



**UNIVERSIDADE DO ALGARVE**

Instituto Superior de Engenharia

***Estratégias de Geração e Transmissão de Sinais  
em Sistemas OFDM-RoF***

Diogo Emanuel Matias Bento

**Dissertação para a obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Elétrica e Eletrónica  
(Especialidade em Tecnologias de Informação e Telecomunicações)**

**Trabalho efetuado sob a orientação de:  
Professora Doutora Paula Laurêncio**

**2012**



**UNIVERSIDADE DO ALGARVE**

Instituto Superior de Engenharia

***Estratégias de Geração e Transmissão de Sinais  
em Sistemas OFDM-RoF***

Diogo Emanuel Matias Bento

**Dissertação para a obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Elétrica e Eletrónica  
(Especialidade em Tecnologias de Informação e Telecomunicações)**

**Trabalho efetuado sob a orientação de:  
Professora Doutora Paula Laurêncio**

**2012**

**Ao Universo, o caos organizado sobre o qual todos nós devemos a nossa  
existência.**

# Agradecimentos

---

Gostaria de agradecer à Professora Doutora Paula Laurêncio pelo seu esforço, dedicação e empenho em orientar-me e esclarecer todas as dúvidas referentes aquando a realização desta dissertação. Gostaria de agradecer também, de modo especial, à minha família, aos meus amigos e ao professor Jânio Monteiro, os quais me apoiaram e me inspiraram ao longo da realização deste trabalho.

# Resumo

---

Atualmente, os sistemas de telecomunicações Rádio sobre Fibra (RoF) prometem grandes melhorias a nível do desempenho em comunicações sem fios, permitindo a transmissão de conteúdo de alta definição que outrora se encontrava limitado aos sistemas de telecomunicações fixos; todavia, para um sistema RoF ser viável, é necessário efetuarem-se transmissões em bandas de frequência elevadas (nomeadamente na banda das ondas milimétricas), uma vez que, além de ser possível um aumento da largura de banda significativo, esta é uma região com uma vasta gama de frequências ainda não-licenciadas.

Contudo, existem algumas limitações na transmissão RoF a elevadas frequências, nomeadamente o aumento dos efeitos de dispersão da fibra, que são muito mais significativos que a frequências baixas, limitando o comprimento da ligação fibra; os efeitos relacionados com o ruído de intensidade relativa (RIN) do laser, que vão adicionar ruído ao espectro ótico do sinal; os efeitos de interferências entre subportadoras aquando o processo de modulação ótica dos dados, que vão gerar erros de *bit* na receção do sinal e, finalmente, o desvanecimento seletivo na frequência, o qual vai causar oscilações de potência à saída da fibra.

Como consequência, o principal objectivo desta dissertação consiste em analisar o desempenho de diferentes soluções de geração e transmissão de sinais OFDM em RoF e a sua respetiva resiliência aos efeitos supra mencionados. Numa das situações, são gerados sinais OSSB na banda das ondas milimétricas (a cerca de 60GHz), tendo sido comparado o desempenho de três soluções de modulação distintas (um modulador Mach-Zehnder (MZM) de 1 braço, um MZM não-linear de 2 braços e um MZM não-linear de 2 braços, mais modulador de fase); na outra situação analisada, foram gerados sinais OSSB na banda de frequências da região dos 60GHz, utilizando-se para tal um processo de conversão em frequência no domínio ótico, tendo sido comparado (também) o desempenho de três soluções de modulação (um MZM não-linear de 2 braços, um MZM não-linear de 2 braços, mais modulador de fase e um MZM Duplo Paralelo).

# Abstract

---

Currently, radio over fibre (RoF) telecommunication systems promise substantial improvements in terms of wireless communication performance, by allowing the transmission of high-definition content which was previously constrained to fixed telecommunication systems; however, in order to a RoF system be viable, data transmissions should be made in high frequency bands (namely in the millimetric wave band), as due to it, it is not only possible to achieve a significant improvement in terms of bandwidth, but there is also a large spectral range that is still not licensed.

However, there are some constraints in the RoF transmission when are used high frequencies, namely the increase of the fibre dispersion effects, which are much higher than in lower frequencies, limiting the fibre link transmission; the relative intensity noise (RIN) related effects that add noise to the signal optical spectrum; the inter-subcarrier effects due to the optical modulation process, causing an increase on the bit error rate of the data transmission, and finally, the frequency selective fading, which will cause power variations at the fibre output.

Consequently, the main objective of this dissertation consists on analyzing the performance of different solutions to generate and transmit OFDM signals in RoF, and its respective resilience to the effects mentioned above. In one of the tested situations, OSSB signals are generated in the millimetric wave range (at about 60GHz), being compared the performance of three distinct modulation solutions (one is a single-arm Mach-Zehnder Modulator (MZM), other is a non-linear dual-arm MZM modulator; finally, the last one is a non-linear dual-arm MZM modulator cascaded with a phase modulator); in the other (tested) situation, OSSB signals were generated in the frequency band near the 60GHz region through an up-conversion process in the optical domain. In this case, three modulation solutions were also tested (one is a non-linear dual-arm MZM modulator, other is a non-linear dual-arm MZM modulator cascaded with a phase modulator; finally, the other one is a Dual-Parallel MZM modulator).

# Lista de Constantes, Símbolos e Unidades

---

$\frac{\text{ps}}{\text{nm.km}}$  → Picossegundos por nanómetro-quilómetro

$\mu\text{m}$  → Micrómetro

**bps/Hz** → Bits por Segundo por Hertz

**BW** → Largura de Banda do Sistema

**c** → Velocidade da Luz no Vácuo

**$d_1(t)$**  → Sinal Elétrico Aplicado a um dos braços do Modulador Mach-Zehnder

**$d_2(t)$**  → Sinal Elétrico Aplicado a um dos braços do Modulador Mach-Zehnder

**dB/km** → dB por quilómetro

**$D_C$**  → Coeficiente de Dispersão Cromática

**$D_S$**  → Dispersão da Fibra Ótica

**$E_{in}(t)$**  → Campo Elétrico à Entrada do Modulador Mach-Zehnder

**$f_k$**  → Frequência da(s) Subportadora(s) OFDM

**$f_{RF}$**  → Frequência da Componente Radiofrequência

**$f_{up}$**  → Frequência de Conversão em Frequência (*up-conversion*)

**$f_{down}$**  → Frequência de Conversão em Frequência (*down-conversion*)

**Gbps** → Gigabits por Segundo

**GHz** → Gigahertz

**km** → Quilómetro

**L** → Comprimento da Fibra

**m** → Metro

**Mbps** → Megabits por Segundo

**MHz** → Megahertz

**$m_1$**  → Índice de Modulação de um Modulador Mach-Zehnder

**$N_{sc}$**  → Número de Subportadoras OFDM

**$P_{in}$**  → Potência de Entrada

**$P_O$**  → Potência Ótica Média

**$P_{out}$**  → Potência de Saída

**$r_{ext}$**  → Razão de Extinção de um Modulador Mach-Zehnder

**RIN(0)** → Ruído de Intensidade Relativa Pré-Definido

**s(t)** → Sinal Modulado em Multiportadora Transmitido ao Longo do Tempo

**s<sub>k</sub>** → Forma de onda da(s) Subportadora(s) OFDM

**THz** → Terahertz

**T<sub>s</sub>** → Período de Símbolo OFDM

**V<sub>DC</sub>** → Tensão Contínua injetada no Modulador Mach-Zehnder

**V<sub>m</sub>** → Tensão da Portadora em Radiofrequência

**V<sub>π</sub>** → Tensão Aplicada aos Braços do Modulador Mach-Zehnder

**x<sub>c</sub>** → Profundidade de Modulação

**β** → Ângulo aplicado ao Modulador de Fase

**ΔG** → Intervalo de Tempo de Guarda

**Δn** → Índice Absoluto de Refração da Fibra

**Δv<sub>L</sub>** → Largura de Linha do Laser

**Δτ<sub>c</sub>** → Variação da Dispersão Cromática

**Π(t)** → Função da Forma de Pulso OFDM

**φ<sub>inf</sub>** → Fase do Braço Inferior de um Modulador Mach-Zehnder de 2 braços

**φ<sub>sup</sub>** → Fase do Braço Superior de um Modulador Mach-Zehnder de 2 braços

**Ω** → Frequência Angular da Portadora RF

**ω<sub>0</sub>** → Frequência Angular da Portadora Ótica

**ω<sub>c</sub>** → Portadora Ótica

**ω<sub>RF</sub>** → Frequência Angular da Portadora RF

**δP̃<sub>N</sub>(z, ω)** → Espectro de Flutuações de Potência à Saída da Fibra Ótica

# Lista de Acrónimos

---

- ADSL** → Linha de Subscrição Digital Assimétrica
- AM** → Modulação em Amplitude
- ASK** → Amplitude Shift Keying
- AV** → Áudio / Vídeo
- CMS** → Sinalização de Modo Comum
- CO-OFDM** → OFDM Ótico Coerente
- DAB** → *Digital Audio Broadcast*
- DAC** → Conversor Digital-Analógico
- DC** → Dispersão Cromática
- DF** → *Feedback* Distribuído
- DFT** → Transformada Discreta de Fourier
- DMP** → Dispersão em Modo de Polarização
- DVB-T** → *Digital Video Broadcast* - Terrestre
- EB** → Estação de Base
- EIRP** → Potência Radiada Isotrópica Equivalente
- EVM** → Magnitude Vetorial de Erro
- FEC** → Correção de Erro de Campo
- FM** → Modulação em Frequência
- FQ** → Quadruplicação de Frequência
- FSF** → Desvanecimento Seletivo no Domínio da Frequência
- FT** → Triplicação de Frequência
- FTTB** → Fibra até ao Armário
- FTTH** → Fibra até à Casa
- FWM** → *Four-Wave Mixing*
- GMSK** → *Gaussian Mean Shift Keying*
- GSM** → Sistema Global de Comunicações Móveis
- HAN** → Rede de Área Residencial
- HD** → Alta Definição
- HDTV** → Televisão de Alta Definição
- HRP** → PHY de Elevado Desempenho

**HSI** → Interface de Elevada Velocidade  
**I/Q** → Fase / Quadratura  
**IDFT** → Transformada Discreta Inversa de Fourier  
**IEEE** → Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos  
**IG** → Intervalo de Guarda  
**IIS** → Interferência Interssimbólica  
**IM-DD** → Modulação de Intensidade – Modulação Direta  
**IP** → Protocolo Internet  
**IPTV** → Televisão Sobre IP  
**LAN** → Rede de Área Local  
**LO** → Oscilador Eletrônico  
**LOS** → Linha de Vista  
**LRP** → PHY de Baixo Desempenho  
**LTE** → UMTS *Long Term Evolution*  
**MAC** → Controlo de Acesso ao Meio  
**MAN** → Rede de Área Metropolitana  
**MB-OFDM** → OFDM em Multibanda  
**MCM** → Modulação Multiportadora  
**mmWave** → Protocolo IEEE 802.15.3c  
**MSP** → Multiplexagem de Subportadoras  
**MTD** → Multitom Discreto  
**MZM** → Modulador Mach-Zehnder  
**NLOS** → Transmissão sem Linha de Vista  
**OCS** → Supressão de Portadora Ótica  
**ODSB** → Transmissão Ótica em Banda Lateral Dupla  
**OFDM** → Modulação por Divisão Ortogonal na Frquência  
**OOK** → *On-Off Keying*  
**OSSB** → Transmissão Ótica em Banda Lateral Única  
**PAPR** → *Peak-to-Average Peak Ratio*  
**PHY** → Camada/Nível Físico  
**PM** → Modulador de Fase  
**PSK** → *Phase Shift Keying*  
**QAM** → Modulação de Amplitude em Quadratura  
**RF** → Radiofrequência

**RIN** → Ruído de Intensidade Relativa

**RoF** → Rádio sobre Fibra

**SC** → Portadora Única

**SNR** → Relação Sinal-Ruído

**TM** → Terminal Móvel

**TTD** → Taxa de Transmissão de Dados

**UAR** → Unidade de Acesso Remota

**UEP** → Proteção de Erro Desigual

**UMTS** → Sistema de Telecomunicações Móveis Universal

**UWB** → Banda Ultra-Larga (*Ultra-Wide Band*)

**WDM** → Multiplexagem por Divisão em Comprimentos de Onda

**WiGig** → Consórcio Wireless Gigabit Alliance

**WLAN** → Redes de Área Local sem Fios

**WPAN** → Rede de Área Pessoal sem Fios

**xDSL** → Linha Digital de Assinante



# Índice

---

Índice de Ilustrações .....	iv
Índice de Tabelas .....	viii
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação para a Escolha do Tema da Dissertação.....	1
1.2 Objetivos e Estrutura da Dissertação .....	5
1.3 Os Sistemas RoF (Radio-over-Fibre) .....	7
1.3.1 Generalidades .....	7
1.3.2 Vantagens de um sistema RoF.....	8
1.3.3 Limitações de um Sistema RoF .....	10
1.3.4 Aplicações da Tecnologia RoF.....	11
1.4 Os Sistemas de Telecomunicações a 60GHz.....	12
1.4.1 Generalidades .....	12
1.4.2 Vantagens dos Sistemas de Telecomunicações a 60GHz.....	13
1.4.3 Implementações Rádio a 60GHz.....	14
1.5 Fatores Limitativos nos Sistemas de Telecomunicações RoF .....	18
1.5.1 RIN (Ruído de Intensidade Relativa) do Laser .....	18
1.5.2 Interferência Entre Subportadoras e Desvanecimento Seletivo .....	19
1.5.3 Os efeitos de dispersão na Fibra Ótica Monomodo.....	20
1.6 O VPI Transmission Maker <sup>TM</sup> .....	24
1.7 Conclusões.....	24
1.8 Referências Bibliográficas .....	25
2 Fundamentos Teóricos.....	28
2.1 OFDM.....	28
2.1.1 Generalidades .....	28

---

2.1.2	História do OFDM.....	28
2.1.3	Formulação Matemática do OFDM.....	29
2.1.4	Transmissão de Dados OFDM .....	30
2.1.5	Portadora Única <i>versus</i> OFDM: Um debate no mundo das Telecomunicações .....	34
2.2	Transmissão Ótica em Banda Lateral Única (OSSB).....	34
2.2.1	Estratégias de Geração de Sinal OSSB.....	35
2.3	O padrão IEEE 802.15.3c (mmWave).....	43
2.3.1	O UWB (Ultra-Wide Band).....	43
2.3.2	IEEE 802.15.3c (mmWave) .....	43
2.4	Conclusões .....	47
2.5	Referências.....	48
3	Análise do Desempenho em Sistemas OFDM OSSB a 60GHz .....	50
3.1	Descrição de um Sistema de Telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz .....	50
3.2	Resultados.....	52
3.2.1	Metodologia.....	52
3.2.2	Análise do Espectro Ótico .....	54
3.2.3	Análise de Resultados EVM.....	55
3.2.4	Análise do Desvanecimento Seletivo na Frequência.....	62
3.2.5	Análise de Intermodulações.....	63
3.3	Conclusões .....	65
3.4	Referências.....	66
4	Análise do Desempenho em Sistemas OFDM OSSB com Conversão de Frequência	
	67	
4.1	Descrição de um Sistema de Telecomunicações OFDM OSSB com Conversão de Frequência.....	67
4.1.1	Técnicas de Conversão de Frequência Ótica.....	68
4.2	Resultados.....	70

---

4.2.1	Metodologia.....	70
4.2.2	Análise do Espectro Ótico .....	71
4.2.3	Análise de Resultados EVM.....	73
4.2.4	Análise do Desvanecimento Seletivo na Frequência.....	78
4.3	Conclusões .....	80
4.4	Referências.....	81
5	Conclusões Finais e Trabalho Futuro .....	82

# Índice de Ilustrações

---

Figura 1.1 – Alocação de Espectro Eletromagnético (baseado em [1.1]) .....	4
Figura 1.2 – Alocação da região dos 60GHz na Europa (baseado em [1.9]) .....	5
Figura 1.3 – Exemplo Simplificado de um Sistema de Comunicações Rádio sobre Fibra .....	8
Figura 1.4 – Exemplo de uma rede Rádio sobre Fibra para utilização residencial .....	12
Figura 1.5 – Diagrama conceptual de um sinal OFDM resultante do batimento entre a portadora ótica e as diferentes subportadoras (baseado em [1.30]).....	19
Figura 1.6 – Dispersão Cromática numa Fibra Monomodal (baseado em [1.31]) .....	21
Figura 1.7 – Dispersão Cromática para diferentes tipos de Fibra Monomodal (baseado em [1.34]) .....	22
Figura 2.1 – Diagrama conceptual de um sistema MCM (baseado em [2.1]).....	30
Figura 2.2 – Exemplo de Transmissão PtP utilizando-se OFDM (baseado em [2.10]) .	31
Figura 2.3 – Exemplo de símbolos OFDM (linhas), cada um transportando várias portadoras SC (colunas) (baseado em [2.10]) .....	31
Figura 2.4 – Interferência da Função Transferência no design de um sistema OFDM (baseado em [2.10]).....	32
Figura 2.5 – Extensão Cíclica e <i>Windowing</i> de um Símbolo OFDM (baseado em [2.10]) .....	32
Figura 2.6 – O sinal no domínio do tempo OFDM para um símbolo completo OFDM (baseado de [2.1]) .....	33
Figura 2.7 – Representação esquemática dos sinais ODSB (a) e OSSB (b) antes e depois do processo de detecção direta (baseado em [2.14]).....	35
Figura 2.8 – Esquema de um modulador Mach-Zehnder Diferencial (retirado de [2.17]) .....	36
Figura 2.9 – Componentes do espectro do campo óptico normalizadas em função da frequência normalizada para SSB (retirado de [2.14]) .....	37
Figura 2.10 – Esquema de Sistema de Telecomunicações com modulador de fase (baseado em [2.21]).....	38
Figura 2.11 – Esquema de um MZM de 1 braço, mais filtro ótico (baseado em [2.14])	39

Figura 2.12 – Esquema de um MZM Duplo Paralelo (adaptado de [2.23]) .....	41
Figura 3.1 – Diagrama de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM de um braço mais Filtro Ótico (baseado em [3.2]) .....	50
Figura 3.2 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços (baseado em [3.2]) .....	51
Figura 3.3 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear de dois braços, mais Modulador de Fase (baseado em [3.2]) .....	51
Figura 3.4 – Análise dos Espectros Óticos de Sinal à saída do (a) MZM de um braço, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (b) MZM de um braço, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (c) MZM de dois braços, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (d) MZM de dois braços, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (e) Modulador de Fase, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (f) Modulador de Fase, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ) .....	54
Figura 3.5 – EVM <i>versus</i> profundidade de modulação para (a) 25km de fibra, circuito real vs circuito ideal; (b) 50km de fibra, circuito real vs circuito ideal.....	56
Figura 3.6 – Comparação de EVMs <i>versus</i> Comprimento de Fibra para um (a) Circuito Ideal vs Real, 25km de fibra; (b) Circuito Real vs sem RIN, 25km de fibra; (c) Circuito Ideal vs Real, 50km de fibra; (d) Circuito Real versus sem RIN, 50km de fibra.....	57
Figura 3.7 – Efeitos de Atenuação da Fibra para (a) 25km de Fibra, circuito ideal (b) 50km de Fibra, circuito ideal; (c) 25km de Fibra, circuito real; (d) 50km de Fibra, circuito real.....	58
Figura 3.8 – Constelações recebidas, para um circuito ideal com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 50km).....	59
Figura 3.9 – Constelações recebidas, para um circuito real com MZM não-linear de dois braços, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 50km).....	60
Figura 3.10 – Efeitos do RIN no EVM, para um circuito real: (a) RIN pré-definido, 25km de fibra; (b) Largura de Linha, 25km de fibra; (c) RIN pré-definido, 50km fibra; (d) Largura de Linha, 50km de fibra .....	61
Figura 3.11 – Análise do desvanecimento seletivo no domínio da frequência para um (a) MZM de um braço; (b) MZM de dois braços; (c) Modulador de Fase .....	62
Figura 3.12 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para valores de profundidade de modulação ótimos ( $x_c=0.43$ circuito com MZM de um braço, $x_c=0.155$ circuito com MZM de dois braços, $x_c=0.111$ circuito com modulador de fase).....	63

Figura 3.13 – Gráficos das Intermodulações <i>versus</i> comprimento de fibra para um (a) Circuito com MZM de um braço, $x_c=0.43$ ; (b) Circuito com MZM de dois braços, $x_c=0.155$ ; (c) Circuito com Modulador de Fase, $x_c=0.111$ .....	64
Figura 3.14 – Comparação de Intermodulações para um Sistema RoF a 60GHz: (a) Intermodulação vs Comprimento de Fibra; (b) Intermodulação vs Profundidade de Modulação .....	64
Figura 4.1 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços, através de um processo de Conversão em Frequência (baseado em [4.4]) .....	67
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços, mais Modulador de Fase, através de um processo de Conversão em Frequência (baseado em [4.4]).....	68
Figura 4.3 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando uma solução de modulação com dois MZMs em configuração Duplo Paralelo, através de um processo de Conversão em Frequência (elaboração própria) .....	68
Figura 4.4 – Análise dos Espectros Óticos de Sinal para 20km de fibra para um (a) MZM de dois braços, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (b) MZM de dois braços, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (c) Modulador de Fase, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (d) Modulador de Fase, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (e) MZM Duplo Paralelo em FT, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (f) MZM Duplo Paralelo em FT, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (g) MZM Duplo Paralelo em FQ, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (h) MZM Duplo Paralelo em FQ, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ).....	72
Figura 4.5 – Espectro Elétrico do Sinal do MZM Duplo Paralelo, com FQ: (a) Circuito com $R_{ext}=\infty$ ; (b) Circuito com $R_{ext}=30\text{dB}$ .....	73
Figura 4.6 – Comparação de Valores EVM <i>versus</i> profundidade de modulação, para diferentes soluções de conversão de frequência (20km de fibra, circuito real vs ideal) 73	
Figura 4.7 – Comparação de Valores EVM <i>versus</i> Comprimento de Fibra para um (a) Circuito Real <i>versus</i> Circuito sem RIN; (b) Circuito Real <i>versus</i> Circuito Ideal .....	74
Figura 4.8 – Comparação dos Efeitos de Atenuação da Fibra para circuitos com conversão de frequência: (a) Circuito Ideal; (b) Circuito Real .....	76
Figura 4.9 – Constelações recebidas, para um circuito ideal com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 20km).....	76
Figura 4.10 – Constelações recebidas, para um circuito real com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 20km).....	77

---

Figura 4.11 – Efeitos do RIN no EVM (20km de fibra, circuito real): (a) RIN pré-definido; (b) Largura de Linha .....	77
Figura 4.12 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para vários valores de profundidade de modulação (a) Circuito com MZM de dois braços; (b) Circuito com Modulador de Fase; (c) MZM Duplo Paralelo em FT; (d) MZM Duplo Paralelo em FQ .....	79
Figura 4.13 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para valores de profundidade de modulação ótimos: (a) $x_c=0.32$ , circuito com MZM de dois braços; (b) $x_c=0.26$ , circuito com modulador de fase; (c) $x_c=0.31$ , MZM Duplo Paralelo em FT; (d) $x_c=0.28$ , MZM Duplo Paralelo em FQ .....	79

# Índice de Tabelas

---

Tabela 1.1 – Comparação de Eficiências Espectrais (60GHz vs Tecnologias Concorrentes) (baseado em [1.1]) .....	14
Tabela 1.2 – Resumo dos modos PHY do IEEE 802.15.3c (baseado em [1.1]) .....	15
Tabela 1.3 – Relação entre os tipos de dispositivos e modos de operação PHY do ECMA 378 (baseado em [1.1]) .....	16
Tabela 2.1 – Classificação MCS do PHY SC (baseado em [2.26]) .....	45
Tabela 2.2 – Parâmetros MCS do PHY HSI (baseado em [2.26]) .....	46
Tabela 2.3 – Codificação e TTDs do modo HRP do PHY AV (baseado em [2.26]) .....	46
Tabela 2.4 – Codificação e TTDs do modo LRP do PHY AV (baseado em [2.26]).....	47
Tabela 3.1 – Parâmetros globais de simulação de um sistema de telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz .....	53
Tabela 4.1 – Parâmetros globais de simulação de um sistema de telecomunicações OFDM OSSB utilizando a técnica de conversão de frequência com triplicação .....	71

# 1 Introdução

---

## 1.1 Motivação para a Escolha do Tema da Dissertação

O paradigma dos sistemas de telecomunicações sem fios existe desde os primórdios das telecomunicações, uma vez que um dos principais objetivos e vantagens dos mesmos é sobretudo conseguir efetuar-se a ligação entre dois locais remotos, sem que para isso seja necessária a utilização de meios “físicos” (i.e., cabos).

Inicialmente, as telecomunicações sem fios, estudadas e inventadas por Hertz e Marconi nos finais do século XIX, eram essencialmente efetuadas por feixes hertzianos, ou seja, utilizando-se “linha de vista”. Em 1901, foi efetuada a primeira comunicação de dados sem fios entre a Cornualha, Inglaterra e Terra Nova, Canadá [1.1]. Isto foi uma grande revolução na área das telecomunicações, uma vez que permitiu uma comunicação facilitada entre continentes, que antes era bastante morosa e dispendiosa. Por outro lado, esta forma de transmissão tinha as suas limitações, nomeadamente o facto que, se houvesse obstáculos no processo de transmissão de dados (normalmente a nível topográfico ou devido à atenuação da atmosfera), os mesmos eram perdidos.

Estas primeiras implementações de comunicações sem fios iniciaram todo um processo de evolução que ainda hoje ocorre. Inicialmente, estas implementações de ondas em radiofrequência foram utilizadas em fins tais como: transmissão de rádio AM e FM, transmissão de dados em onda curta e transmissão de televisão analógica [1.1].

Entretanto, com os avanços tecnológicos nas tecnologias acima mencionadas durante o século XX, e, em meados do mesmo século, o início da “era espacial” (finais dos anos 50), ocorreu uma nova revolução nas telecomunicações sem fios: Estas, em vez de serem efetuadas através de ondas rádio que refletiam na atmosfera terrestre e feixes hertzianos passaram também a ser efetuadas por satélites. Isto permitia a transmissão de elevadas quantidades de dados entre continentes, sem que houvesse efeitos de atenuação tão significativos devido à propagação do sinal pela atmosfera terrestre. Adicionalmente

a esta evolução nos sistemas de telecomunicações, durante os anos 60 do século XX, surgiram os conceitos de fibra ótica [1.2], OFDM (Multiplexagem por Divisão na Frequência Ortogonal) [1.3][1.4] e Internet (ARPANet). Contudo, nesta época ainda existiam algumas limitações nos sistemas de telecomunicações sem fios: As transmissões de dados por satélite eram fiáveis (apesar de algum atraso na transmissão de dados), porém, dispendiosas (uma vez que requeriam estações transmissoras/recetoras na superfície terrestre), e a fibra ótica inicialmente tinha um desempenho bastante inferior aos sistemas de telecomunicações baseados em cobre.

Nos finais dos anos 70, surge também algo que iria revolucionar o mundo atual das telecomunicações: os primeiros sistemas de telecomunicações celulares analógicos [1.5]. Inicialmente, estes sistemas transmitiam sinais analógicos, de uma forma idêntica ao que acontecia com a transmissão de sinais em rádiodifusão. O grande senão destes sistemas era o facto dos equipamentos móveis serem dispendiosos e relativamente pouco portáteis.

Nos anos 80 do século XX, graças às evoluções ocorridas no processo de fabrico de fibra ótica, foram implementados os primeiros sistemas de telecomunicações intercontinentais baseados nesta mesma tecnologia. Pela primeira vez, podiam ser transmitidas elevadas quantidades de dados, sem que fosse necessário transmitir os mesmos para uma estação terrestre remota, que por sua vez, transmitia os dados para um ou mais satélites.

Nos anos 90, as evoluções ocorridas ao nível da eletrónica digital e o aparecimento do GSM nos anos 90, marcam a transição das comunicações móveis do analógico para o digital. Durante esta época, ocorre a massificação do uso de terminais móveis, nomeadamente nos países desenvolvidos.

Nos anos 90, a tecnologia OFDM ganha relevo quando esta é definida na Europa para transmitir os padrões DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) [1.6]. Um outro acontecimento importante na mesma época é a reutilização de uma tecnologia baseada no OFDM, o MTD (Multitom Discreto), para um maior aproveitamento da largura disponível nas redes de acesso de cobre tradicionais; como consequência, dá-se a popularização e expansão dos serviços xDSL no mercado doméstico. Nas redes *core*, a fibra ótica gradualmente substitui as redes de cobre tradicionais, permitindo uma maior flexibilidade e interconetibilidade entre diferentes operadores de rede, de diferentes países; deste modo, pode-se dizer que o conceito de “rede global interconetada” é expandido.

Desde os finais dos anos 90 que existem os conceitos de HDTV (Televisão de Alta Definição) e transmissão de vídeo sobre IP (IPTV). A transmissão de conteúdo digital de alta definição numa rede IP desta época sofria vários obstáculos: além de dispendiosa, requeria elevadas larguras de banda disponíveis, as quais não estavam ao alcance da vasta maioria dos utilizadores domésticos.

Com o aparecimento das tecnologias sem fios baseadas no protocolo IEEE 802.11 (Wi-Fi) em finais dos anos 90 [1.7], é introduzido no mercado de consumo o conceito de WLAN (*Wireless Local Area Networks*). Este é um dos conceitos de rede doméstica e empresarial mais popular na atualidade. Um marco importante do protocolo IEEE 802.11 é o facto de, pela primeira vez na história das telecomunicações, o OFDM ser utilizado para transmissão de dados em redes sem fios. Todavia, o IEEE 802.11 inicial (802.11a/b) apresentava algumas limitações, nomeadamente velocidades máximas de rede nos 54Mbps (802.11a) / 11Mbps (802.11b) e, em alguns casos, interferências com outros protocolos (como por exemplo o bluetooth).

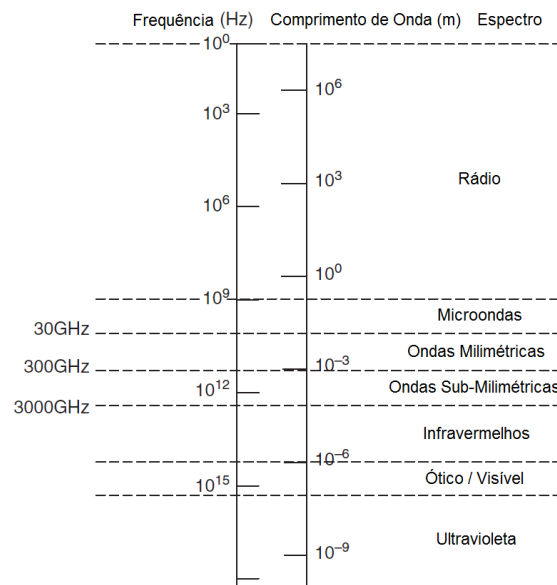
Na última década dá-se o fenómeno do *boom* da Internet. Este fenómeno teve como principal consequência o aumento exponencial da quantidade de dados que é transmitida nos sistemas e redes de telecomunicações. Simultaneamente, no mundo das comunicações móveis, ocorre a transição das tecnologias GSM para o UMTS, e, como tal, existe a transição de uma rede maioritariamente de comutação de circuitos para uma rede de pacotes de dados, a qual também passará a aceder aos mesmos conteúdos Internet que as redes “fixas”.

Juntamente a estes fatores dá-se o fenómeno da digitalização da informação, que gradualmente tem deixado de ser transmitida / distribuída através de meios físicos (ex. *Media Ótico*, livros, etc.) e tem passado a ser fornecida digitalmente, nomeadamente através de redes IP. Deste modo, tornou-se preponderante não só a melhoria das condições nas redes *core*, como também das redes de acesso. Hoje em dia, as soluções *state-of-art* utilizadas nas redes de acesso baseiam-se em soluções FTTH (*Fiber to the Home*) / FTTB (*Fiber to the Building*), as quais são predominantemente fixas.

Os sistemas de telecomunicações sem fios atuais caracterizam-se pelo seu limitado débito binário e pela utilização de bandas de frequências que se encontram bastante congestionadas. Inicialmente, devido à otimização na área dos *codecs* de transmissão de vídeo (nomeadamente a transição do MPEG-2 para o MPEG-4 H.264) e à melhoria das tecnologias sem fios (nomeadamente o aparecimento do IEEE 802.11n e do UWB), não foi necessária uma atualização imediata das redes de acesso; todavia, o aparecimento do

vídeo tridimensional e em UHD (*Ultra-High Definition*) e, nos últimos anos, o aumento exponencial do tráfego de rede gerado pelos terminais móveis, tornaram essencial que as redes de acesso estejam preparadas para o aumento significativo do tráfego de dados transmitidos por cada utilizador.

Consequentemente, um dos conceitos que hoje em dia mais se fala como solução para transmissão de dados em alta definição em redes sem fios é o Rádio sobre Fibra (RoF). O rádio sobre fibra é uma tecnologia que permite a utilização de fibra ótica para distribuir sinais de radiofrequência (RF) de uma localização central para uma ou mais unidades de acesso remotas (UARs) e, posteriormente para um ou mais terminais móveis (TMs) [1.8]. Uma das grandes vantagens do RoF é facto de esta tecnologia ser transparente ao protocolo rádio utilizado e formatos de modulação utilizados [1.9]; o grande desafio dos sistemas RoF atuais são os previamente mencionados: além dos sistemas atuais sem fios não permitirem larguras de banda elevadas, estes atualmente utilizam bandas de frequência bastante congestionadas.



**Figura 1.1 – Alocação de Espectro Eletromagnético (baseado em [1.1])**

Consequentemente, o futuro destes sistemas passa pela utilização de frequências mais elevadas, nomeadamente nas bandas milimétricas (*mm-wave*). A tecnologia rádio nas frequências milimétricas (Figura 1.1) já é conhecida desde há algumas décadas, nomeadamente a nível militar [1.1]; contudo, os seus atuais custos, limitações tecnológicas, elevadas atenuações de propagação e o facto dos sinais *mm-wave* não conseguirem ultrapassar obstáculos, como por exemplo paredes [1.9] têm afastado, de certo modo, as soluções *mm-wave* do mercado doméstico. Felizmente, graças aos avanços tecnológicos nos últimos anos, poderá ser possível, a curto prazo, a aplicação

destes sistemas; juntamente com o RoF (rádio sobre fibra) permitirão a obtenção de larguras de banda em sistemas sem fios muito próximas das obtidas nos sistemas fixos.

Hoje em dia, a nível académico e de I&D (Investigação e Desenvolvimento) são focados sobretudo os padrões de ondas milimétricas que operam na região próxima dos 60GHz (57-66GHz) [1.9]. A nível europeu, foi definida a divisão desta mesma região em quatro canais com uma largura de banda de 2.16GHz (conforme ilustrado na Figura 1.2), sendo possível, na melhor situação, taxas de transmissão até 7Gbps por canal [1.9]. Os padrões IEEE 802.15.3c (mmWave) e WirelessHD foram finalizados em 2009 e são dedicados a comunicações WPAN [1.1]. Recentemente foi criado o grupo IEEE802.11ad, fundado pelo consórcio WiGig. Este padrão, ao contrário dos conceitos acima mencionados, pretende criar um novo conceito, o qual se designa por HAN (*Home Area Network*) [1.9].

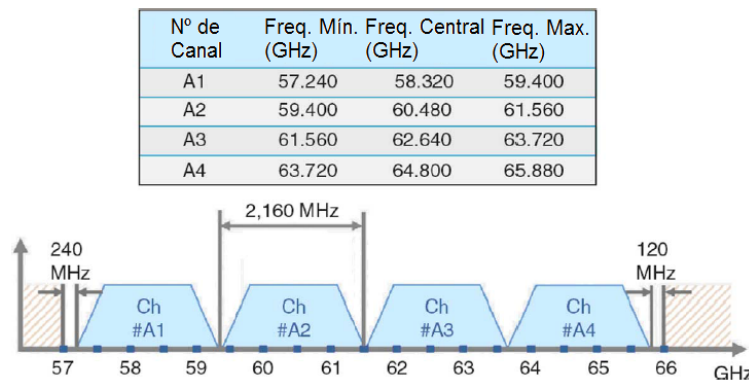


Figura 1.2 – Alocação da região dos 60GHz na Europa (baseado em [1.9])

As razões acima mencionadas constituíram a motivação para a realização desta dissertação intitulada “Estratégias de Geração e Transmissão de Sinais em Sistemas OFDM Rádio sobre Fibra”.

## 1.2 Objetivos e Estrutura da Dissertação

Esta proposta de dissertação tem como principais objetivos simular e transmitir sinais óticos, analisando-se os principais problemas inerentes à implementação de sistemas RoF, tanto numa implementação nativa a 60GHz, como utilizando-se técnicas de conversão de frequência (i.e., geração de frequências mais elevadas utilizando-se frequências mais baixas). Isto será efetuado utilizando-se o simulador de telecomunicações VPI™ Transmission Maker ao longo do trabalho proposto. A estrutura da dissertação está organizada do seguinte modo:

No presente capítulo (Capítulo 1), serão abordadas as motivações pela qual esta mesma dissertação será efetuada e abordados alguns dos conceitos teóricos que serão escritos na dissertação, nomeadamente a definição de sistemas de telecomunicações RoF, as suas vantagens, limitações e aplicações; uma descrição geral dos sistemas de telecomunicações na banda das ondas milimétricas, suas vantagens e possíveis implementações destas mesmas soluções; descrição detalhada dos principais fatores limitativos de um sistema de telecomunicações rádio sobre fibra e, finalmente, uma descrição do programa utilizado para efetuar estas mesmas simulações (VPI Transmission Maker™).

O segundo capítulo da dissertação será utilizado para definir alguns dos conceitos utilizados na mesma, nomeadamente a modulação OFDM, a transmissão de dados em banda ótica espectral única (OSSB) e o padrão IEEE 802.15.3c, o qual está na base da transmissão de dados em picocélulas. Na seção referente ao OFDM serão descritos alguns conceitos gerais, seguidos de uma breve história da utilização do OFDM; posteriormente será descrito o processo de formulação matemática do OFDM, seguido pela descrição do processo de transmissão de dados em OFDM. Finalmente será efetuada uma comparação individual das vantagens da portadora única e do OFDM, e como estas tecnologias comparam-se uma à outra.

Na seção referente à transmissão de dados em OSSB, serão descritos os moduladores Mach-Zehnder (MZM) e o seu respetivo funcionamento e, baseado na utilização deste modulador, a geração de um sinal OFDM OSSB.

Finalmente, na seção referente ao padrão IEEE 802.15.3c, será feita uma descrição deste padrão, seguida da descrição dos PHYs (camadas físicas) que o protocolo utiliza.

No capítulo 3, serão descritos os resultados referentes a sistemas de telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz, obtidos através de técnicas de geração direta a 60GHz (simulados no VPI Transmission Maker™). A primeira seção faz uma descrição breve do funcionamento destes sistemas de telecomunicações. Posteriormente serão abordados os diferentes parâmetros de simulação utilizados (para as simulações em questão). A seção seguinte corresponde aos resultados obtidos para estas simulações, os quais serão devidamente analisados e comentados. Para tal, será inicialmente descrita em detalhe a metodologia utilizada para efetuar as simulações; nos pontos seguintes, analisar-se-ão os resultados referentes aos espectros óticos, intermodulações e efeitos de desvanecimento obtidos para um comprimento de fibra de 25km, e os resultados EVM para comprimentos de fibra de 25 e 50km.

No capítulo 4 da dissertação, serão descritos os resultados referentes a sistemas de telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz, obtidos através de um processo de conversão em frequência no domínio ótico (*up-conversion*). Na primeira seção, serão descritos em detalhe os sistemas de telecomunicações OFDM OSSB que efetuam conversão de frequência (através de triplicação / quadruplicação de frequência). Posteriormente, serão abordados os parâmetros de simulação, utilizados nas simulações de conversão de frequência. Na seção seguinte, referente aos resultados obtidos, descrever-se-á a metodologia utilizada para calcular os resultados das simulações OFDM OSSB com conversão de frequência, seguindo-se uma análise do espectro ótico e dos resultados EVM obtidos, para um comprimento de fibra igual a 20km.

Finalmente, no capítulo 5 são descritas as conclusões referentes aos resultados obtidos aquando da realização deste trabalho; é também feita uma breve descrição do trabalho futuro a ser realizado.

## 1.3 Os Sistemas RoF (Radio-over-Fibre)

### 1.3.1 Generalidades

O rádio sobre fibra (RoF, ilustrado na Figura 1.3) é uma tecnologia que permite a utilização de fibra ótica para distribuir sinais de radiofrequência (RF) de uma central (CO) para uma ou mais UARs (unidades de antena remotas). O RoF torna possível centralizar-se as funções de processamento do sinal numa localização partilhada (cabeça de rede), podendo-se posteriormente utilizar fibra ótica; uma vez que esta tem uma baixa atenuação (tipicamente, 0.3 dB/km para comprimentos de onda na janela de 1550nm), o sinal RF recebido nas UARs tem um nível de qualidade relativamente elevado. Deste modo, as UARs têm um *design* simplificado, uma vez que a única função destes dispositivos é efetuar funções de conversão optoeletrónica e amplificação. A centralização do processamento de sinal RF permite funções melhoradas, entre as quais a partilha de utilização de equipamentos, alocação dinâmica de recursos da rede e uma manutenção fácil de todo o sistema de telecomunicações adjacente. Estes benefícios podem ser traduzidos em custos de implementação e operação reduzidos, sobretudo quando se trata de sistemas de telecomunicações de banda larga [1.10].

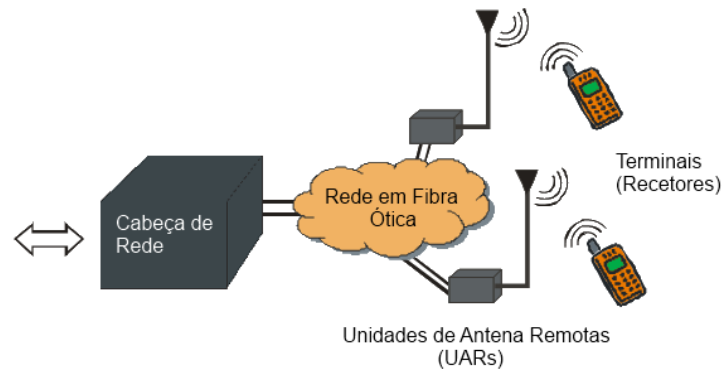


Figura 1.3 – Exemplo Simplificado de um Sistema de Comunicações Rádio sobre Fibra

## 1.3.2 Vantagens de um sistema RoF

### 1.3.2.1 Baixas Perdas por Atenuação

A distribuição de sinais elétricos em frequências elevadas tanto em espaço livre como em linhas de transmissão é problemática e dispendiosa [1.11]. Em espaço livre, atenuações devido a absorção e reflexão aumentam com a frequência. Em linhas de transmissão, a impedância também aumenta com a frequência, causando elevadas atenuações [1.12]. Isto implica que o equipamento necessário para transmitir sinais elétricos de alta frequência seja dispendioso e mesmo em alguns casos, inexistente. Deste modo, uma solução alternativa para a transmissão de sinais de alta frequência é a transmissão na cabeça da rede (*headend*) de sinais em frequências mais baixas, os quais serão convertidos em sinais de frequência mais elevada através de técnicas de conversão de frequência nas estações de base (EB); aí, esses sinais serão amplificados e transmitidos até aos terminais móveis (TMs) [1.13].

Uma vez que a fibra ótica tem baixas perdas, a tecnologia RoF pode ser utilizada para se transmitirem dados nas bandas milimétricas com baixas perdas, permitindo a simplificação das unidades de acesso remotas (RAUs).

As fibras monomodo atuais têm atenuações bastante baixas (cerca de 0.2dB/km na banda dos 1550 $\mu$ m). Deste modo, ao transmitirem-se sinais de alta frequência óticamente, obtém-se um aumento significativo das distâncias de transmissão (*versus* soluções concorrentes, tais como o cabo coaxial), ao mesmo tempo que a potência necessária para transmitir os sinais diminui consideravelmente [1.10].

### 1.3.2.2 Elevadas Larguras de Banda

As fibras óticas disponibilizam larguras de banda quase ilimitadas. Uma fibra ótica monomodo hoje em dia é capaz de fornecer uma largura de banda combinada de cerca

de 50THz, contudo, só uma (pequena) fração da mesma é atualmente utilizada (cerca de 1.6THz) [1.10].

A elevada largura de banda disponibilizada pelas fibras óticas tem outras vantagens além da elevada capacidade para se transmitirem sinais em frequências micro-ondas. Uma das principais vantagens é o facto de se poderem executar funções de processamento de sinal em alta frequência que seriam complexas se fossem executadas no domínio elétrico (ex. *filtering, mixing, up/down-conversion*) [1.14]. Isto permite que se possam utilizar componentes com menores custos, como por exemplo díodos *laser* e moduladores óticos, utilizando-se menores larguras de banda.

Atualmente, o principal obstáculo à utilização de elevadas larguras de banda em sistemas RoF deve-se sobretudo às limitações de largura de banda adjacentes aos sistemas eletrónicos. Para se resolver este problema é necessária uma solução de multiplexagem eficiente. Em sistemas analógicos como o RoF, processos como a multiplexagem de subportadoras (MSP) podem ser utilizados para incrementar a utilização da largura de banda disponível no sistema. Utilizando-se MSP, várias subportadoras em frequências micro-ondas moduladas analógica ou digitalmente são combinadas e utilizadas para modular o sinal ótico, o qual é posteriormente transportado em fibra ótica monomodo [1.15]. Isto permite aumentar a viabilidade económica do sistema RoF.

### **1.3.2.3 Imunidade a Interferências Eletromagnéticas**

Uma vez que os sinais são transmitidos através de fibra ótica, estes são imunes a interferências eletromagnéticas. Isto torna atraente a utilização de fibra ótica mesmo para distâncias curtas de transmissão. Associado a estas propriedades está também o facto de o sinal, sendo transmitido óticamente, fornecer segurança e privacidade adicionais [1.10].

### **1.3.2.4 Fácil Instalação e Manutenção**

Em sistemas RoF, o equipamento mais dispendioso é mantido na cabeça da rede. A maior parte das técnicas de geração de sinal RoF evita a utilização de um LO (Oscilador Eletrónico) na UAR. Na maioria dos casos, uma UAR num sistema RoF é constituída por um fotodetector PIN, um amplificador RF e uma antena. O equipamento de modulação e comutação é mantido na cabeça da rede e partilhado por diversas RAUs, o que permite que as RAUs tenham baixos custos de instalação e manutenção. Isto é bastante importante, uma vez que associado a um sistema de telecomunicações de fibra

ótica poderão estar associadas várias RAUs. Além disso, em locais remotos onde as RAUs possam não estar facilmente acessíveis, o facto de se utilizarem menos componentes também implicará a redução significativa de custos de manutenção [1.12]. A utilização de RAUs mais pequenas para transmitir sinais rádio em distâncias mais curtas (uma vez que os sinais em ondas milimétricas sofrem de uma elevada atenuação), também tem consequências positivas em termos económicos e ambientais.

#### ***1.3.2.5 Baixo Consumo Energético***

A utilização de RAUs mais simplificadas também permite melhorias significativas a nível do consumo de energia. Em algumas aplicações RoF, as RAUs podem operar em modo passivo (ex. micro e pico-células). Trata-se de uma vantagem importante uma vez que muitas RAUs de um sistema RoF são implementadas em locais remotos e não têm acesso direto à rede elétrica [1.10].

#### ***1.3.2.6 Operações Multioperador e Multisserviço***

Os sistemas RoF fornecem interoperabilidade acrescida. Consoante a técnica de geração de sinal RF utilizada, a distribuição de sinal RoF pode ser efetuada de forma transparente. Como exemplo, a técnica de Modulação de Intensidade e Modulação Direta (IM-DD) pode ser realizada de modo a que o sistema de comunicações opere como um sistema linear, logo, um sistema transparente; isto é possível juntamente com a utilização de fibra monomodal e subportadoras pré-moduladas com MSP. Neste caso, a rede RoF pode ser utilizada para transmitir tráfego multioperador e multisserviço, resultando numa redução significativa de custos para os operadores de telecomunicações [1.8].

#### ***1.3.2.7 Alocação dinâmica de recursos***

Uma vez que a comutação, modulação e as restantes funções RF são efetuadas a nível da cabeça da rede, é possível alocar dinamicamente os recursos na rede. Isto pode ser efetuado, por exemplo, alocando-se comprimentos de onda adicionais via WDM (Multiplexagem por Divisão em Comprimentos de Onda), consoante as necessidades de rede. Isto permite, do mesmo modo mencionado acima, a redução significativa de custos de operação de rede [1.8].

### **1.3.3 Limitações de um Sistema RoF**

Existem diversos trabalhos de investigação em RoF, em que é utilizada a banda das ondas milimétricas. As principais limitações destes sistemas envolvem interfaces

optoeletrônicos que operam a frequências elevadas. Atualmente, a maioria dos moduladores externos consegue trabalhar em frequências nas gamas dos 20-30 GHz; contudo, para frequências mais elevadas, atualmente é necessário utilizarem-se processos “alternativos” para gerar sinais a uma largura de banda mais elevada (por exemplo, geração de sinais harmônicos). Apesar dos progressos na área da optoeletrônica nos últimos anos, ainda existem diversas limitações num sistema RoF, nomeadamente as relacionadas com ruído (um sistema RoF, por definição, aplica alguns dos princípios de um sistema de comunicações analógico) [1.10].

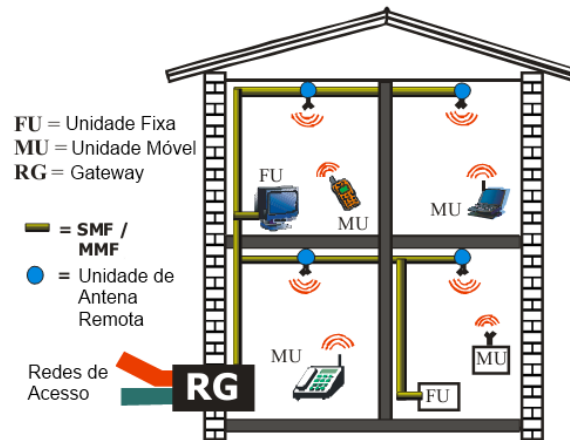
As principais fontes de ruído em ligações RoF/analógicas incluem o ruído de intensidade relativa do laser (RIN), o ruído de fase do laser, os ruídos quântico, térmico e de escuro no fotodíodo e a dispersão de fibra. Em sistemas RoF que utilizam fibra monomodal, a dispersão cromática pode limitar as ligações de fibra, causando decorrelação de fase [1.11]. Em sistemas RoF multimodo, a dispersão modal limita significativamente o comprimento da ligação da fibra e a largura de banda disponível no sistema. Apesar do sistema de transmissão RoF em si ser analógico, o sistema de rádio a ser distribuído pode ser diferente (digital), utilizando-se, para tal, formatos de modulação multinível tais como m-QAM com portadora única ou OFDM.

### 1.3.4 Aplicações da Tecnologia RoF

A tecnologia RoF funciona de um modo similar às comunicações móveis (i.e., utilizando-se células). Contudo, devido aos fatores acima mencionados e, uma vez que são utilizadas frequências de transmissão (bastante) elevadas, um sistema RoF é dificilmente implementável em determinadas situações, nomeadamente em sistemas de telecomunicações de longo alcance. Apesar disso, devido às elevadas larguras de banda que um sistema RoF pode fornecer, experiências efetuadas em aplicações de curta distância, como por exemplo micro e pico-células (ex. WPANs) comprovaram que, apesar dos tamanhos de célula serem pequenos e haver uma forte atenuação devido a obstáculos (ex. paredes), utilizando-se soluções RoF é possível a utilização de larguras de banda significativamente superiores a vários sistemas de telecomunicações sem fios atuais (como por exemplo Bluetooth, Wi-Fi, ...). Deste modo, os sistemas RoF têm alguma viabilidade (principalmente sob a forma de sistemas de antena distribuídos) [1.10].

Num exemplo prático de uma solução RoF, as ligações de fibra internas num determinado edifício (ilustrado na Figura 1.4) podem ser utilizadas para aplicações de

redes com e sem fios. Utilizando-se fibra multimodo, pode-se implementar um sistema RoF com custos reduzidos, tanto a nível de instalação, como a nível de manutenção. Um exemplo prático podem ser LANs (redes locais) interligadas por fibra multimodo.



**Figura 1.4 – Exemplo de uma rede Rádio sobre Fibra para utilização residencial**

Os sistemas RoF também são atrativos em outras aplicações. Entre algumas que se podem destacar, temos, por exemplo, os sistemas de telecomunicações baseados em UMTS de próxima geração (LTE) (a exemplo, controlo de potência nos terminais móveis), ou as redes de acesso sem fios fixas (FWAs), como por exemplo o WiMAX [1.8]; neste caso em particular, o RoF pode ser utilizado, por exemplo, para o transporte de sinais óticos em distâncias (relativamente) elevadas; consequentemente, podem ser implementadas UARs menos complexas ao nível das redes de acesso, onde ligações rádio de baixo custo permitem a instalação de acessos de banda larga ao nível “*first/last mile*”.

## 1.4 Os Sistemas de Telecomunicações a 60GHz

### 1.4.1 Generalidades

Graças aos avanços tecnológicos ocorridos nos últimos anos (nomeadamente a nível da eletrónica digital), poderá ser possível, em breve, a implementação de sistemas de telecomunicações a 60GHz no mercado doméstico e empresarial (os quais outrora apenas estavam reservados para fins militares), permitindo novas aplicações que são impossíveis de se implementar em sistemas de telecomunicações sem fios da geração atual (como, por exemplo, o WiFi (IEEE 802.11) ou o UWB).

## 1.4.2 Vantagens dos Sistemas de Telecomunicações a 60GHz

### 1.4.2.1 Elevada Largura de Banda não-licenciada

As tecnologias rádio na região dos 60GHz oferecem diversas vantagens sobre os sistemas de telecomunicações atuais [1.16], uma vez que providenciam uma enorme largura de banda não-licenciada. Enquanto isto é comparável à largura de banda não-licenciada do UWB, a largura de banda na região dos 60GHz é contínua e menos restrita em termos de limites de potência [1.17].

Esta elevada largura de banda representa um elevado potencial em termos de capacidade e flexibilidade, tornando a tecnologia rádio a 60GHz atrativa para aplicações sem fios com largura de banda na ordem dos *gigabits* [1.1].

### 1.4.2.2 Funcionamento com maiores potências de transmissão de sinal

Adicionalmente, a região dos 60GHz permite a utilização de uma potência de transmissão muito mais elevada – EIRP (potência radiada isotrópica equivalente) – em relação aos sistemas WLAN e WPAN atuais. A potência de saída típica de um amplificador para uma região de operação nos 60GHz está tipicamente limitada a 10dBm, uma vez que a utilização de amplificadores a esta frequência atualmente é muito restrita (nomeadamente pelo facto de ser dispendiosa). Como tal, uma das alternativas a uma regeneração de sinal com amplificadores é a utilização de uma maior potência no sinal que é transmitido. A maior potência de transmissão deve-se sobretudo à necessidade de se ultrapassar a atenuação multipercurso que ocorre sobretudo em frequências elevadas. Apesar de a atenuação multipercurso ser uma desvantagem nos 60GHz, isto permite que os sinais fiquem confinados a áreas mais específicas, como por exemplo, num edifício público, uma sala ou um quarto. Ainda assim, os níveis de interferência efetivos na região dos 60GHz são menores que nas regiões em que as frequências são mais baixas, uma vez que nas regiões dos 2-2.5GHz e 5-5.8GHz o espectro rádio encontra-se bastante congestionado por várias tecnologias rádio concorrentes [1.1].

### 1.4.2.3 Eficiência espectral e Reutilização de Frequências

A enorme largura de banda disponível na região dos 60GHz e no UWB permite a simplificação da implementação de ambas as tecnologias. Um sistema com uma eficiência espectral mais baixa pode ser desenhado para fornecer transmissões na ordem dos Gbps, de um modo simples e barato. A tabela 1.1 mostra os diferentes valores de

eficiência espectral necessários para se transmitirem dados a uma largura de banda de 1Gbps, para os sistemas típicos a 60GHz, em UWB e que utilizam o padrão IEEE 802.11 [1.1].

<b>Tecnologia</b>	<b>Largura de Banda (MHz)</b>	<b>Eficiência @1Gbps (bps/Hz)</b>	<b>TTD<sup>[1]</sup> alvo (Mbps)</b>	<b>Eficiência Espectral Necessária (bps/Hz)</b>
<b>60 GHz</b>	2000	0.5	4000	2.0
<b>UWB</b>	528	2.0	480	1.0
<b>802.11n</b>	40	25.0	600	15.0

**Tabela 1.1 – Comparação de Eficiências Espectrais (60GHz vs Tecnologias Concorrentes) (baseado em [1.1])**

<sup>[1]</sup> **TTD: Taxa de Transmissão de Dados**

Conforme se pode ver pela tabela 1.1, um sistema típico na região dos 60GHz requer apenas 0.4 bps/Hz para se obter uma largura de banda de 1Gbps. Isto permite que o processo de modulação na região dos 60GHz não se torne complexo. Apesar do UWB apenas necessitar de 2 bps/Hz para obter uma largura de banda de 1Gbps, a sua implementação atual está limitada a uma largura de banda de 400Mbps num raio de 1m. Por outro lado, o IEEE 802.11n necessita de 25 bps/Hz para poder transmitir 1Gbps, o que torna este padrão dispendioso em termos de custos e implementação [1.1].

Uma das particularidades dos sistemas rádio a 60GHz é o facto das elevadas perdas multipercurso permitirem uma reutilização do espectro mais frequente, uma vez que, como as atenuações do sinal são elevadas, o tamanho de célula é relativamente pequeno; deste modo, podem-se reutilizar as mesmas frequências, por exemplo, entre departamentos vizinhos (em ambientes *indoor*).

Por outro lado, a utilização da tecnologia rádio a 60GHz continua em evolução, apresentando-se atualmente bastante limitada devido à eletrónica utilizada para altas frequências ser relativamente dispendiosa. Deste modo, para se gerarem sinais a 60GHz são atualmente necessárias técnicas de geração de sinal, como por exemplo conversão em frequência no domínio ótico (*up-conversion*), para se gerarem sinais com estas frequências. Este tema será abordado em maior profundidade numa seção posterior da dissertação.

### **1.4.3 Implementações Rádio a 60GHz**

Atualmente, apesar da tecnologia rádio a 60GHz ainda não ter sido explorada em detalhe, existem já algumas implementações da mesma [1.18]. O primeiro padrão a implementar rádio a 60GHz é designado por IEEE 802.16. Este (padrão) é utilizado

sobretudo em LANs e MANs, sendo utilizado para comunicações em LOS (linha de vista) *outdoor* para ligações de rede de acesso.

O interesse nas frequências rádio a 60GHz começou a expandir-se em meados da última década. Em março de 2005, o IEEE 802.15.3c Task Group (TG3c) foi formado para desenvolver uma camada física (PHY) que funcionasse sob o padrão IEEE 802.15 WPAN (802.15.3-2003) [1.19]. Em agosto de 2006, o consórcio ECMA TC-48 [1.20] (conhecido antes como TC32-TG20) iniciou um esforço para standardizar um MAC e um PHY para comunicações de alta velocidade e curtas distâncias que utilizasse as bandas não licenciadas na gama dos 60GHz para para transmitir dados e multimédia.

Em outubro de 2006, a formação do consórcio WirelessHD [1.21] foi anunciada juntamente com várias empresas de eletrónica de consumo. O seu principal objetivo era fornecer um padrão universal que permitisse a transmissão de vídeo HD (alta definição) não comprimido, utilizando-se tecnologia rádio a 60GHz [1.23]. Um último desenvolvimento nesta área, foi a criação da *Wireless Gigabit Alliance* (WiGig) [1.22], em maio de 2009 para estabelecer um padrão unificado de produtos interoperáveis para uma diversa gama de aplicações. Nas próximas subseções será dado um breve resumo sobre estas tecnologias.

#### 1.4.3.1 IEEE 802.15.3c (mmWave)

O PHY IEEE 802.15.3c suporta uma TTD mínima de 2Gbps para distâncias de poucos metros. Este foi o primeiro padrão a abordar sistemas sem fios de curta distância multi-gigabit. O padrão IEEE 802.15.3c foi ratificado em setembro de 2009 [1.19]. Três PHYs estão definidos no padrão, nomeadamente o padrão em portadora única (*Single Carrier*), o padrão OFDM HSI (*High Speed Interface*) e o padrão OFDM AV (Áudio/Vídeo).

Funcionalidade	SC	HSI	AV
Constelação	BPSK, (G)MSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM
TTD	25.3Mbps/5.1Gbps	31.5Mbps/5.67Gbps	0.95/3.98Gbps
Codificação	RS/LDPC	LDPC	RS e Codificação Convolutiva
Suporte UEP	Sim	Sim	Sim
Sequência de Treino	Código Golay	Código Golay	Sequência M
Beamforming	Sim	Sim	Sim
Largura de Banda Ocupada	1.782GHz	1.782GHz	1.76GHz (HRP) 92MHz (LRP)

Tabela 1.2 – Resumo dos modos PHY do IEEE 802.15.3c (baseado em [1.1])

Cada PHY tem as suas vantagens, consoante a aplicação pretendida. O modo SC PHY está desenhado para aplicações móveis; o modo HSI PHY está desenhado para transmissões que exijam baixa latência e elevada velocidade de transmissão bidirecional de dados. O AV PHY está otimizado para aplicações relacionadas com a transmissão de Áudio/Vídeo digitais. As principais funcionalidades de cada um dos PHYs do 802.15.3c estão definidas na tabela abaixo (tabela 1.2). Estes PHYs serão descritos em maior detalhe em seções futuras da dissertação.

#### 1.4.3.2 ECMA 387

A primeira versão do padrão ECMA 387 foi ratificada em dezembro de 2008 [1.23]. Existem três tipos de implementações deste padrão, cada uma com o seu fim, de acordo com a complexidade e o consumo de energia exigido. Os dispositivos do tipo A representam o tipo de dispositivos mais complexos, os quais são utilizados para transmitir áudio e vídeo HD sem LOS, aplicando técnicas de *beamforming*. Os dispositivos do tipo B representam dispositivos de complexidade moderada e consumo energético intermédio; são desenhados para transmitir vídeo e dados em LOS sem utilizar técnicas de *beamforming*. Finalmente, os dispositivos do tipo C são os menos complexos e são utilizados para transmitirem dados em distâncias bastante curtas (similar ao conceito das WPANs). Em adição, três PHYs obrigatórios estão definidos pelo padrão, nomeadamente a transmissão de blocos em SC (SCBT), DPSK com SC e SC com OOK. Estes PHYs são usados de acordo com o mencionado na tabela 1.3:

Tipo PHY	Tipo A	Tipo B	Tipo C
<b>Modos de Operação Obrigatórios</b>	SCBT, DBPSK, OOK	DBPSK, OOK	OOK
<b>Modos Opcionais de Operação</b>	25.3Mbps/5.1Gbps OFDM, DQPSK, 4-ASK	31.5Mbps/5.67Gbps DQPSK, 4-ASK	0.95/3.8Gbps 4-ASK
<b>Codificação</b>	RS/CC	RS	RS
<b>Suporte UEP</b>	Sim	Sim	Não
<b>Beamforming</b>	Sim	Não	Não
<b>Transmissão de Sinalização</b>	SCBT	DBPSK/SCBT	N/D
<b>Transmissão DRP</b>	SCBT, OFDM, DBPSK, OOK, 4-ASK	DBPSK, DQPSK, OOK, 4-ASK	OOK/4-ASK

**Tabela 1.3 – Relação entre os tipos de dispositivos e modos de operação PHY do ECMA 378 (baseado em [1.1])**

Conforme se pode verificar, é possível a interoperabilidade entre os diferentes dispositivos que implementam este mesmo protocolo; contudo, a complexidade dos sistemas ECMA 378 aumenta significativamente nos tipos mais elevados,

nomeadamente no tipo A, o que torna estes dispositivos mais caros de se fabricarem do que, por exemplo, os circuitos que implementam o PHY HSI do protocolo 802.15.3c.

#### **1.4.3.3 *WirelessHD***

O consórcio WirelessHD desenvolveu o padrão WirelessHD 1.0, o qual foi lançado em Janeiro de 2008 [1.21]. Uma descrição geral deste padrão pode ser encontrada em [1.24]. Ao contrário dos padrões 802.15.3c e ECMA-378, o wirelessHD utiliza exclusivamente modulação OFDM. Os modos PHY do WirelessHD [1.24] são bastante similares ao modo AV do 802.15.3c [1.19]. O WirelessHD consiste num modo PHY de elevado desempenho (HRP) e num modo PHY de baixo desempenho (LRP); estes partilham a mesma banda de frequências, banda de base e parâmetros de funcionamento. O WirelessHD 1.0 suporta UEP para aplicações de transmissão de vídeo HD não-comprimido. Atualmente, o padrão é suportado por alguns fabricantes, nomeadamente a LG Electronics, a Panasonic e a Toshiba [1.25], as quais, inclusive, já têm à venda no mercado doméstico produtos WirelessHD. Recentemente, o consórcio WirelessHD anunciou uma versão nova deste mesmo padrão a qual suportará TTD até 28Gbps para transmissão de vídeo digital em 3D e resoluções até 4K [1.26]. A próxima geração WirelessHD também suportará, pela primeira vez, dispositivos móveis, permitindo a transmissão de dados com larguras de banda até 1Gbps.

#### **1.4.3.4 *Wireless Gigabit Alliance (WiGig) / IEEE 802.11ad***

A *Wireless Gigabit Alliance* (WiGig) foi formada em maio de 2009 tendo o suporte de vários fabricantes de PCs, eletrónica de consumo, semicondutores e terminais móveis. O principal objetivo do WGA é estabelecer um padrão unificado nas telecomunicações a 60GHz. O padrão WGA foi lançado em maio de 2010 [1.1].

O padrão IEEE 802.11ad foi criado em janeiro de 2009 como uma extensão ao atual protocolo IEEE 802.11 (WiFi). Esta extensão define modificações aos níveis PHY e MAC do atual 802.11, permitindo o funcionamento desta tecnologia na banda dos 60GHz, mantendo, por sua vez, a estrutura e compatibilidade de rede com os atuais padrões do IEEE 802.11 [1.27]. Pretende-se que os pontos de acesso desta tecnologia consigam uma largura de banda de 1Gbps, assim como um fácil *handover* entre as bandas de frequência dos 2.4/5GHz e 60GHz. É esperado que o padrão IEEE 802.11ad seja atualizado em 2012.

## 1.5 Fatores Limitativos nos Sistemas de Telecomunicações RoF

Nos sistemas de telecomunicações RoF, existem vários fatores que limitam a qualidade do sinal que é recebido, desde o RIN ao nível do laser, às interferências interssimbólicas que ocorrem entre subportadoras OFDM. Estes temas em particular serão abordados nas subseções seguintes.

### 1.5.1 RIN (Ruído de Intensidade Relativa) do Laser

O RIN (ruído de intensidade relativa) da laser é um dos principais limitadores nas transmissões RoF, uma vez que, independentemente de se utilizarem técnicas de modulação diretas ou externas, este fator vai estar sempre presente. Atualmente existe um grande interesse no RIN uma vez que, como os sistemas RoF a 60GHz são de banda larga, é difícil evitar a existência de picos RIN no sinal transmitido [1.28]. O conhecimento do RIN pode ser utilizado para desenhar novos lasers de modo a melhorar o seu desempenho para aplicações específicas.

O RIN do laser depende de vários fatores, entre os quais os mais importantes são a frequência, o atraso temporal, a magnitude do *feedback* ótico, a taxa de supressão de modo, a frequência de oscilação de relaxação e sobretudo, a emissão espontânea do laser.

O RIN do laser poder ser determinado através de técnicas de correlação ótica. Considerando o ruído do laser como um processo estacionário e ergódico pode-se calcular a densidade espectral de potência de RIN, em banda lateral única, na saída da fibra utilizando-se a fórmula (1.1) [1.29].

$$RIN(\omega) = \frac{2 \langle |\delta \tilde{P}_N(z, \omega)|^2 \rangle}{P_o^2} \quad (1.1)$$

$\delta \tilde{I}_{N(z, \omega)}$ , representa o espectro das flutuações da potência na saída da fibra, resultante da sobreposição das flutuações da potência de ruído de intensidade do laser neste ponto do sistema,  $\delta \tilde{I}_{IM-IM(z, \omega)}$ , com um termo de conversão do ruído de fase do laser em intensidade por interacção com a dispersão  $\delta \tilde{I}_{PM-IM(z, \omega)}$ :

$$\delta \tilde{P}_N(z, \omega) = \delta \tilde{P}_{IM-IM}(z, \omega) + \delta \tilde{P}_{PM-IM}(z, \omega) \quad (1.2)$$

Substituindo-se (1.2) em (1.1) tem-se que [1.29]:

$$RIN(\omega) = \frac{\langle |\delta\tilde{P}_{IM-IM}(z,\omega)|^2 \rangle + \langle |\delta\tilde{P}_{PM-IM}(z,\omega)|^2 \rangle + 2\langle Re\{\delta\tilde{P}_{PM-IM}(z,\omega)\delta\tilde{P}_{IM-IM}^*(z,\omega)\} \rangle}{P_0^2} \quad (1.3)$$

O RIN é definido em unidades logarítmicas por dB/Hz, tendo valores típicos de -110 a -130 dB/Hz, quando os lasers são de baixa qualidade a cerca de -170 dB/Hz em lasers DF (*Distributed Feedback*) de alta qualidade.

Os intervalos de guarda e o prefixo cíclico fornecem proteção contra dispersão, contudo não compensam as flutuações de amplitude do RIN para as diferentes subportadoras [1.28].

A dispersão de fibra não só introduz um desvio de fase entre suportadoras OFDM, como também converte o ruído de fase do laser em RIN. O RIN total num sistema OFDM RoF é dado, conseqüentemente, por (1.4) [1.28]:

$$RIN(L) \cong RIN(0) + \frac{1}{BW} \int_{\Omega_l}^{\Omega_u} \frac{16\pi\Delta v_L}{\Omega^2} \sin^2\left(\frac{1}{2}\beta_2 L \Omega^2\right) d\Omega \quad (1.4)$$

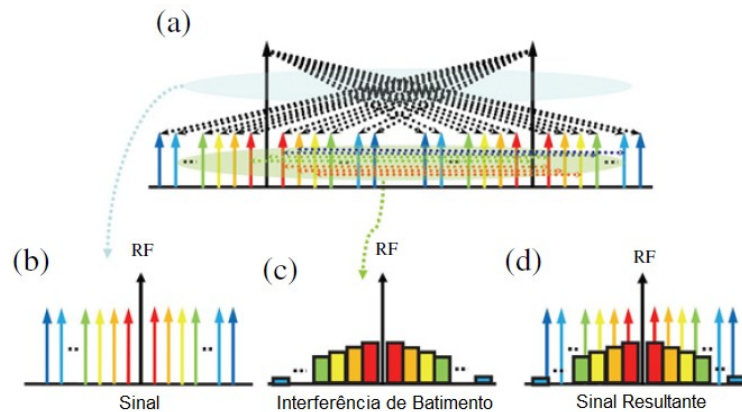
Sendo  $RIN(0)$  o RIN pré-definido do laser,  $\Delta v_L$  a largura de linha do laser,  $\Omega$  a frequência angular da portadora RF,  $\Omega_u - \Omega_l = BW$  a largura de banda total do sinal RoF a 60GHz e  $L$  o comprimento da fibra.

## 1.5.2 Interferência Entre Subportadoras e Desvanecimento Seletivo

### 1.5.2.1 Interferência entre Subportadoras

Conforme o próprio nome indica, a interferência entre portadoras (IIS) é o resultado de interferências entre subportadoras OFDM ou entre portadora(s) ótica(s) e as subportadoras OFDM.

Na figura abaixo (Figura 1.5) é ilustrado um exemplo prático da IIS.



**Figura 1.5 – Diagrama conceitual de um sinal OFDM resultante do batimento entre a portadora ótica e as diferentes subportadoras (baseado em [1.30])**

Efetuada-se uma breve descrição da figura, as setas grandes ilustradas na Figura 1.5a correspondem às portadoras óticas do sinal na banda das ondas milimétricas; as setas pequenas à volta das portadoras óticas são as subportadoras do sinal OFDM. O sinal elétrico OFDM pode ser gerado do inter-batimento entre uma portadora ótica e uma subportadora à volta de outra banda lateral, utilizando-se um fotodetector de lei quadrática (conforme ilustrado na Figura 1.5b) [1.30]. O inter-batimento entre subportadoras OFDM gera IIS, conforme ilustrado na Figura 1.5c, o que degrada a qualidade do sinal OFDM.

### 1.5.2.2 Desvanecimento Seletivo no domínio da Frequência

Um dos problemas inerentes à transmissão de dados em RoF é a existência de desvanecimento seletivo no domínio da frequência (FSF). Para sistemas RoF localizados nas bandas de frequência milimétricas, devido às elevadas frequências de funcionamento, existe FSF mesmo quando as bandas de frequência não estão em pontos de desvanecimento.

$$H_{lig.}(z, \omega) = e^{-\frac{j\beta_2\omega^2z}{2}} \quad (1.5)$$

A função transferência de uma fibra monomodo, tendo em conta a dispersão de velocidade de grupo, é dada por (1.5), sendo  $\omega$  a frequência ótica,  $z$  a coordenada longitudinal da fibra, e  $\beta_2 = -\frac{\lambda^2 D}{2\pi c}$  a dispersão de velocidade de grupo, sendo  $D$  o parâmetro de dispersão,  $c$  a velocidade da luz no vácuo e  $\lambda$  o comprimento de onda de subportadora.

Tendo em conta que as amplitudes das diferentes subportadoras do OFDM são proporcionais ao índice de subportadora, é possível verificar que, de acordo com os estudos realizados em [1.30] e a equação acima demonstrada, o FSF causado pela dispersão de fibra varia de subportadora para subportadora. Deste modo, é possível concluir que diferentes subportadoras têm diferentes potências de sinal.

### 1.5.3 Os efeitos de dispersão na Fibra Ótica Monomodo

O alargamento dos impulsos de luz, designado por dispersão, é um fator limitador da qualidade de um sinal transmitido via ótica [1.31]. A dispersão é uma consequência das propriedades físicas do meio de transmissão.

As fibras monomodo estão sujeitas a dois tipos distintos de dispersão: Dispersão cromática (DC), a qual causa o alargamento do impulso ótico consoante o comprimento

de onda, e dispersão de modo de polarização, a qual causa o alargamento do impulso ótico consoante a polarização do sinal. Um excessivo alargamento do sinal faz com que os bits sobrecarreguem os intervalos de guarda aos quais supostamente deviam chegar e sobreponham-se aos bits adjacentes de dados, o que vai causar um aumento significativo do EVM [1.31]. De modo a que a qualidade da transmissão do sinal mantenha-se em valores aceitáveis, a dispersão no domínio do tempo deve estar confinada a uma pequena fração da *bit rate* do sinal (tipicamente cerca de 10% do tempo de bit) [1.32][1.33].

Com as redes óticas de acesso a evoluírem dos 2.5Gbps para 10Gbps e 40Gbps, a tolerância à dispersão diminui significativamente. Como exemplo prático, quando se quadruplica a taxa de transmissão de dados (ex. 2.5Gbps para 10Gbps), o fator de dispersão deve ser reduzido ao quadrado da diferença da largura de banda, ou seja, neste caso, por um fator de 16 vezes [1.31]. Deste modo, torna-se cada vez mais pertinente analisar e reduzir, tanto quanto possível, a dispersão da fibra.

### 1.5.3.1 Dispersão Cromática (DC)

A luz dentro de um meio propaga-se mais lentamente que no vácuo. A velocidade à qual a luz se propaga é determinada pelo índice de refração do meio. Numa situação ideal, o índice de refração não deveria depender do comprimento de onda da luz. Uma vez que este não é o caso, diferentes comprimentos de onda propagam-se a diferentes velocidades dentro da fibra ótica (ver Figura 1.6).

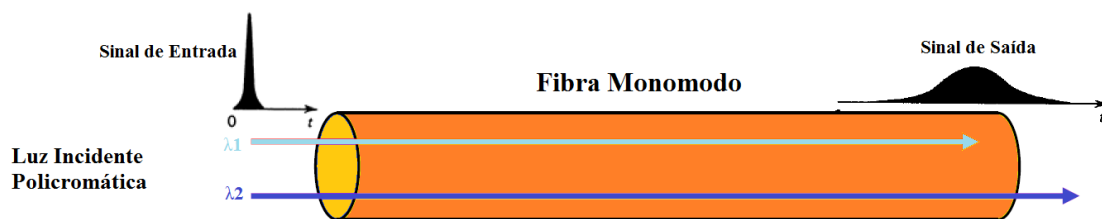


Figura 1.6 – Dispersão Cromática numa Fibra Monomodal (baseado em [1.31])

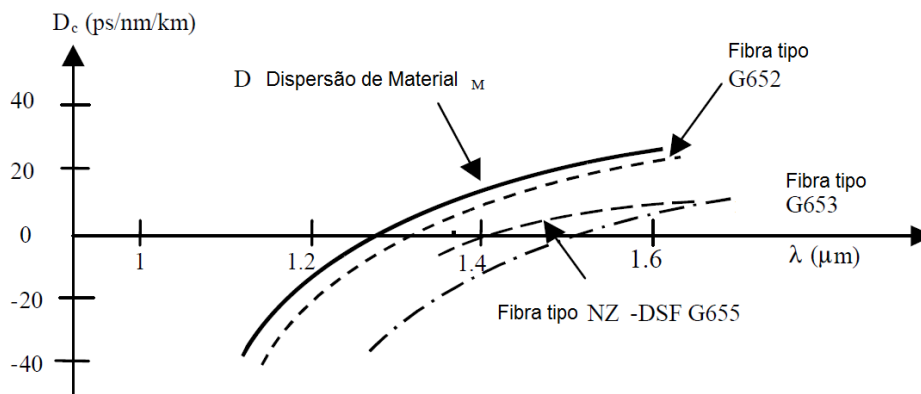
Os lasers são espectralmente finos, ou seja, apresentam uma baixa variação do comprimento de onda; contudo, não são monocromáticos [1.32][1.33]. Isto significa que o impulso de entrada contém várias componentes de comprimento de onda, cada uma propagando-se a diferentes velocidades, o que faz com que o impulso se espalhe. Um dos principais efeitos negativos da dispersão cromática é o facto de comprimentos de onda mais lentos de um determinado impulso misturarem-se com comprimentos de onda mais rápidos de um determinado impulso adjacente, o que causa interferência interssimbólica [1.31].

A dispersão cromática da fibra é dada em  $\frac{ps}{nm.km}$ ; isto representa o atraso diferencial (em ps), para uma fonte laser com um largura espectral de 1nm viajando em 1km de fibra ótica. Este valor depende do tipo de fibra, limitando a TTD e a distância máxima à qual os serviços RoF podem ser transmitidos.

Apesar da dispersão cromática na fibra monomodo ser muito mais baixa que na fibra multimodo, esta existe (ver Figura 1.6), havendo um efeito de dispersão cromática  $\Delta\tau_c$  por unidade de fibra. Deste modo, tem-se em (1.6) [1.34]:

$$\Delta\tau_c = D_c \cdot \Delta\lambda \quad (1.6)$$

Sendo  $D_c$  o coeficiente de dispersão cromática, o qual depende dos parâmetros da fibra ótica e do comprimento de onda e  $\Delta\lambda$  a largura de fonte espectral.



**Figura 1.7 – Dispersão Cromática para diferentes tipos de Fibra Monomodal (baseado em [1.34])**

Observando-se a Figura 1.7, pode-se verificar a existência de vários tipos de fibra ótica, cada uma com determinadas características: A fibra ótica mais usada convencionalmente, a fibra do tipo G.652 (*dispersion unshifted*), caracteriza-se por ter uma baixa dispersão cromática na banda dos 1310nm; todavia, na banda dos 1550nm, esta fibra é aquela que sofre de maiores efeitos de DC, o que a limita para certo tipo de transmissões de (muito) longo alcance [1.31]. Como resultado do problema da DC na fibra G.652, surgiu posteriormente a fibra ótica do tipo G.653, que é uma fibra *dispersion-shifted*. Esta remove a DC na região dos 1550nm, contudo, apresenta uma maior dispersão de polarização que a fibra G.652 e um grande risco de FWM (*Four-Wave Mixing*), o que torna esta fibra pouco prática em aplicações de longo alcance [1.32][1.33].

De modo a resolver-se o problema dos efeitos não-lineares na fibra G.653, surgiu posteriormente a fibra ótica tipo G.655. Esta fibra, conforme se pode visualizar na

Figura 1.7, é desenhada para trabalhar exclusivamente em aplicações DWDM na banda dos 1550nm [1.34].

### 1.5.3.2 *Dispersão de Modo de Polarização (DMP)*

A DMP é originada pela diferença das constantes de propagação de uma fibra devido às imperfeições geométricas da mesma (birefringência) [1.34][1.31]. O termo “DMP” denota tanto o fenómeno físico como o atraso temporal associado a este fenómeno. A DMP também é um efeito a ter em conta nos sistemas RoF devido ao espalhamento dos impulsos, nomeadamente quando se efetuam transmissões de dados com elevadas larguras de banda [1.31].

A origem física da DMP é sobretudo a birefringência linear devido à excentricidade do núcleo e “ovalização” da fibra [1.34]. Estas normalmente surgem durante o processo de fabrico da fibra, ou em junções da mesma. Em sistemas de telecomunicações de curto alcance, este fenómeno pode ser considerado desprezável, contudo, em sistemas de longo alcance, como existem várias junções na fibra, este efeito de dispersão causa um fenómeno designado por “comprimento de acoplamento”. Para se determinar a DMP ( $\Delta\tau_p$ ), utiliza-se a seguinte fórmula (1.8) [1.34]:

$$\Delta\tau_p = DMP * \sqrt{L} \quad (1.8)$$

Sendo a DMP expressa em  $\frac{ps}{\sqrt{km}}$  e L o comprimento de fibra.

A compensação da DMP, atualmente, é possível teoricamente, utilizando-se, para tal, modelos estatísticos [1.35][1.31]. Na prática, existem componentes físicos designados por “placas de retardamento”; contudo, estas não compensam totalmente uma vez que existe acoplamento entre polarizações no meio fibra. Consequentemente, é importante utilizarem-se fibras com uma birefringência baixa, com uma DMP  $\ll 1ps/km$  [1.34].

Numa fibra monomodo, quando a dispersão de modo de polarização e a dispersão cromática são combinadas, o espalhamento de impulso global pode ser determinado por uma lei de combinação quadrática, a qual é dada por (1.9):

$$\Delta\tau = \sqrt{\Delta\tau_c^2 + \Delta\tau_p^2} \quad (1.9)$$

## 1.6 O VPI Transmission Maker™

O *VPItransmissionMaker™* é uma *suite* de aplicações na área das engenharias que permite a simulação de diversos sistemas e redes de telecomunicações. Este programa é constituído pelos seguintes componentes:

*VPItransmissionMaker™* Optical Systems – Este programa permite verificar os *designs* de uma determinada ligação ao nível de sinal amostrado, de modo a permitir custos de implementação mais baixos, investigar novas tecnologias, ou executar pedidos realizados por especialistas. O *VPItransmissionMaker* é um programa amplamente utilizado em I&D (investigação e desenvolvimento), avaliando o *design* de componentes e subsistemas num contexto de sistema, investigar e otimizando diversas áreas relacionadas com os sistemas de telecomunicações (por exemplo, codificação, modulação, monitorização, compensação, regeneração...) [1.36].

*VPIcomponentMaker* Optical Amplifiers – Permite o *design* de amplificadores óticos e analisar o seu desempenho em simulações ao nível de sistema, juntamente com o *VPItransmissionMaker™*. Permite o desenvolvimento de novas tecnologias laser e amplificadores de fibra dopada, otimizar amplificadores Raman e encontrar soluções híbridas Raman/EDF para amplificação em banda larga [1.36].

*VPIcomponentMaker* Photonic Circuits – Permite o *design* de dispositivos ativos e passivos e analisar o seu desempenho em simulações ao nível de sistema, juntamente com o *VPItransmissionMaker*. Permite a investigação de novos meios de processamento ótico de sinal utilizando-se SOAs (conversão de comprimentos de onda, recuperação de *clock*, regeneração de sinal...) e avaliar o desempenho de lasers semicondutores (fixos ou ajustáveis), juntamente com moduladores integrados [1.36].

*VPIplayer* – É um engenho de simulação que executa uma *dynamicDataSheet™* que pode ser exportada do *VPItransmissionMaker* / *VPIcomponentMaker*, permitindo a partilha de ideias entre investigadores [1.36].

*VPIPhotonicsAnalyzer* – Este programa é uma ferramenta de análise e visualização que trabalha com entradas de sinal ótico, elétrico e numéricas [1.36].

## 1.7 Conclusões

Neste capítulo foram descritos, de forma sucinta, os principais objetivos e respetiva estrutura da dissertação, assim como alguns dos principais fundamentos teóricos utilizados no trabalho, nomeadamente uma descrição rápida dos sistemas RoF, dos sistemas de telecomunicações a 60GHz e os fatores limitativos dos sistemas RoF.

O facto de a transmissão ser efetuada de forma quase totalmente ótica permite baixas perdas por atenuação, elevada imunidade a interferências eletromagnéticas, baixos custos de manutenção, menores consumos energéticos, operações multisserviço e uma melhor alocação dinâmica de recursos. Todavia, uma vez que estes sistemas de telecomunicações funcionam a frequências bastante elevadas, existem alguns efeitos inerentes à transmissão RoF em bandas de frequência milimétricas, nomeadamente os efeitos relacionados com o ruído de intensidade relativa do laser, a dispersão na fibra e o desvanecimento seletivo na frequência. Estes podem comprometer, em determinadas situações, a qualidade do sinal transmitido, o que será abordado mais aprofundadamente em seções posteriores da dissertação.

Por outro lado, pode-se concluir que a transmissão de dados nas bandas de frequência milimétricas apresenta algumas vantagens, nomeadamente o facto de ter disponível uma banda de frequências não-licenciada que permite o aumento das larguras de banda de transmissão (uma vez que em frequências mais elevadas é possível transmitir maiores débitos binários, contudo, à custa de uma menor distância de transmissão, devido à grande atenuação na propagação em espaço livre nestas frequências).

## 1.8 Referências Bibliográficas

- [1.1] Yong, Su-Khiong *et al.*, “*60 GHz technology for Gbps WLAN and WPAN : from theory to practice*”, John Wiley & Sons Ltd., 2011
- [1.2] W. Shieh; I. Djordjevic, “*OFDM for Optical Communications*”, ELSEVIER Inc., 2010
- [1.3] Chang RW., “*Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*”, Bell Sys Tech J, 1966
- [1.4] Chang RW, “*Orthogonal frequency division multiplexing*”, U.S. Patent no. 3488445, 1970
- [1.5] <http://www.corp.att.com/atllabs/reputation/timeline/46mobile.html>, acedido dia 30 de Julho de 2012, às 18.30h
- [1.6] [http://www.dvb.org/about\\_dvb/history/dvb\\_timeline/](http://www.dvb.org/about_dvb/history/dvb_timeline/), acedido dia 30 de Julho de 2012, às 18.45h
- [1.7] [http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/802.11\\_Timelines.htm](http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/802.11_Timelines.htm), acedido dia 30 de Julho de 2012, às 18.50h
- [1.8] H. Al-Raweshidy; S. Komaki, “*Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*”, Artech House, Inc., 2002
- [1.9] Guillory, Joffray *et al.*, “*A 60 GHz Wireless Home Area Network With Radio Over Fiber Repeater*”, JLT, VOL.29, IEEE, 2011
- [1.10] A. Ng'oma, “*Radio-over-Fibre Technology*”, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, Holanda, 2005
- [1.11] D. Novak, B. Wilson; “*Fiber Optics in Wireless Applications*”, OFC 2004 Short Course, 2004

- [1.12] Z. Ghassemlooy; I. Darwazeh, “*Analogue Optical Fibre Communications*”, IEEE, Reino Unido, 2005
- [1.13] ITU, “*World Telecommunication Development Report 2002: Reinventing Telecoms*”, disponível em <http://www.itu.int/itu-d/ict/publications>, 2002
- [1.14] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, and S. Sales, “*Discrete Time Optical Processing of Microwave Signals*”, JLT, Vol. 23, No. 2, IEEE, 2005
- [1.15] D. Wake *et al.*, “*Radiofrequency Transmission over Multimode Fibre for Distributed Antenna System Applications*”, Electronic Letters, Vol. 37, No. 17, 2001
- [1.16] Yong, S.K.; Chong, C.C., “*An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges*”, EURASIP J. Wireless Communications and Networking, 2007
- [1.17] Chong, C.C. *et al.*, “*Potential of UWB technology for the next generation wireless communications*”, ISSSTA’06, IEEE, Brasil, 2006
- [1.18] “*IEEE Standard 802.16, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16 - Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*”, IEEE, 2001
- [1.19] “*IEEE P802-15-3c-D13 Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-wave based Alternative Physical Layer Extension*”, IEEE, 2009
- [1.20] ECMA TC48, “*High rate short range wireless communication*”, disponível em <http://www.ecmainternational.org/memento/TC48-M.htm>, 2006
- [1.21] Wireless High-Definition (WirelessHD), <http://www.wirelesshd.org/>, acessado dia 30 de Julho de 2012, às 22.30h
- [1.22] Wireless Gigabit Alliance (WiGig), <http://wirelessgigabitalliance.org/news/wigigalliance-publishes-multi-gigabit-wireless-specification-and-launches-adopter-program/>, 2009
- [1.23] “*High Rate 60GHz PHY, MAC and HDMI PAL*”, disponível em <http://www.ecmainternational.org/activities/Communications/tc48-2009-005.doc>, acessado a 30 de Julho de 2012, às 22.35h
- [1.24] “*An Overview of WirelessHD Specification 1.0*”, disponível em [http://www.wirelesshd.org/pdfs/WirelessHD\\_Full\\_Overview\\_071009.pdf](http://www.wirelesshd.org/pdfs/WirelessHD_Full_Overview_071009.pdf), acessado dia 30 de Julho de 2012, às 22.40h
- [1.25] “*60 GHz gains traction at CES*”, EETimes, disponível em <http://www.eetimes.com/electronics-news/4080893/60-GHz-gains-traction-at-CES>, acessado dia 30 de Julho de 2012, às 22.45h
- [1.26] “*WirelessHD Next Gen supports 3DTV, HDCP 2.0, data applications and data rates in excess of 10 Gbps*”, disponível em [http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD\\_Next\\_Gen\\_Jan10\\_FINAL.pdf](http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD_Next_Gen_Jan10_FINAL.pdf), acessado dia 30 de Julho, às 22.50h
- [1.27] Carlos Cordeiro *et al.*, “*IEEE 802.11ad: Defining the Next Generation Multi-Gbps Wi-Fi*”, disponível em <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=05421713>, IEEE CCNC 2010, IEEE, 2010, acessado dia 30 de Julho de 2012 às 23.00h
- [1.28] Sakib *et al.*, “*Impact of Laser Relative Intensity Noise on a Multiband OFDM Ultrawideband Wireless Signal Over Fiber System*”, Journal of Optical Communication Networks, vol. 2, nº10, OSA, 2010

- 
- [1.29] Laurêncio, Paula, “*Análise de sistemas de comunicações óptica com multiplexagem de subportadora e transmissão em banda lateral única*”, Tese doutoramento, capítulo 2
- [1.30] Cao *et al.*, “*Impairment Mitigation for a 60 GHz OFDM Radio-Over-Fiber System Through an Adaptive Modulation Technique*”, Journal of Optical Communication Networks, vol. 3, nº9, OSA, 2011
- [1.31] Chauvel, Guidas, “*Dispersion in Optical Fibers*”, ANRITSU Corporation, Japão, 2011
- [1.32] “*Chromatic Dispersion Measurement of Optical Fibers by the Phase-Shift Method*”, TIA FOTP-169, 1992
- [1.33] “*Chromatic Dispersion Measurement of Optical Fiber by the Differential Phase-Shift*”, TIA FOTP-175, 1992
- [1.34] P. Lecoy, Fiber-Optic Communications, E.U.A.: John Wiley & Sons, Inc., 2008
- [1.35] F. Curti *et al.*, “*Statistical treatment of the evolution of the principal states of polarization in single-mode fibers*”, Journal of Lightwave Technology, 8, IEEE, 1990
- [1.36] VPI Photonics, *VPItransmissionMaker(tm)/VPIcomponentMaker User's Manual*, disponível em [www.VPIphotonics.com](http://www.VPIphotonics.com)

## 2 Fundamentos Teóricos

---

### 2.1 OFDM

#### 2.1.1 Generalidades

O OFDM, conhecido por *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, pertence a uma classe da modulação multiportadora (MCM), na qual os dados são divididos por várias subportadoras com menor taxa de transmissão. Duas das grandes vantagens do OFDM são a sua robustez à dispersão de canal e a fácil estimação de canal e fase num ambiente variável no domínio do tempo. Com o avanço das tecnologias de processamento digital de sinal (DSP), o OFDM atualmente é utilizado num vasto conjunto de aplicações no domínio RF, desde *digital audio/vídeo broadcasting* (DAB/DVB) a redes sem fios (WLANs). Apesar disto, o OFDM tem as suas desvantagens, nomeadamente um PAPR elevado (*peak-to-average power ratio*) e grande sensibilidade a ruídos nos domínios da frequência e de fase [2.1].

#### 2.1.2 História do OFDM

O conceito de OFDM foi introduzido por *Chang* num artigo científico durante a década de 60 [2.2]; oficialmente, o termo (OFDM) surgiu na década de 70 [2.3]. Inicialmente, o OFDM foi desenvolvido para fins militares, uma vez que na altura não havia eletrónica ao nível do consumidor doméstico com capacidades para suportar o processamento de sinal necessário para OFDM. Com a chegada dos circuitos VLSI CMOS na década de 90, uma vez que estes tinham capacidades DSP superiores, finalmente ocorreu um “salto” na implementação da tecnologia OFDM. Em 1995, este foi adotado como o padrão a ser utilizado pelo DAB (*Digital Audio Broadcast*). Hoje em dia, existem diversos padrões que utilizam a tecnologia OFDM, nomeadamente o DVB-T (*Digital Video Broadcast*), as redes locais sem fios Wi-Fi, as redes WiMAX, as

redes ADSL (*Assymetric Digital Subscriber Line*) e, a nível das comunicações móveis, o LTE (UMTS *Long Term Evolution*) [2.1].

A aplicação do OFDM no domínio das comunicações óticas surgiu relativamente tarde, nomeadamente em meados dos anos 90 (1996) [2.4]. Inicialmente, a principal vantagem do OFDM, que é a sua robustez em relação à dispersão de canal não foi reconhecida. Finalmente em 2001, quando Dixon *et al.* [2.5] propuseram a utilização do OFDM para combater a dispersão modal em fibra multimodo, esta tecnologia começou a ser considerada mais seriamente no domínio das comunicações óticas. Tendo em conta que os canais de fibra multimodo têm propriedades de desvanecimento multipercurso similares às dos canais sem fios, o trabalho inicial do OFDM ótico foi concentrado na utilização do mesmo com fibra multimodo [2.5]. O aumento crescente da utilização de OFDM em sistemas de telecomunicações óticas deveu-se, em grande parte, às propostas mais recentes de utilização de OFDM para sistemas de longo alcance (*Long Haul*) [2.6]. Atualmente é possível a transmissão de dados em fibra com OFDM (CO-OFDM) com os seguintes parâmetros: 1000km de comprimento de fibra, largura de banda 100Gbps, eficiência espectral de 2 bit/s/Hz e fibra ótica monomodo [2.7].

### 2.1.3 Formulação Matemática do OFDM

O OFDM (Multiplexagem por Divisão na Frequência Ortogonal) é uma subclasse da modulação multi-portadora (MCM), a qual está ilustrada na Figura 2.1. A estrutura de um multiplicador complexo I/Q (modulador / desmodulador em fase-quadratura) é também ilustrada nessa mesma figura. O sinal MCM transmitido é representado pelas seguintes equações:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (2.1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (2.3)$$

Sendo  $c_{ki}$  é o  $i$ -ésimo símbolo de informação na  $k$ -ésima subportadora,  $s_k$  a equação de forma de onda da  $k$ -ésima subportadora,  $N_{sc}$  o número de subportadoras,  $f_k$  a frequência da subportadora,  $T_s$  a duração de símbolo e  $\Pi(t)$  uma função de forma de pulso retangular [2.1].

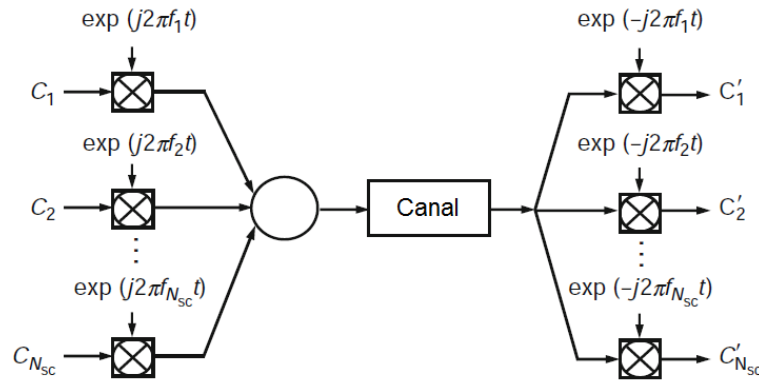


Figura 2.1 – Diagrama conceptual de um sistema MCM (baseado em [2.1])

A multiplexagem multiportadora (MCM) utiliza, por definição, sinais não sobrepostos, o que requer larguras de banda elevadas (a nível da transmissão de dados). Deste modo, uma nova abordagem à MCM foi investigada, surgindo como resultado o OFDM. Esta aplica sinais sobrepostos, contudo ortogonais [2.8]. Esta ortogonalidade é originada da correlação direta entre duas subportadoras, sendo dada por (2.4):

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{j\pi(f_k - f_l)T_s} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (2.4)$$

Observando-se a equação acima, se a condição  $f_k - f_l = m \frac{1}{T_s}$  for satisfeita, então duas subportadoras são ortogonais entre si.

### 2.1.4 Transmissão de Dados OFDM

A Figura 2.2 ilustra o diagrama de blocos de uma ligação básica ponto-a-ponto utilizando-se OFDM e codificação FEC (*Field Error Correction*). Nesta transmissão, são utilizados os seguintes princípios:

IDFTs e DFTs são utilizadas para respetivamente, modular e desmodular as constelações de SCs ortogonais [2.9]. Estes algoritmos de processamento de sinal substituem os conjuntos de moduladores e desmoduladores I/Q necessários ao sistema. Há que notar que à entrada do bloco IDFT, N pontos de constelação com dados  $\{x_{i,k}\}$  estão presentes, sendo N o número de pontos DFT (i é o índice na portadora única; k é o índice no símbolo OFDM).

Estas constelações podem ser aplicadas de acordo com o mapeamento de símbolos escolhido (PSK ou QAM). As N amostras de saída da IDFT, estando no domínio do tempo, formam o sinal de banda de base que transporta os símbolos num conjunto de SCs ortogonais entre si. Todavia, num sistema real, nem todas as N SCs podem ser utilizadas para dados (conforme ilustrado na Figura 2.3) [2.10].

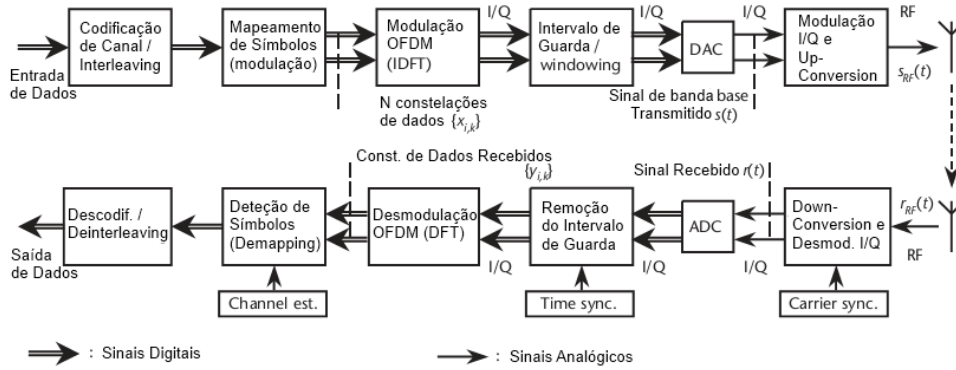


Figura 2.2 – Exemplo de Transmissão PtP utilizando-se OFDM (baseado em [2.10])

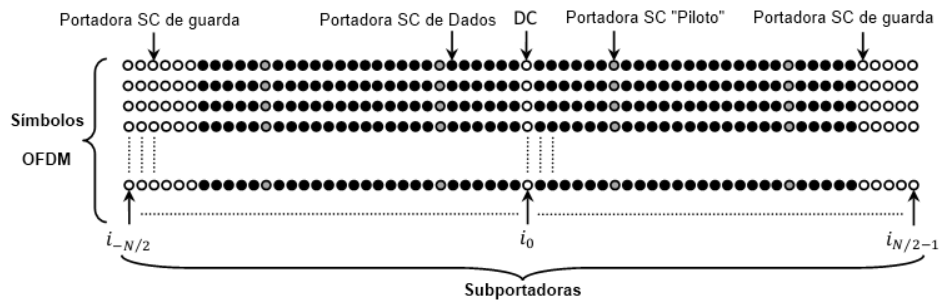


Figura 2.3 – Exemplo de símbolos OFDM (linhas), cada um transportando várias portadoras SC (colunas) (baseado em [2.10])

Normalmente,  $N$  é um inteiro de potência de base 2, permitindo a aplicação de algoritmos FFT/IFFT com elevada eficiência nos processos de modulação/desmodulação de sinal.

A utilização de um prefixo cíclico tem a propriedade de gerar um intervalo de guarda, cujo comprimento deve ser superior ao atraso máximo do canal de propagação multipercursos [2.11]. Este permite a redução das interferências inter-portadora (ICI) e interssimbólica (IIS) devidas à dispersão de canal. Devido ao prefixo cíclico, o sinal transmitido torna-se periódico, e o efeito de canal multipercursos com dispersão no tempo torna-se equivalente a uma convolução cíclica, descartando-se o intervalo de guarda (IG) no recetor. Devido às propriedades da convolução cíclica, o efeito de canal multipercursos é limitado à multiplicação ponto-a-ponto das constelações de dados transmitidas pelo canal FT, que corresponde à função transferência da resposta IR (Resposta Impulsiva) do canal (ilustrada na Figura 2.4); deste modo, as SCs mantêm-se ortogonais [2.12]. A única desvantagem deste princípio é uma ligeira perda da potência de transmissão efetiva, uma vez que o intervalo de guarda redundante é transmitido. Normalmente, o IG (exemplo ilustrado na Figura 2.5) é selecionado de forma a ter um comprimento compreendido entre 1/10 a 1/4 do período de símbolo, o que causa uma perda de SNR (Relação Sinal-Ruído) entre 0.5 e 1 dB.

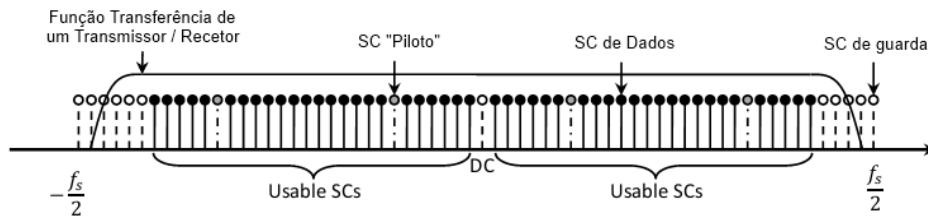


Figura 2.4 – Interferência da Função Transferência no design de um sistema OFDM (baseado em [2.10])

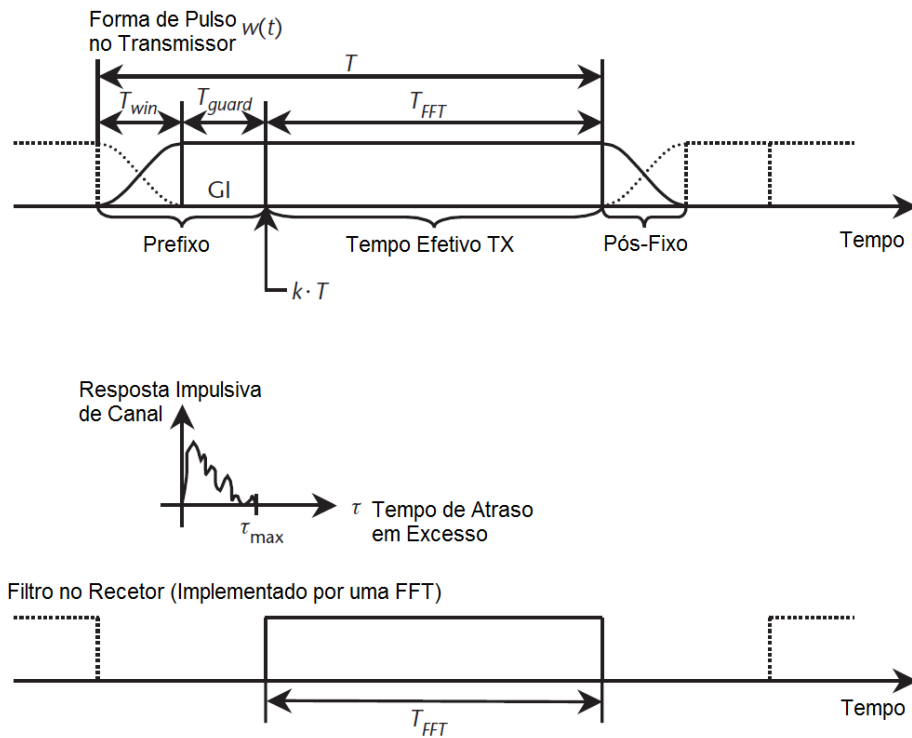
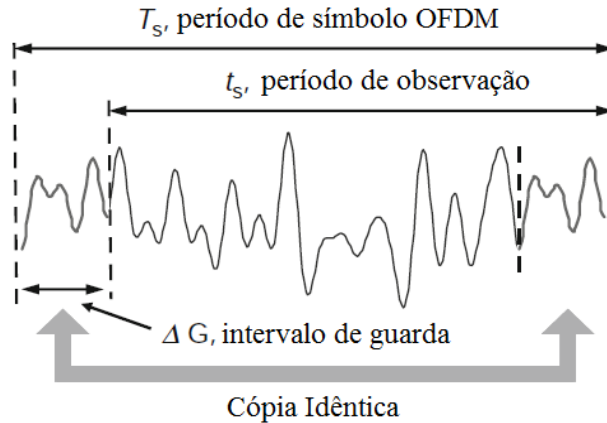


Figura 2.5 – Extensão Cíclica e Windowing de um Símbolo OFDM (baseado em [2.10])

Uma forma simples de se descrever o prefixo cíclico é manter a mesma expressão obtida na equação (2.1) para o sinal transmitido  $s(t)$ , estendendo a função de forma de pulso (equação 2.3) para o intervalo de guarda [2.1]:

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (-\Delta G < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq -\Delta G, t > T_s) \end{cases} \quad (2.5)$$

O símbolo OFDM correspondente (no domínio do tempo) está ilustrado na Figura 2.6, que representa um símbolo OFDM completo composto por um período de observação e prefixo cíclico. A forma de onda presente no período de observação será utilizada para recuperar os símbolos de informação no domínio da frequência [2.1].



**Figura 2.6 – O sinal no domínio do tempo OFDM para um símbolo completo OFDM (baseado de [2.1])**

A equalização necessária para detetar constelações de dados é dada pelo produto da saída DFT com o inverso da FT estimada de canal. Para esquemas de modulação em fase, a multiplicação pelo complexo conjugado da estimativa do canal pode efetuar o processo de equalização. Pode-se também aplicar um processo de detecção diferencial, onde constelações de símbolo de SCs adjacentes ou símbolos OFDM subsequentes são comparados para fins de recuperação de dados [2.1].

Finalmente, codificação FEC (*Field Error Correction*) e *interleaving* são utilizadas na transmissão OFDM. Se um determinado canal de rádio tiver uma elevada seletividade no domínio da frequência, pode haver uma atenuação significativa dos símbolos transmitidos em uma ou mais SCs, o que causa erros de bit. Efetuando-se um espalhamento dos bits codificados pela largura de banda do sistema é possível aplicar-se um esquema de correção eficiente de correção de erros de bit. Os sistemas OFDM que utilizam estas capacidades são designados por sistemas “*coded OFDM*” (COFDM).

Os sinais de banda de base gerados pelo processo DSP são modulados em fase-quadratura (I/Q) e convertidos em frequência (*up-conversion*) para serem transmitidos através de uma portadora RF. O processo inverso é efetuado no recetor [2.10].

A sincronização é um fator importante no desenvolvimento de um recetor OFDM. Se os processos de sincronização de tempo e frequência não forem eficientes, o OFDM perde a sua propriedade de ortogonalidade e interferências interssímbolo (IIS) e entre portadoras (IIP) são introduzidas no sistema [2.10].

### 2.1.5 Portadora Única *versus* OFDM: Um debate no mundo das Telecomunicações

O debate entre a transmissão SC (Portadora Única) *versus* multiportadora pode ter um significado diferente no domínio ótico. Apesar do OFDM ter ganho popularidade na década de 90 e ter sido implementado em diversos sistemas de telecomunicações (ex. o TDT na Europa (DVB-T)), hoje em dia ainda existe um debate entre qual tecnologia é superior: OFDM ou Portadora única (SC) [2.13].

A arquitetura OFDM difere do SC, no facto de serem necessários módulos adicionais de DSP e DAC (conversor digital-analógico) para que ocorra a geração de sinal no final do processo de transmissão. Consequentemente, o OFDM tem pior desempenho em relação ao SC, nomeadamente em termos de suscetibilidade a não-linearidades (PAPR mais elevado) e uma menor sensibilidade a ruídos de frequência e de fase [2.1]. Por outro lado, o transmissor OFDM assegura a linearidade para cada componente associado ao mesmo [2.1], apresentando algumas vantagens nas áreas relacionadas com sistemas de transmissão de próxima geração, nomeadamente maior escalabilidade para taxas de transmissão mais elevadas e adaptabilidade de *transponder*.

## 2.2 Transmissão Ótica em Banda Lateral Única (OSSB)

Um dos problemas inerentes à modulação directa dos lasers de semicondutor é o alargamento espectral dinâmico da largura de linha do laser, '*chirp*', que, quando combinado com a dispersão cromática existente nas fibras ópticas tipo monomodo degrada o desempenho destes sistemas, limitando o alcance da ligação RoF [2.14].

Uma das técnicas que permite minimizar este efeito consiste em efetuar uma modulação externa do laser. Nesta situação, o laser funciona com uma corrente de polarização constante e o campo ótico na sua saída é modulado por um modulador externo, tipicamente um modulador Mach-Zehnder.

Adicionalmente, a modulação direta do laser gera sinais óticos em banda lateral dupla (ODSB). Estas duas bandas do sinal, uma vez que apresentam componentes de frequência diferente, sofrem diferentes efeitos da dispersão durante a sua propagação na fibra ótica, o que inviabiliza o recurso a técnicas de equalização do sinal no domínio ótico. Este problema torna-se sobretudo relevante quando são transmitidos dados com elevado débito binário e/ou com subportadoras RF em que as bandas espectrais se encontram afastadas [2.14].

Consequentemente, uma das soluções para resolver os problemas acima mencionados é a utilização de modulação externa ótica em banda lateral única (OSSB). O princípio de funcionamento do OSSB está ilustrado na Figura 2.7.

Uma das principais vantagens da transmissão em OSSB é poder efetuar-se a supressão de uma determinada banda lateral no domínio ótico, sem que ocorra um aumento das intermodulações à saída, sendo possível obter-se um aumento global do desempenho do sistema [2.15][2.16]. Existem diversas estratégias de geração de sinais em OSSB, as quais serão abordadas em maior detalhe no presente capítulo. Uma descrição detalhada de implementações de sistemas de telecomunicações OSSB será também efetuada em seções posteriores da dissertação, nomeadamente a implementação de sistemas de telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz, quer por técnicas de geração de sinal nativo a 60GHz, quer por técnicas de geração de sinal em conversão de frequência.

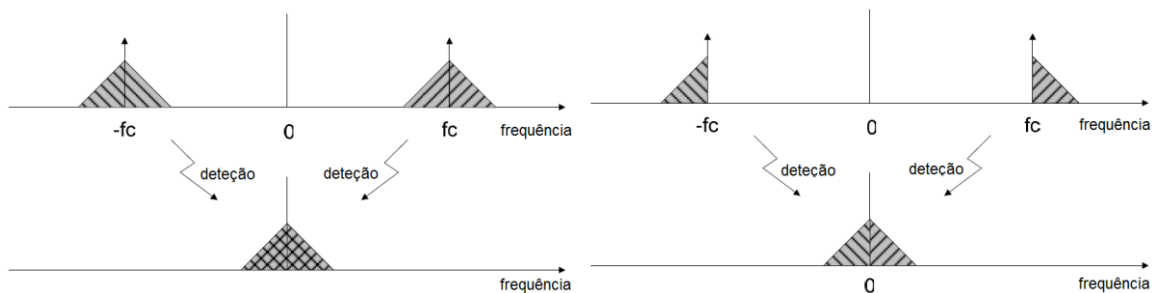


Figura 2.7 – Representação esquemática dos sinais ODSB (a) e OSSB (b) antes e depois do processo de deteção direta (baseado em [2.14])

## 2.2.1 Estratégias de Geração de Sinal OSSB

Para se obter um sinal OSSB utilizando MZMs pode-se utilizar simplesmente um MZM de um braço, seguido de um filtro ótico para eliminar uma das bandas laterais, um MZM não-linear com dois braços em quadratura, um MZM não-linear com dois braços em quadratura, seguido de um modulador de fase, ou um MZM Duplo Paralelo, constituído por dois MZMs não-lineares por 2 braços.

Nas subseções seguintes serão explicados os princípios de funcionamento das várias configurações de moduladores óticos utilizados na dissertação.

### 2.2.1.1 MZM de dois braços não-linear (Dual-Electrode MZ Modulator)

Um esquema de um MZM diferencial com um *split* superior e inferior e dois eléctrodos separados (um para a componente DC e outro para a componente RF) é ilustrado na Figura 2.8. As configurações dos eléctrodos permitem um controlo individual dos sinais elétricos DC e RF, assim como um controlo eletro-ótico dos braços

inferiores e superior do interferômetro do modulador. O dispositivo pode ser configurado de modo a que a fase dos braços superior e inferior varie com a condução [2.17].

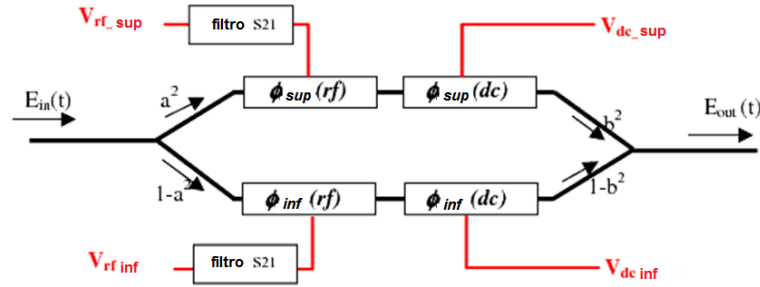


Figura 2.8 – Esquema de um modulador Mach-Zehnder Diferencial (retirado de [2.17])

A diferença de fase dada por cada um dos braços do MZM é dada de acordo com (2.6) [2.17]:

$$\begin{cases} \phi_{sup} = \left[ \frac{\pi * V_{RF\ sup}(t)}{V\pi_{RF} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dV\pi_{RF}}{dT}} + \frac{\pi * V_{DC\ sup}(t)}{V\pi_{DC} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dV\pi_{DC}}{dT}} \right] \\ \phi_{inf} = \left[ \frac{\pi * V_{RF\ inf}(t)}{V\pi_{RF} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dV\pi_{RF}}{dT}} + \frac{\pi * V_{DC\ inf}(t)}{V\pi_{DC} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dV\pi_{DC}}{dT}} \right] \end{cases} \quad (2.6)$$

A equação do campo elétrico para um MZM de dois braços equilibrados está descrita em (2.7) [2.18]:

$$E_{out\ MZM_{2br}}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[ e^{\frac{j\pi d_1(t)}{V\pi}} + e^{\frac{j\pi d_2(t)}{V\pi}} \right] \quad (2.7)$$

Sendo  $E_{in}(t)$  o campo elétrico à entrada do modulador, dado por  $E_{in}(t) = \sqrt{2P_o} e^{j\omega_c t}$ , e  $\frac{\pi d_1(t)}{V\pi}$ ,  $\frac{\pi d_2(t)}{V\pi}$  respectivamente as versões simplificadas de  $\phi_{sup}$  e  $\phi_{inf}$  demonstradas em (2.6), não considerando a derivada;  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$  as tensões elétricas aplicadas a cada um dos elétrodos do MZM e  $V\pi$  a tensão aplicada aos braços do modulador Mach-Zehnder necessária para gerar um desfaseamento de  $\pi$  radianos entre os sinais dos guias de onda. A potência ótica  $P_{out}$  à saída do MZM depende da diferença de fase entre os dois ramos do modulador, conforme se pode ver em (2.8) [2.17]:

$$P_{out}(t) = P_{in}(t) \cdot d(t) = P_{in}(t) \cdot \cos^2[\Delta\phi(t)] \quad (2.8)$$

Sendo  $\Delta\phi(t) = \frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}$ , onde  $d(t)$  é a função transferência de potência e  $\Delta\phi_1(t)$  e  $\Delta\phi_2(t)$  as variações de fase em cada ramo que ocorrem devido ao efeito eletro-ótico.

Para geração de um sinal OSSB utilizando-se um MZM de dois braços, tem-se que (2.9) [2.14]:

$$\begin{cases} d_{1I}(t) = x_c V_\pi [m(t)] - \frac{V_\pi}{4} \\ d_{2I}(t) = x_c V_\pi [\hat{m}(t)] + \frac{V_\pi}{4} \end{cases} \quad (2.9)$$

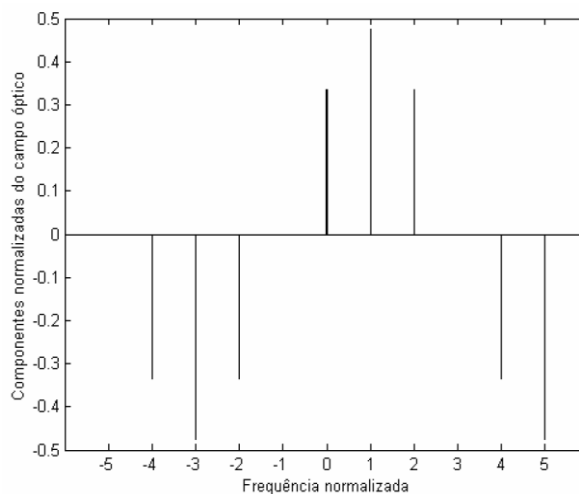
Sendo  $x_c$  a profundidade de modulação do sinal transmitido ( $0 < x_c < 1$ ),  $m(t)$  o próprio sinal transmitido e  $\hat{m}(t)$  a transformada de Hilbert do mesmo.

Admitindo-se que um determinado sinal é uma portadora na frequência  $f_{RF}$   $m(t) = V_m \sin(2\pi f_{RF} t)$ , o campo ótico à saída de um modulador OSSB pode ser descrito como uma série de funções de Bessel (2.10) [2.19]:

$$E_{MZM_{OSSB}}(t) = \sqrt{2P_O} e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos\left[(n-1)\frac{\pi}{4}\right] J_n(m_I) e^{jn\left(2\pi f_{RF} t - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.10)$$

Sendo o índice de modulação dado por  $m_I = \pi x_c$ ,  $x_c = \frac{V_m}{V_\pi}$ ,  $P_O$  a potência ótica média e  $\omega_c$  a portadora ótica.

Algo importante a salientar nestas equações de Bessel é o facto de a expressão ser similar à correspondente equação de um sistema ODSB (Banda Lateral Dupla Ótica). Deste modo, torna-se crucial efetuar-se uma comparação entre as respetivas fórmulas. Enquanto a modulação ODSB é gerada polarizando-se um MZM de dois braços em quadratura (ver Figura 2.9 e (2.11)), no caso da modulação OSSB é removida uma das bandas laterais ao ser aplicada uma diferença de fase de  $90^\circ$  ( $\frac{\pi}{2}$  rad) aos dois elétrodos RF do MZM (polarizado em quadratura) [2.20].



**Figura 2.9 – Componentes do espectro do campo ótico normalizadas em função da frequência normalizada para SSB (retirado de [2.14])**

$$E_{MZM_{ODSB}}(t) = \sqrt{2P_O} e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{4} + n\frac{\pi}{2}\right) J_n(m_I) e^{jn(2\pi f_{RF}t - \frac{\pi}{2})} \quad (2.11)$$

Consequentemente, na modulação OSSB, a  $n$ -ésima banda lateral é nula, sempre que  $\cos\left[(n-1)\frac{\pi}{4}\right] = 0$ . No caso da figura acima ilustrada, verifica-se que este fenómeno ocorre quando o coeficiente é igual a -5, -1, 3, ...

### 2.2.1.2 MZM de dois braços, mais Modulador de Fase

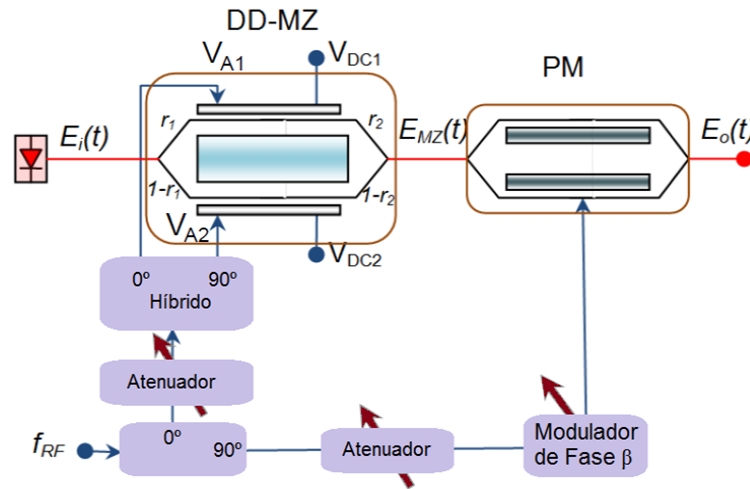


Figura 2.10 – Esquema de Sistema de Telecomunicações com modulador de fase (baseado em [2.21])

A figura acima ilustrada (Figura 2.10) representa um esquema de modulação no qual é associado a um modulador Mach-Zehnder de dois braços não-linear, um modulador de fase em cascata. Caso sejam aplicados sinais sinusoidais, as tensões elétricas aplicadas em ambos os elétrodos do DD-MZM consistem numa componente RF à frequência  $f_{RF}$  e um termo dc, dados por (2.12) [2.21]:

$$\begin{cases} V_{A1}(t) = V_{m_A} \cdot \sin(2\pi f_{RF}t) - V_{DC1} \\ V_{A2}(t) = -V_{m_A} \cdot \sin(2\pi f_{RF}t) + V_{DC2} \end{cases} \quad (2.12)$$

A tensão aplicada ao modulador de fase (PM) é dada por (2.13) [2.21]:

$$V_B(t) = V_{m_B} \cdot \cos(2\pi f_{RF}t + \beta) \quad (2.13)$$

Sendo B a amplitude do PM e  $\beta$  a fase do PM. Estes parâmetros são ajustáveis.

Uma vez introduzido o modulador de fase no sistema, pode-se descrever o campo ótico à saída deste esquema de modulação como um MZM de dois braços desequilibrado com um desvio de fase adicional (2.14):

$$E_{o_{MZ+PM}}(t) = \sqrt{2P_O} e^{j\omega_c t} \cdot \left\{ \eta \left[ e^{j \frac{\pi V_{A_1}(t)}{V_{A\pi}}} + e^{j \frac{\pi V_{A_2}(t)}{V_{A\pi}}} \right] + \varepsilon e^{j \frac{\pi V_{A_2}(t)}{V_{A\pi}}} \right\} e^{j \frac{\pi V_B(t)}{V_{B\pi}}} \quad (2.14)$$

Sendo  $\eta = \sqrt{r_1 r_2}$ ,  $\varepsilon = \sqrt{(1-r_1)(1-r_2)} - \eta$ ,  $r_1$  e  $r_2$  as taxas de potência de *splitting* de entrada e saída do MZM, respetivamente [2.22].

Finalmente, considerando-se os termos  $x_{c_1} = \frac{V_{m_A}}{V_{A\pi}}$  e  $x_{c_2} = \frac{V_{m_B}}{V_{B\pi}}$ , como os índices de modulação respetivos do modulador DD-MZM e do PM e  $\phi_{1,2} = \frac{\pi V_{DC_{1,2}}}{V_{A\pi}}$ , pode-se reescrever (2.14) como a seguinte série de funções de Bessel (2.15) [2.21]:

$$E_{MZ+PM} =$$

$$E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n e^{jn\omega_{RF}t} \overbrace{\left\{ \eta J_n(\pi M_1) \cos \left[ \frac{n(\theta_1 - \theta_2)}{2} - \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} \right] e^{\frac{n(\theta_1 + \theta_2)}{2} - \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}} \right\}}^X +$$

$$\overbrace{\left[ \eta (J_n(\pi M_2) - J_n(\pi M_1)) + \varepsilon \right] e^{j(n\theta_2 + \phi_2)}}^Y \quad (2.15)$$

Sendo  $\theta_{1,2} = \arctan \left( \pm \frac{m_1}{m_2 \cos(\beta)} + \tan(\beta) \right)$ ,  $M_{1,2} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 \pm m_1 m_2 \sin(\beta)}$  e  $E_{in}(t) = \sqrt{2P_O} e^{j\omega_c t}$ .

Observando-se (2.15), o campo ótico à saída do PM pode ser considerado como a soma de um modulador equilibrado, com razão de extinção infinita, que corresponde ao termo X, juntamente com uma modulação de fase adicional, que corresponde ao termo Y. Se  $\beta \neq 0$  for combinado com determinados valores  $m_1$  e  $m_2$ , é possível neutralizar-se o termo  $\varepsilon$ , o que permite que este modulador se comporte como um MZM ideal [2.21].

### 2.2.1.3 MZM de um braço, mais Filtro Ótico

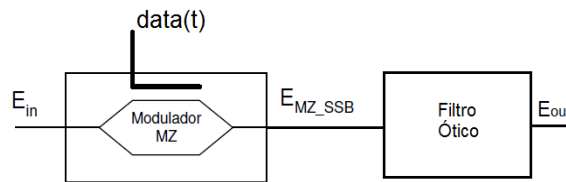


Figura 2.11 – Esquema de um MZM de 1 braço, mais filtro ótico (baseado em [2.14])

O esquema acima ilustrado (Figura 2.11) demonstra uma solução de modulação baseada num MZM de um braço, juntamente com um filtro ótico. O princípio de funcionamento do mesmo baseia-se num eléctrodo no qual o sinal RF é conduzido. Considerando que a tensão eléctrica aplicada ao eléctrodo do MZM de 1 braço consiste numa componente RF à frequência  $f_{RF}$ , dada por (2.16):

$$d(t) = V_m \cdot \sin(2\pi f_{RF} t) \quad (2.16)$$

Ao contrário da maioria de outros moduladores, esta solução requer que a tensão equivalente à componente  $V_\pi$  seja gerada por um componente externo [2.17], como por exemplo um *driver* laser, o qual multiplica ao sinal de entrada do MZM por uma componente de amplitude  $e$ , posteriormente, soma ao mesmo uma componente de polarização (*bias*).

O campo elétrico do MZM de 1 braço é dado por (2.17):

$$E_{out_{MZM_{1BR}}}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{\frac{j\pi \cdot d(t)}{V_\pi}} \quad (2.17)$$

Sendo  $E_{in}(t)$  o campo elétrico à entrada do modulador,  $d(t)$  a tensão elétrica aplicada ao eletrodo do MZM dada em (2.16) e  $V_\pi$  a tensão aplicada ao braço do modulador Mach-Zehnder necessária para gerar um desfasamento de  $\pi$  radianos entre os sinais dos guias de onda.

Uma das particularidade do MZM de 1 braço é o facto de este não ser capaz de gerar, *per se*, um sinal que seja em OSSB; deste modo, é aplicado à saída do modulador um filtro ótico, o qual remove uma das bandas laterais do sinal transmitido.

Assim sendo, o campo ótico à saída do MZM de 1 braço seguido de um filtro ótico pode ser determinado a partir das equações de Bessel do MZM de 2 braços, sendo dado por (2.18):

$$E_{MZM_{1BR}}(t) = \sqrt{2P_O} e^{j\omega_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{4} + n\frac{\pi}{2}\right) J_n(m_I) e^{jn\left(2\pi f_{RF} t - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.18)$$

Conforme se pode observar pela equação acima demonstrada, uma vez que se está a utilizar um modulador com apenas um braço (seguido de um filtro ótico), as harmónicas correspondentes às frequências negativas são removidas.

#### 2.2.1.4 MZM Duplo Paralelo (MZM Dual-Paralel)

O modulador MZ Duplo Paralelo, como o próprio nome indica, consiste na utilização de dois MZMs de dois braços em paralelo com um comprimento ótico idêntico (ver Figura 2.12). Este componente atualmente é vendido como um componente integrado, sendo utilizado para fins relacionados com técnicas de geração de sinal com conversão de frequência. As equações do campo elétrico desta solução, considerando os moduladores equilibrados, são dadas por (2.19) [2.23]:

$$E_{outDP}(t) = \frac{E_{in}(t)}{4} \cdot \left\{ \left[ e^{\frac{j\pi d_{1A}(t)}{V_{\pi A}}} + e^{\frac{j\pi d_{2A}(t)}{V_{\pi A}}} \right] + e^{j\theta} \left[ e^{\frac{j\pi d_{1B}(t)}{V_{\pi B}}} + e^{\frac{j\pi d_{2B}(t)}{V_{\pi B}}} \right] \right\} \quad (2.19)$$

Sendo  $V_{\pi A}$  e  $V_{\pi B}$  respetivamente as tensões de comutação de cada um dos MZMs,  $E_{in}(t)$  o sinal do campo elétrico à entrada do MZM duplo paralelo e os sinais  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$ , respetivamente, os sinais elétricos aplicados a cada um dos braços de cada um dos MZMs utilizados para o duplo paralelo.

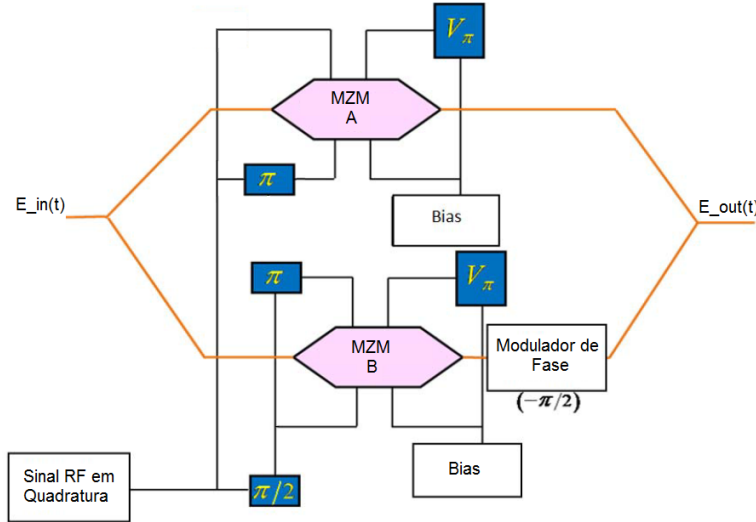


Figura 2.12 – Esquema de um MZM Duplo Paralelo (adaptado de [2.23])

As equações dadas por  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$  podem ser, por sua vez, derivadas em (2.20) [2.23]:

$$\begin{cases} d_{1A}(t) = m_{1A}(t) - V_{DC1A} \\ d_{2A}(t) = m_{2A}(t) - V_{DC2A} \\ d_{1B}(t) = m_{1B}(t) - V_{DC1B} \\ d_{2B}(t) = m_{2B}(t) - V_{DC2B} \end{cases} \quad (2.20)$$

Sendo  $m_{1,2A,B}$  os sinais RF dados respetivamente por (2.21):

$$\begin{cases} m_{1A,B} = V_m \cdot \sin(2\pi f_{RF}t + \phi_{RF}) \\ m_{2A,B} = -V_m \cdot \sin(2\pi f_{RF}t + \phi_{RF}) \end{cases} \quad (2.21)$$

Uma particularidade dos sistemas MZM duplo paralelo é o facto do sinal ótico de entrada ser separado em duas componentes iguais com uma taxa de *splitting* ideal de 50% para cada um dos moduladores do duplo paralelo. Isto costuma ser efetuado utilizando-se um *splitter* ótico.

Conforme acima mencionado, uma das principais aplicações do MZM duplo paralelo é a geração de sinais OSSB através de conversão de frequência. Para os casos utilizados na dissertação, foram testadas duas situações distintas: numa das situações, é aplicado um processo de conversão de frequência por triplicação, sendo gerado um sinal em OSSB à saída do MZM duplo paralelo. Na outra situação, é efetuada conversão de frequência com quadruplicação, sendo gerado à saída do MZM duplo paralelo um sinal OSSB via dois sinais OCS em paralelo. De modo a que isto seja possível, entre cada MZM aninhado tem-se uma diferença de fase de  $|\phi_{RF_A} - \phi_{RF_B}| = \frac{\pi}{2}$  [2.23][2.24]. Em cada braço de cada MZM, a diferença de fase entre sinais elétricos modulantes e o *offset* de polarização é dada por  $|\phi_{RF1} - \phi_{RF2}| = \pi$  e  $|V_{DC1} - V_{DC2}| = V_{\pi}$ , respetivamente. O braço inferior da estrutura ilustrada na Figura 2.13 contém um modulador de fase que introduz uma variação de fase  $\theta = -\frac{\pi}{2}$ , em relação ao sinal com supressão de banda lateral gerado pelo braço superior (da estrutura) [2.23][2.24].

Derivando-se as equações (2.20) em funções de Bessel, tem-se que (2.22) [2.24]:

$$\left\{ \begin{array}{l} e^{jm_I \cos(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n \cdot J_n(m_I) e^{jn\theta} \\ e^{-jm_I \cos(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-j)^n \cdot J_n(m_I) e^{jn\theta} \\ e^{jm_I \sin(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \cdot J_n(m_I) e^{-jn\theta} \\ e^{-jm_I \sin(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_I) e^{-jn\theta} \\ J_{-n}(m_I) = (-1)^n J_n(m_I) \end{array} \right. \quad (2.22)$$

Substituindo-se (2.20) e (2.21) em (2.19), e tendo em conta as equações dadas em (2.22), obtém-se a seguinte expressão para o campo elétrico à saída do MZM duplo paralelo (2.23) [2.24]:

$$E_{out_{DP}}(t) = E_{in}(t) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \text{ ímpar}}}^{\infty} \text{sgn}(n) J_n\left(\frac{m_I}{\sqrt{2}}\right) \cos\left[(n-1)\frac{\pi}{4}\right] e^{2\pi n f_{RF} t + \pi} \quad (2.23)$$

$$\text{Sendo } E_{in}(t) = \sqrt{2P_0} e^{j\omega_c t}, \quad m_I = \sqrt{2} x_c \pi, \quad x_c = \frac{V_m}{V_{\pi}} \text{ e } \text{sgn}(x) = \begin{cases} -1, & \text{se } x < 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \\ 1, & \text{se } x > 0 \end{cases}.$$

## 2.3 O padrão IEEE 802.15.3c (mmWave)

### 2.3.1 O UWB (Ultra-Wide Band)

O Ultra-Wideband (também conhecido por UWB, ultra-wide band e ultra-banda) é uma tecnologia rádio utilizada para transmitir comunicações com larguras de banda elevadas, principalmente para distâncias curtas (geralmente micro/pico-células) e de uma forma eficiente a nível energético [2.25].

Conforme o nome implica, o UWB, ocupa uma largura de banda bastante significativa do espectro rádio. Tipicamente esta pode ser de vários GHz; isto permite transportar dados a velocidades (teóricas) na gama dos Gbps [2.25].

O facto das transmissões UWB terem uma largura de banda tão elevada significa que estas cruzam-se com frequências rádio que atualmente já estão licenciadas. Deste modo, existe o risco de interferências com outras transmissões.

Apesar do ultra wideband (UWB) ser um nome único, atualmente existem duas implementações distintas da mesma tecnologia, [2.25] sendo uma destas a tecnologia ultra-wideband de sequência direta, a qual funciona transmitindo uma série de impulsos que ocupa uma largura de banda bastante elevada e a outra a tecnologia OFDM ultra-wideband (MB-OFDM), a qual utiliza uma técnica de transmissão de sinal multiband orthogonal frequency division multiplexing (MB-OFDM) que é, efetivamente, um sinal OFDM com uma largura de banda de 500 MHz, o qual é posteriormente *frequency hopped* de modo a que ocupe uma largura de banda suficientemente elevada.

Atualmente existe uma gama de frequências, nomeadamente nas bandas milimétricas ( $\approx 60\text{GHz}$ ), a qual ainda se apresenta livre para licenciamento. Deste modo, não ocorrerão interferências com utilizadores que utilizem outras bandas de frequência. Esta implementação, as WPANs de alto débito (as quais utilizam o protocolo IEEE 802.15.3c), tem como inspiração o UWB previamente mencionado.

### 2.3.2 IEEE 802.15.3c (mmWave)

A tecnologia mmWave está definida para trabalhar na banda de frequências entre os 57.0-66.0 GHz, de acordo com o definido por várias agências de regulação de telecomunicações em todo o mundo. Apesar de quatro canais estarem definidos para o nível físico, nem em todas as regiões estes canais estão disponíveis.

Um total de três modos PHY está definido para o mmWave [2.26], nomeadamente os modos SC (*Single-Carrier*), HSI (*High-Speed Interface*) em mmWave e AV (Áudio/Vídeo).

Para dispositivos que implementem o mmWave, é obrigatório o funcionamento dos mesmos em pelo menos um dos modos mencionados acima [2.26]. De modo a que haja interoperabilidade entre estes modos PHY, é utilizada uma sinalização de modo comum (CMS), a qual utiliza uma chave baseada em SC  $\pi/2$  BPSK.

### 2.3.2.1 Exemplos de implementação mmWave

Os diferentes modos existentes para o mmWave devem-se sobretudo devido às diferentes necessidades de mercado. Um exemplo prático são, por exemplo, os “quiosques” de internet [2.26]. Este modelo de implementação exige uma largura de banda de 1.5 Gbps num raio de 1 m de distância da célula. Utilizando-se o modo SC, é possível fornecerem-se estas larguras de banda, sem contudo haver a mesma complexidade de um modo que exija OFDM. Num outro modelo de utilização, pode-se por exemplo mencionar a transmissão de um vídeo de alta definição sem compressão. Devido à natureza destes sinais, um modo dedicado (neste caso o modo AV) é utilizado para fornecer o melhor desempenho possível. Finalmente, um último modelo de utilização pode ser um sistema em arquitetura ad-hoc que ligue diferentes computadores, por exemplo, numa sala de conferências [2.26]. Neste modo em particular, todos os dispositivos na WPAN têm ligações bidirecionais NLOS de elevado desempenho que são fornecidas através do modo mmWave HSI.

### 2.3.2.2 Picocélulas utilizando os modos mmWave

Quando um dispositivo PNC (Coordenador de Picocélula) inicia uma *piconet*, o tipo de *piconet* criada depende dos modos suportados pelo PNC. Por exemplo, se um dispositivo PNC só suportar o modo AV, será criada uma picocélula na qual os equipamentos que funcionem em mmWave terão que ser compatíveis com o modo AV. Os dispositivos que não suportem este modo, nesta situação em particular, não serão capazes de associar-se à rede.

O mesmo processo acontece para os modos mmWave SC e HSI, com a exceção que um PNC que suporte exclusivamente o modo SC não necessita de enviar tramas de sincronização de dados.

Se um dispositivo PNC suportar mais de um modo mmWave PHY, este é capaz de seleccionar o tipo de picocélula que inicia, criando múltiplas *piconets*, cada uma com o

seu modo de operação; *piconets* adicionais serão consideradas como picocélulas dependentes. De modo a evitar-se interferência entre duas ou mais *piconets*, a CMS é utilizada para enviar/receber tramas de sincronização de dados [2.26].

### 2.3.2.3 mmWave SC (Portadora Única)

O modo SC em mmWave suporta uma variedade de esquemas de codificação e modulação até larguras de banda de 5Gbps. O modo SC suporta uma vasta gama de modulações, entre as quais  $\pi/2$  BPSK,  $\pi/2$  QPSK,  $\pi/2$  8-PSK,  $\pi/2$  16-QAM, MSK e GMSK pré-codificado, OOK e DAMI [2.26]. Os esquemas de codificação suportados na transmissão do sinal são a codificação RS (*Reed-Solomon*) e LDPC (Verificação de Paridade de Baixa Densidade) [2.26]. Os códigos FEC RS(255,239) e RS(33,17) são obrigatórios na transmissão de dados no modo SC. Podem ser utilizadas sequências de espalhamento de código utilizando-se LFSR (*linear feedback shift register*) ou sequências de Golay, de modo a aumentar-se a robustez do sinal transmitido.

O modo SC em mmWave (SC PHY) fornece três classes de MCS, de acordo com as diferentes necessidades de ligações sem fios (tabela 1.1). A classe 1 está dedicada ao mercado de baixo consumo energético móvel, podendo fornecer uma taxa de transmissão de dados (TTD) até 1.5Gbps. A classe 2 permite obter TTDs até 3Gbps. Finalmente, a classe 3 suporta aplicações de maior desempenho até uma TTD de 5Gbps [2.26]. Existem dois MCSs obrigatórios para os dispositivos que suportam SC: A sinalização de modo comum (CMS) e a taxa obrigatória PHY (MPR). Os modos opcionais OOK/DAMI são utilizados para dispositivos SC de baixa complexidade. A CMS é utilizada para transmissão da trama de sinalização e commando no processo de associação à *piconet*, assim como da transmissão da janela de comando e das sequências de treino no processo de *beamforming*.

Classe	Categoria
Classe 1	TTD < 1.5Gbps
Classe 2	1.5Gbps < TTD < 3Gbps
Classe 3	TTD > 3Gbps

Tabela 2.1 – Classificação MCS do PHY SC (baseado em [2.26])

O modo SC permite ser operado, tanto em modo NLOS, como em modo LOS [2.26], com ou sem equalização. Os dados são fragmentados em blocos, sendo cada um destes blocos divididos em sub-blocos. Cada um dos sub-blocos pode ser, por sua vez, dividido nos domínios do tempo, frequência, ou num misto de ambos. Um sub-bloco consiste em palavra(s) piloto e dados.

### 2.3.2.4 mmWave HSI

O modo HSI mmWave é desenhado para dispositivos com baixa latência, transmissões de alta velocidade e utiliza OFDM. O modo HSI suporta uma vasta variedade de MCSs (ver tabela 2.2) utilizando diferentes fatores de espalhamento, modulações e códigos de bloco LDPC. Este modo está desenhado sobretudo para funcionar em modo NLOS [2.26].

Índice MCS	TTD (Mbps)	Esquema de Modulação	Fator de Espalhamento
0	32.1	QPSK	48
1	1540		
2	2310		
3	2695		
4	3080	16-QAM	1
5	4620		
6	5390		
7	5775	64-QAM	
8	1925	QPSK	
9	2503		
10	3850	16-QAM	
11	5005		

Tabela 2.2 – Parâmetros MCS do PHY HSI (baseado em [2.26])

### 2.3.2.5 mmWave AV

O modo AV do mmWave é desenhado para operação em modo NLOS, transportando vídeo e áudio de alta definição não-comprimido. Utiliza modulação OFDM, juntamente com códigos convolucionais e RS [2.26].

O modo AV implementa dois modos PHY distintos, modo PHY de alta velocidade (HRP) e modo PHY de baixa velocidade (LRP). Através destes dois modos, o mmWave AV suporta cobertura omnidirecional. Ambos os modos utilizam OFDM. As TTDs suportadas pelo modo HRP e pelo modo LRP estão definidas nas tabelas abaixo (tabela 1.3 e tabela 1.4) [2.26].

Índice de Modo HRP	Modo de Codificação	Modulação	TTD (Gbps)
0	EEP	QPSK	0.952
1		16-QAM	1.904
2		16-QAM	3.807
3	UEP	QPSK	1.904
4		16-QAM	3.807
5	MSB – Retransmissão de Dados	QPSK	0.952
6			1.904

Tabela 2.3 – Codificação e TTDs do modo HRP do PHY AV (baseado em [2.26])

Índice de Modo LRP	Modulação	TTD (Mbps)
0	BPSK	2.5
1		3.8
2		5.1
3		10.2

Tabela 2.4 – Codificação e TTDs do modo LRP do PHY AV (baseado em [2.26])

Qualquer dispositivo que suporte o modo HRP de transmissão deverá suportar obrigatoriamente os modos 0 e 1. Todas as tramas *multicast* e *broadcast* do modo AV devem ser enviadas em modo LRP, deste modo, qualquer dispositivo mmWave que suporte o modo AV do protocolo mmWave deverá suportar os modos LRP 0, 1 e 2 [2.26].

## 2.4 Conclusões

Tendo em conta o mencionado neste capítulo, conclui-se que a transmissão de dados utilizando OFDM, ao efetuar a divisão de um sinal transmitido em múltiplas subportadoras, permite um ganho significativo a nível da robustez do sinal transmitido. Simultaneamente foi possível verificar-se que utilizar OFDM tem a vantagem de, mesmo existindo subportadoras bastante próximas umas das outras, ser possível haver ortogonalidade de subportadoras desde que o período entre dois símbolos OFDM adjacentes respeite um determinado intervalo de guarda definido aquando a transmissão; conseqüentemente é possível obter-se um aproveitamento de frequências substancialmente mais elevado que em outras técnicas de geração de sinal.

Juntamente com o OFDM, ao utilizar-se transmissão ótica em banda lateral única (OSSB), é possível concluir que, através da utilização de um modulador adequado é possível efetuar-se a supressão de uma das bandas laterais, sem que haja um aumento das intermodulações à saída, com a vantagem adicional de se obter uma melhoria global do desempenho do sistema.

Finalmente, e mencionando-se a tecnologia mmWave (IEEE 802.15.3c), pode-se concluir que esta tecnologia permitirá, num futuro próximo, a transmissão de conteúdo em alta definição sem que para isso sejam necessários suportes físicos, sobretudo em redes com dimensões de PANs (i.e., com um raio <10m); deste modo, também é introduzindo um novo conceito de mercado, designado por HAN (Rede de Área Residencial). Todavia, existem atualmente algumas limitações para esta tecnologia ser imediatamente aplicada, nomeadamente o custo da eletrónica que funciona na banda das ondas milimétricas ser (ainda) relativamente elevado, as redes de acesso (ainda) não

estarem otimizadas para as larguras de banda elevadas exigidas para que estas soluções rádio sobre fibra sejam consideradas viáveis (na gama dos 10 a 40Gbps) e o facto da transmissão de dados em rádio sobre fibra estar sujeita a vários efeitos resultantes da elevada frequência a que os dados são transmitidos. Este último assunto será analisado em detalhe nas próximas seções da dissertação.

## 2.5 Referências

- [2.1] W. Shieh *et al.*, “*OFDM for Optical Communications*”, ELSEVIER Inc., 2010
- [2.2] Chang RW., “*Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*”, Bell Sys Tech J, 1966
- [2.3] Chang RW, “*Orthogonal frequency division multiplexing*”, U.S. Patent no. 3488445, 1970
- [2.4] Pan Q; Green RJ, “*Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise*”, IEEE Photon Technol Lett, 1996
- [2.5] Dixon BJ, *et al.*, “*Orthogonal frequency-division multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds*”, IEEE Trans Microwave Theory Techniques, 2001
- [2.6] Lowery AJ *et al.*, “*Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems*”, Opt. Fiber Commun. Conf., USA, 2006
- [2.7] Kobayash T *et al.*, “*Electro-optically subcarrier multiplexed 110 Gbps OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation*”, IET Electron Lett, 2008
- [2.8] Tang JM *et al.*, “*High-speed transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibers using directly modulated DFBs*”, J. Lightwave Technol, 2006
- [2.9] Weinstein, S. B.; P. M. Ebert, “*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*”, IEEE Trans. Communications Technology, Vol. COM-19, No. 5, October 1971
- [2.10] R. Prasad, “*OFDM for Wireless Communications Systems*”, E.U.A.: Artech House, Inc., 2004
- [2.11] Peled, A., and A. Ruiz, “*Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms*”, Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, USA, 1980
- [2.12] Edfors, O. *et al.*, “*An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*”, Research Report TULEA 1996:16, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, disponível em <http://www.sm.luth.se/csee/sp/publications.html>
- [2.13] Wang Z *et al.*, “*OFDM or single-carrier block transmissions?*”, IEEE Trans Commun, 2004
- [2.14] Laurêncio, Paula, “*Análise de sistemas de comunicações óptica com multiplexagem de subportadora e transmissão em banda lateral única*”, Tese doutoramento, capítulo 2
- [2.15] Hui, R., *et al.*, “*10 Gbps SCM system using optical SSB modulation*”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.13, nº8, 2001

- [2.16] Loyassa, A., *et al.*, “Optical single-sideband modulator for broad-band subcarrier multiplexing systems”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.15, n°2, 2003
- [2.17] VPI Photonics, *Photonic Modules Reference Manual*, www.VPIphotonics.com
- [2.18] L.Chen *et al.*, “Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation” IEEE
- [2.19] Laurêncio, Paula; M.C.R. Medeiros, “Dynamic range of optical links employing optical single side-band”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15. pp. 748-750, Maio de 2003
- [2.20] Vargues, Hélio *et al.*, “Simulation of mm-Wave over Fiber Systems Employing Up-Conversion Using External Modulators”, ICTON 2009, São Miguel, Portugal, 2009
- [2.21] Thakur, M. P., *et al.* “Optical frequency tripling with improved suppression and sideband selection”, Optics Express, Vol. 19, Dezembro 2011
- [2.22] M. Mohamed, X. Zhang, B. Hraimel, and K. Wu, “Analysis of frequency quadrupling using a single Mach-Zehnder modulator for millimeter-wave generation and distribution over fiber systems” Opt. Express 16, 2008
- [2.23] Laurêncio, Paula, *et al.*, “Generation and Transmission of Millimeter Wave Signals Employing Optical Frequency Quadrupling”, ICTON2010, Munique, Alemanha, 2010
- [2.24] Vargues, Hélio, “Geração de Ondas Milimétricas Utilizando Conversão de Frequências e Transmissão em Banda Lateral Simples”, Tese de Mestrado, Capítulo 4, 2009
- [2.25] <http://www.radio-electronics.com/info/wireless/uwb/ultra-wideband-technology.php>, acedido dia 31 de Julho de 2012, às 19.15h
- [2.26] IEEE Standard 802.16, “IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16 - Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems”, IEEE, 2001

# 3 Análise do Desempenho em Sistemas OFDM OSSB a 60GHz

Nesta seção da dissertação, serão abordadas as técnicas de geração de sinal OFDM OSSB a 60GHz nativos, assim como algumas das características base dos componentes utilizados para efetuar simulações no VPI Transmission Maker™. Finalmente, serão discutidos e analisados os resultados obtidos aquando as simulações efetuadas.

## 3.1 Descrição de um Sistema de Telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz

Tendo por objetivo a comparação do desempenho de várias alternativas de geração de sinais OFDM OSSB para transmissão de ondas milimétricas em RoF, a primeira solução testada foi o modulador apresentado por Lowery *et al.* para sistemas de longo alcance [3.1], o qual consiste na utilização de um modulador Mach-Zehnder (MZM) de um braço seguido de um filtro ótico. O segundo modulador testado consiste numa solução baseada num MZM não-linear de dois braços. Finalmente, testou-se uma solução de modulação mais complexa constituída por um MZM não-linear de dois braços, seguido de um modulador de fase.

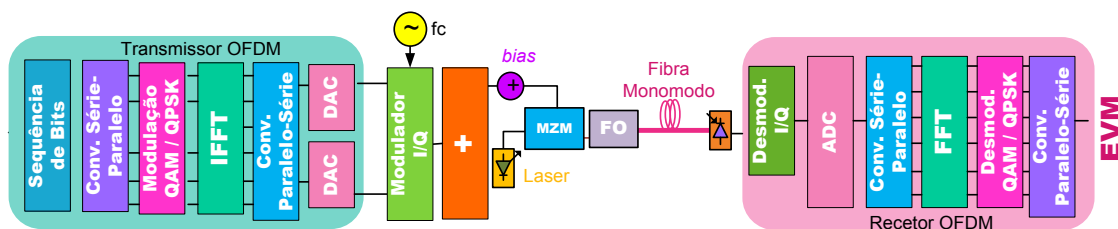


Figura 3.1 – Diagrama de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM de um braço mais Filtro Ótico (baseado em [3.2])

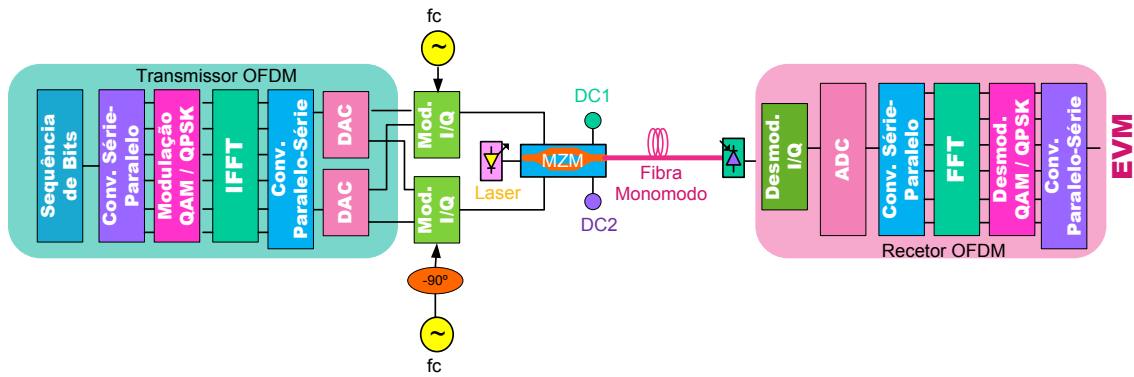


Figura 3.2 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços (baseado em [3.2])

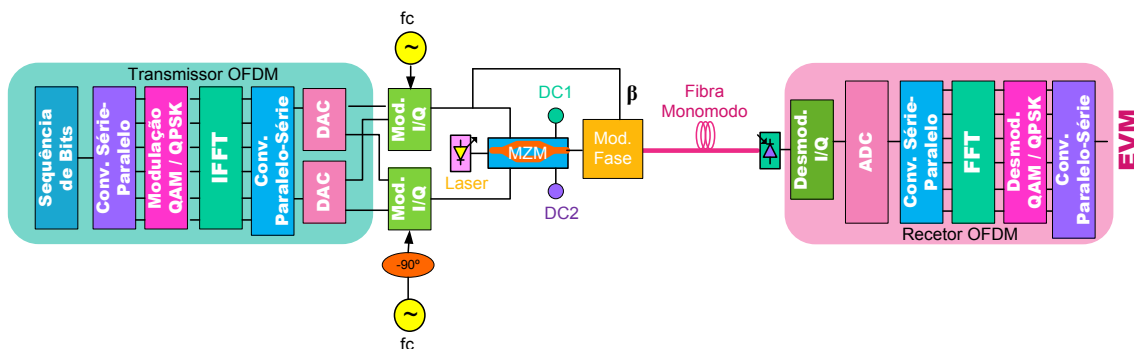


Figura 3.3 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear de dois braços, mais Modulador de Fase (baseado em [3.2])

Uma descrição sucinta do funcionamento dos circuitos OFDM OSSB utilizados nas simulações é dada pelo seguinte:

Uma sequência aleatória de dados é modulada em múltiplas subportadoras identicamente espaçadas aplicando-se modulação em quadratura (QAM) [3.3]. Aplicando-se uma Transformada Inversa de Fourier (IFFT), é gerada uma forma de onda (no domínio do tempo) que contém a sobreposição de todas as subportadoras previamente moduladas. Esta forma de onda é, por sua vez, modulada por uma portadora radiofrequência,  $f_{RF}$ , que utiliza um modulador em fase-quadratura (I-Q); deste modo, é produzida uma forma de onda que consiste numa banda de subportadoras separadas por um determinado ciclo de serviço, obtendo-se um conjunto de subportadoras eléctricas moduladas na banda das *mm-wave*. Esta banda é modulada numa portadora ótica utilizando-se um modulador ótico idealmente linear. Se o circuito for constituído por um modulador de um braço (ilustrado na Figura 3.1), este utilizará adicionalmente um filtro ótico, o qual filtra suprimindo a transmissão da banda lateral inferior [3.1]. No caso de o circuito ser constituído por um modulador de dois braços (ilustrado na Figura 3.2), aplicando-se no braço inferior do mesmo um desvio de fase de  $90^\circ$ , é possível a supressão total da banda lateral inferior. Finalmente, no caso do

modulador de fase (ilustrado na Figura 3.3), além de se aplicar um desvio de fase de  $-90$  graus no braço inferior do modulador não-linear, é aplicado adicionalmente um desvio de fase  $\beta$  ao sinal transmitido.

Após propagação na fibra, o fotodíodo converte o sinal ótico num sinal elétrico. Este sinal é convertido nas suas respectivas componentes em fase (I) e quadratura (Q), utilizando-se, para tal, um oscilador que funciona à frequência  $f_{RF}$  de origem. As formas de onda I e Q são convertidas em subportadoras OFDM utilizando-se uma FFT. Num sistema real, um prefixo cíclico é adicionado a cada bloco de dados transmitido após ocorrência do processo de IFFT; deste modo, os atrasos relativos entre as subportadoras OFDM recebidas (devido à dispersão da fibra) podem ser acomodados sem se destruir a ortogonalidade das mesmas. [3.4]

Uma vez no domínio da frequência, cada canal é (opcionalmente) equalizado de modo a compensarem-se as distorções de amplitude e fase que ocorrem devido aos percursos elétricos e óticos do sinal. Isto é possível multiplicando-se (no domínio complexo) por cada canal. Os coeficientes de multiplicação podem ser determinados utilizando-se uma sequência de treino ou introduzindo-se canais piloto na banda OFDM. Após o processo de equalização, cada canal QAM é desmodulado, sendo gerados múltiplos canais de dados paralelos. Estes podem finalmente ser convertidos num único canal de dados efetuando-se uma conversão paralelo-série [3.1]. Nos circuitos acima mencionados não se utilizou equalização.

## 3.2 Resultados

### 3.2.1 Metodologia

De modo a que fosse possível obter os resultados da forma mais otimizada possível, utilizou-se a seguinte metodologia:

Utilizando-se as diferentes configurações para o modulador ótico mencionadas em [3.1][3.4], alteraram-se os parâmetros (ver Tabela 3.1) de modo a que, em vez de serem aplicados a sistemas de telecomunicações de longo alcance, sejam utilizados em redes de acesso.

Foram efetuadas simulações a partir da situação mais desfavorável de cada circuito, i.e., a situação em que os circuitos mais se assemelham a um sistema de telecomunicações real (sistemas RoF com 25km e 50km de fibra ótica).

Parâmetro	Valor	Unidade
Taxa de Transmissão de Dados ( <i>Bitrate</i> )	$2.5 \times 10^9$	bit/s
Taxa de Amostragem	$640 \times 10^9$	Hz
Bits por Símbolo QAM	2	bits/símbolo
Prefixo Cíclico	1/8 (0.125)	a.u.
Frequência de Sinal	$60 \times 10^9$	Hz
Subportadoras OFDM	512	n/d
Profundidade de Modulação	MZM de 1 braço: 0.43 (25km) 0.55 (50km)	a.u.
	MZM de 2 braços: 0.155 (25km) 0.2 (50km)	
	Modulador de Fase: 0.111 (25km) 0.155 (50km)	
	RollOff	
Comprimento (Fibra Ótica)	$25 \times 10^3$ / $50 \times 10^3$	m
Atenuação (Fibra Ótica)	$200 \times 10^{-6}$	dB/m
Dispersão (Fibra Ótica)	$16 \times 10^{-6}$	S/m <sup>2</sup>
RIN (Laser)	-150	dB/Hz
Largura de Linha (Laser)	$1 \times 10^6$	Hz
Razão de Extinção (MZM)	30	dB
Perdas de Inserção (MZM)	6	dB
beta <sup>[1]</sup>	93.73	graus

Tabela 3.1 – Parâmetros globais de simulação de um sistema de telecomunicações OFDM OSSB a 60GHz

Nota: Os parâmetros acima definidos nas simulações são válidos assumindo-se que o circuito é o mais próximo possível de um sistema real.

<sup>[1]</sup> O parâmetro *beta* só é válido na solução que utiliza MZM não-linear de dois braços, mais modulador de fase.

Inicialmente realizaram-se simulações de modo a determinar o EVM (Magnitude Vetorial de Erro) *versus* a profundidade de modulação, de modo a determinar-se o valor de profundidade de modulação ótimo do sistema.

Para o circuito baseado em [3.4], efetuou-se um teste adicional de cálculo do parâmetro *beta* do modulador de fase, isto de modo a determinar-se a fase para a qual a portadora ótica na banda lateral inferior é completamente suprimida.

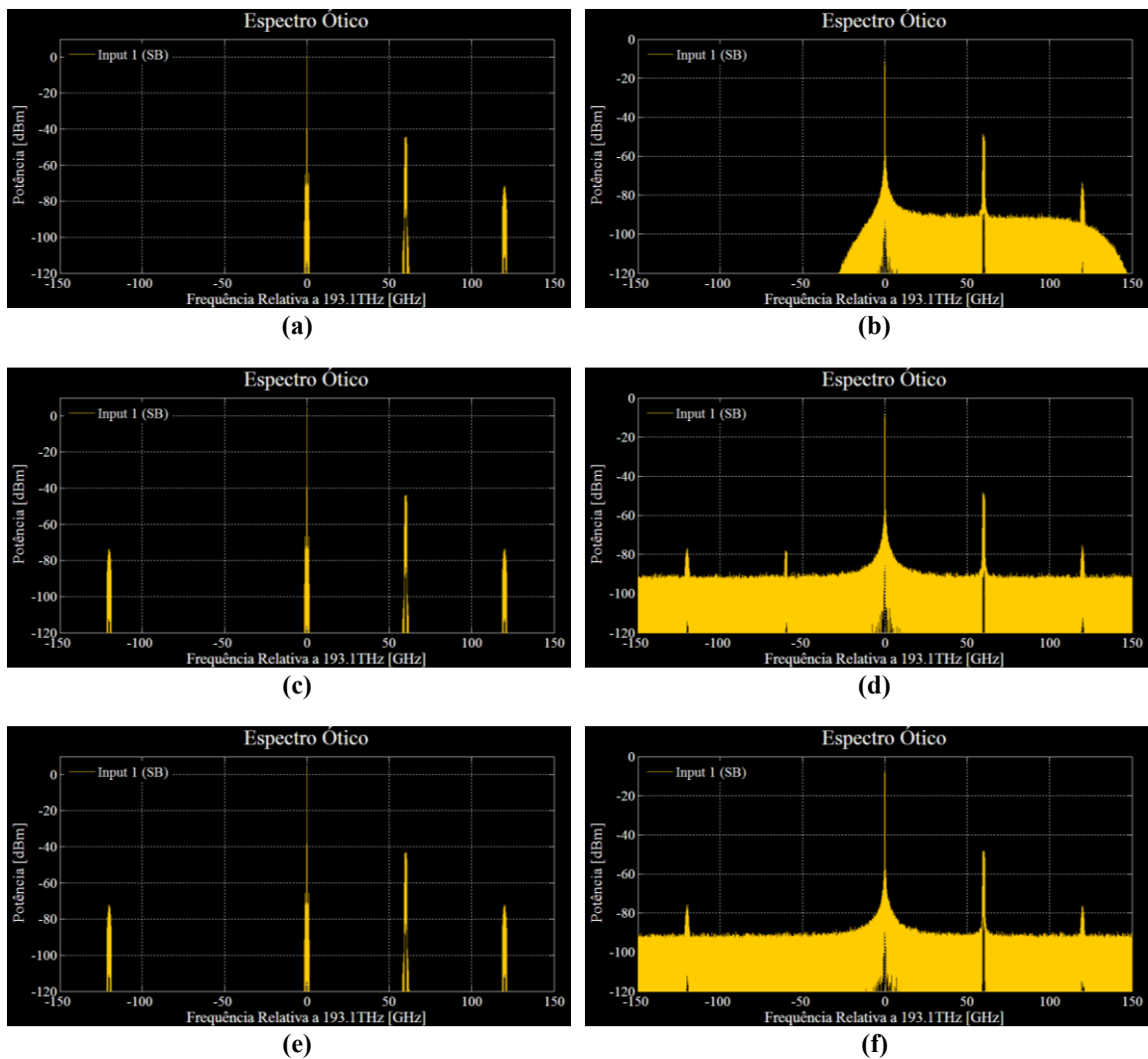
De seguida, estes mesmos testes foram realizados para uma hipotética situação de circuito ideal, ou seja, uma situação em que apenas existem os efeitos associados à dispersão da fibra (i.e., um circuito sem ruídos no sistema e sem RIN no laser (Ruído de Intensidade Relativa)). Aproveitando-se este circuito, foram também determinados os efeitos inerentes à atenuação da fibra, os efeitos de um circuito que utiliza um MZM não-ideal (i.e., com razão de extinção finita) e os efeitos do RIN.

Determinando-se estes mesmos valores, procedeu-se ao cálculo do EVM em relação ao comprimento de fibra ( $0 < km < 25$  e  $0 < km < 50$ ) para as situações de circuito real e circuito ideal.

Posteriormente foram determinados os efeitos do RIN no laser, nomeadamente o RIN pré-definido, para uma gama de valores compreendida entre  $-170 < dB < -120$ , e a largura de linha do laser, para uma gama de valores compreendida entre 0 e 100 MHz.

Com a realização destas simulações, fez-se a coleção dos valores obtidos para diferentes ficheiros de texto, os quais serviram para gerar os gráficos em MATLAB© ilustrados na subsecção seguinte.

### 3.2.2 Análise do Espectro Ótico



**Figura 3.4 – Análise dos Espectros Óticos de Sinal à saída do (a) MZM de um braço, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (b) MZM de um braço, real ( $R_{ext}=30dB$ ); (c) MZM de dois braços, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (d) MZM de dois braços, real ( $R_{ext}=30dB$ ); (e) Modulador de Fase, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (f) Modulador de Fase, real ( $R_{ext}=30dB$ )**

Conforme se pode analisar pelos gráficos das figuras acima ilustradas (Figura 3.4), existe um ganho substancial nos diferentes espectros óticos quando o circuito é ideal, i.e., sem ruídos nem RIN (Figuras 3.4a, 3.4c, 3.4e). Adicionalmente é possível observar-

se na região dos -60GHz que existe a supressão total de uma das bandas laterais do sinal, sendo possível obter-se deste modo um sinal OSSB. Isto deve-se ao facto de, na solução com MZM de um braço o sinal apesar de ser ODSB existir um filtro ótico que rejeita a banda lateral inferior do sinal transmitido; já nos casos que utilizam soluções com MZMs de dois braços, isto deve-se ao facto da razão de extinção destes mesmos moduladores, que se encontram polarizados em quadratura, ser infinita. Há que salientar que as situações supra mencionadas são teóricas. Como tal, a razão de extinção dos moduladores práticos é finita. Consequentemente pode-se observar, para um caso de simulação real, que no caso do circuito com MZM não-linear de dois braços existe de facto uma banda lateral ótica inferior na região dos -60GHz (Figura 3.4d). Na solução que implementa um MZM de um braço, mais filtro ótico, a elevada banda de rejeição do filtro remove a banda lateral inferior (na região dos -60GHz), mantendo-se os resultados idênticos à situação em que o circuito é ideal. No caso do circuito com modulador de fase (Figura 3.4f), o facto de se introduzir um determinado desvio de fase no sinal transmitido permite a remoção da banda na região dos -60GHz (presente na situação do MZM não-linear de dois braços), tornando esta solução idêntica à de um sistema OSSB ideal.

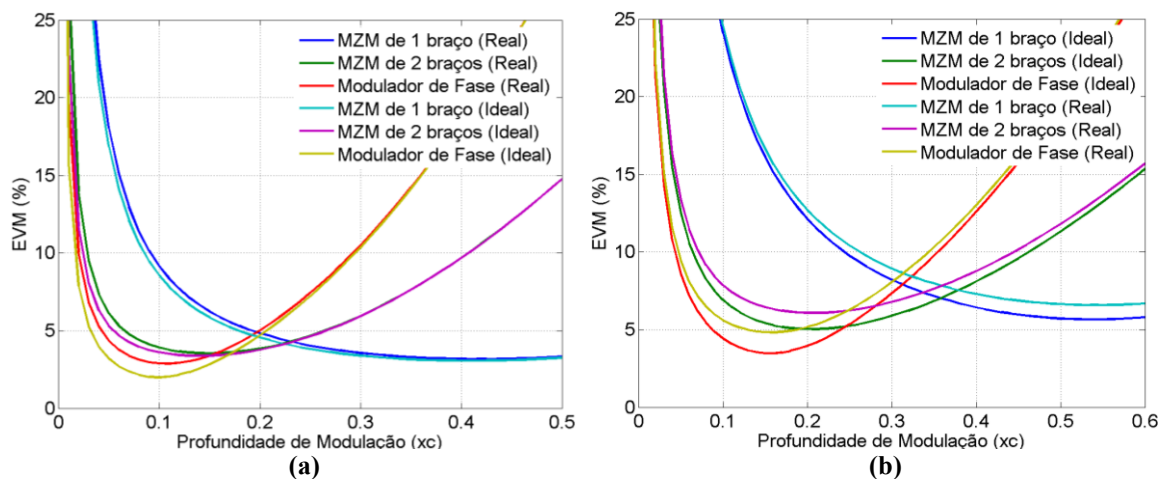
Finalmente, uma característica a salientar a respeito da solução que utiliza um MZM de um braço é o facto do filtro ótico retirar cerca de 3dB de ganho à componente ótica centrada na frequência dos 193.1THz, comparativamente às outras soluções testadas. Isto vai implicar, consequentemente, que a solução com MZM de um braço requeira uma maior profundidade de modulação que as soluções concorrentes, conforme poderá ser observado em subsecções posteriores da dissertação.

### 3.2.3 Análise de Resultados EVM

#### 3.2.3.1 EVM versus Profundidade de Modulação

Conforme se pode observar pelas figuras abaixo ilustradas (figuras 3.5a e 3.5b), o circuito com modulador de fase é a solução que apresenta globalmente os melhores resultados em termos de EVM *versus* profundidade de modulação, tanto para a situação com 25km de fibra, como a de 50km, fruto da supressão da portadora ótica na banda lateral inferior. Em todas as situações testadas, uma profundidade de modulação demasiado baixa causa um elevado EVM, uma vez que o sinal é modulado com um sinal de baixa amplitude; por outro lado, na situação do MZM de um braço, é necessária uma profundidade de modulação relativamente elevada até se atingir um EVM

otimizado. Isto deve-se ao facto de um filtro ótico ser utilizado nesta solução para suprimir a banda lateral inferior, logo, conforme mencionado anteriormente, são retirados cerca de 3dB ao sinal da portadora ótica (o que corresponde a 50% da potência total da mesma). Nas situações com MZM de dois braços e modulador de fase, nota-se que, para profundidades de modulação mais elevadas a taxa de erros aumenta significativamente, uma vez que a limitação deixa de ser a amplitude do sinal e passa a ser causada pela interferência entre as diferentes subportadoras OFDM transmitidas; isto tem como principal consequência a perda da ortogonalidade entre subportadoras.



**Figura 3.5 – EVM versus profundidade de modulação para (a) 25km de fibra, circuito real vs circuito ideal; (b) 50km de fibra, circuito real vs circuito ideal**

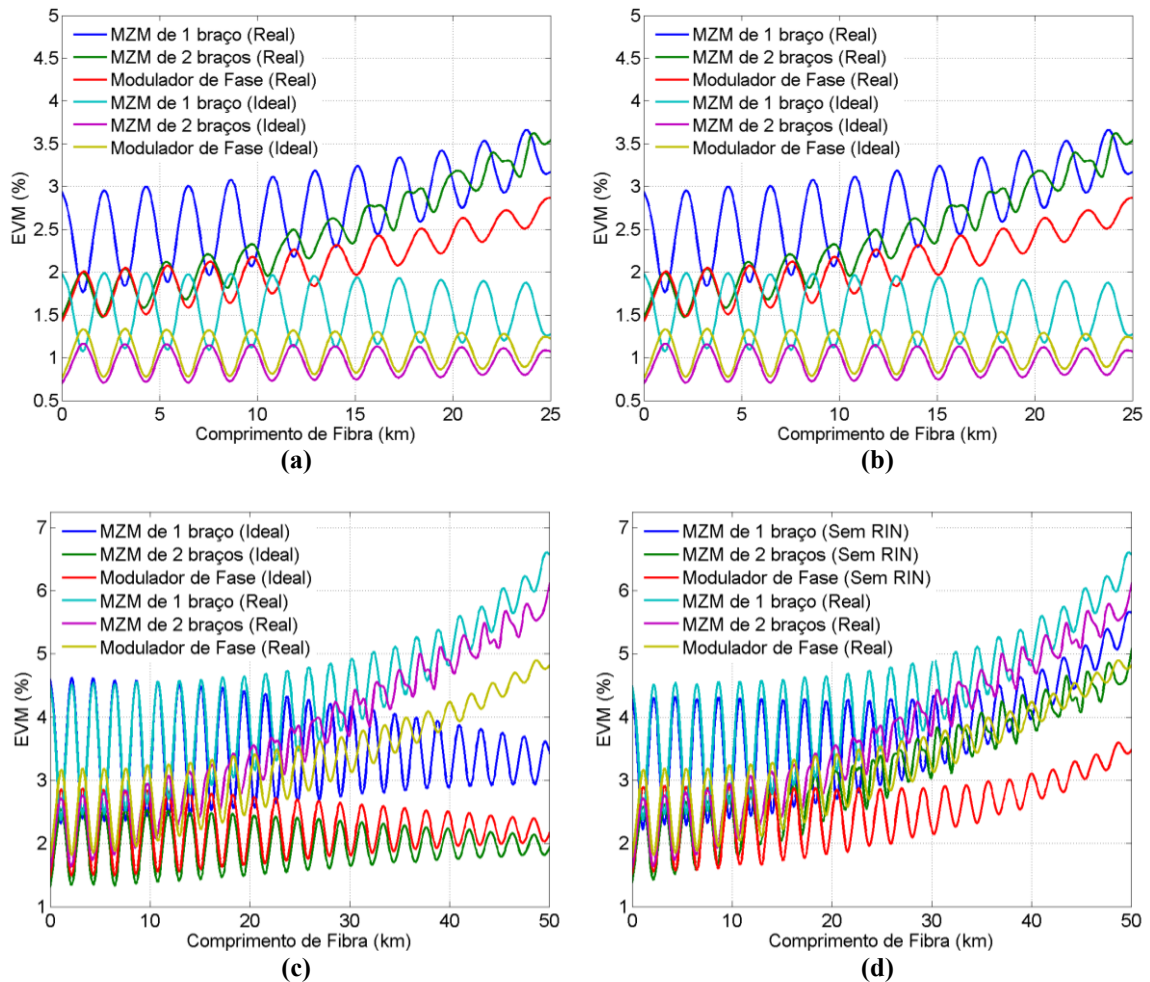
Comparando-se as soluções que utilizam MZMs de dois braços *versus* a solução que utiliza MZM de um braço verifica-se que, apesar dos EVMs obtidos serem idênticos, as soluções de dois braços requerem uma profundidade de modulação mais baixa para se obterem bons resultados de EVM, o que leva a que haja um risco muito menor de o sinal ficar sujeito a efeitos de dispersão e a um menor consumo de potência.

Finalmente, a remoção do RIN e do ruído nas simulações efetuadas permite não só a melhoria, tanto do EVM globalmente obtido, como da profundidade de modulação ótima que cada circuito requer.

### 3.2.3.2 EVM versus Comprimento de Fibra

Observando-se as figuras abaixo ilustradas (Figura 3.6), é possível verificar a existência de dois conjuntos de resultados distintos: os resultados ilustrados nas Figuras 3.6a e 3.6b correspondem a 25km de fibra, enquanto os resultados ilustrados nas Figuras 3.6c e 3.6d correspondem a 50km de fibra. Estes resultados estão de acordo com as profundidades de modulação definidas na seção 3.2.1 da tese.

Nas soluções de modulação que utilizam dois braços (com MZM não linear ou modulador de fase), existe um desvio de fase de  $90^\circ$  em relação à solução com modulador de um braço; este desfasamento tem como consequência um desfasamento dos “picos” EVM de  $90^\circ$ .



**Figura 3.6 – Comparação de EVMs versus Comprimento de Fibra para um (a) Circuito Ideal vs Real, 25km de fibra; (b) Circuito Real vs sem RIN, 25km de fibra; (c) Circuito Ideal vs Real, 50km de fibra; (d) Circuito Real versus sem RIN, 50km de fibra**

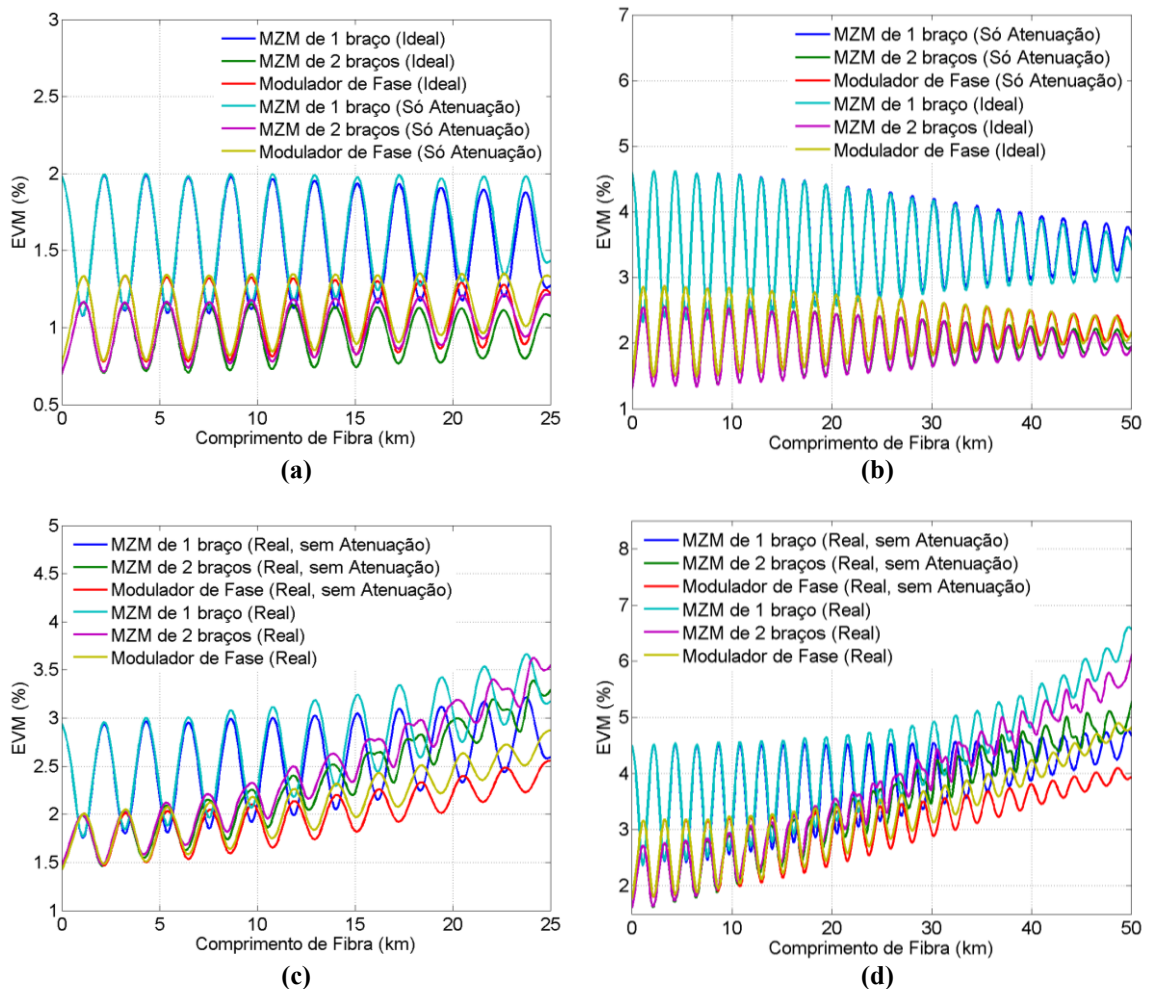
Comparando-se as diferentes soluções testadas, é possível verificar-se que globalmente, as soluções que utilizam MZM de dois braços apresentam EVMs melhores, nomeadamente quando se está a testar comprimentos de fibra mais elevados (à exceção dos casos ilustrados nas figuras 3.6a e 3.6b, em que a solução MZM de um braço leva uma vantagem tangencial sobre a solução que utiliza um MZM não-linear dois braços).

Retirando-se o RIN do laser (Figuras 3.6b e 3.6d), além de os circuitos requererem uma profundidade de modulação menor, conseguem-se alguns ganhos de EVM. Tendo em conta os resultados obtidos, pode-se dizer que a solução que utiliza modulador de

fase é aquela que sofre mais significativamente com estes factores (no caso da Figura 3.6d, a variação de EVM para 50km chega a ser cerca de 1.5%).

Finalmente, analisando-se os resultados referentes aos circuitos ideais (apenas com os efeitos relacionados com a dispersão de fibra), é possível verificar a existência de oscilações nos sinais transmitidos que diminuem progressivamente ao longo do percurso da fibra, sendo também possível observar que o EVM não varia à medida que o comprimento da fibra varia. Isto deve-se sobretudo ao facto das profundidades de modulação utilizadas estarem otimizadas apenas para os comprimentos de fibra mais longos testados (respetivamente, 25 e 50km). Deste modo, há que salientar a importância de se ajustar as profundidades de modulação à medida que o comprimento de fibra varia, de modo a reduzir-se ao máximo os efeitos de dispersão resultantes.

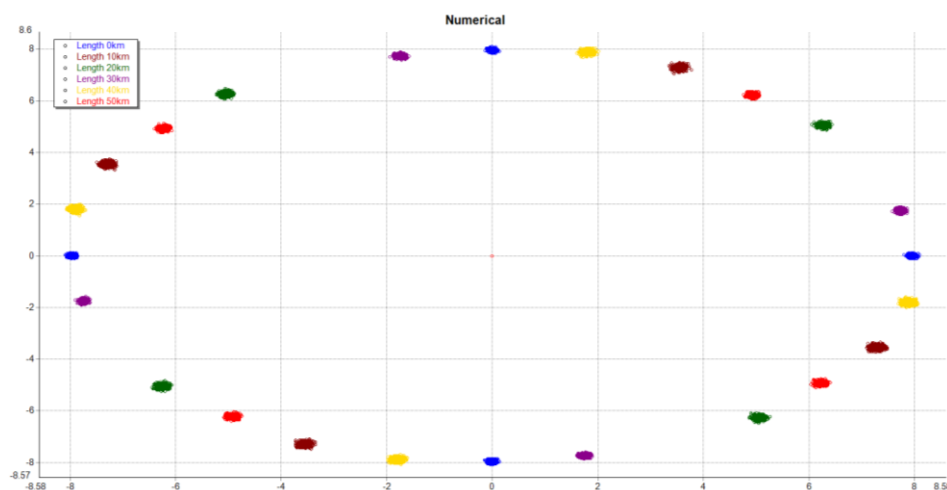
### 3.2.3.3 *Análise dos Efeitos de Dispersão no EVM*



**Figura 3.7 – Efeitos de Atenuação da Fibra para (a) 25km de Fibra, circuito ideal (b) 50km de Fibra, circuito ideal; (c) 25km de Fibra, circuito real; (d) 50km de Fibra, circuito real**

Conforme se pode observar na Figura 3.7, a eliminação da atenuação da fibra ótica afeta favoravelmente os valores de EVM obtidos, apesar dessa mesma variação não poder ser considerada, de qualquer forma, significativa. Deste modo, pode-se considerar que as soluções testadas oferecem uma boa resiliência a efeitos de atenuação. Do mesmo modo que em resultados anteriores, com o aumento do comprimento da ligação, ocorrem variações substanciais de EVM em todos os circuitos testados devido aos efeitos de dispersão da fibra.

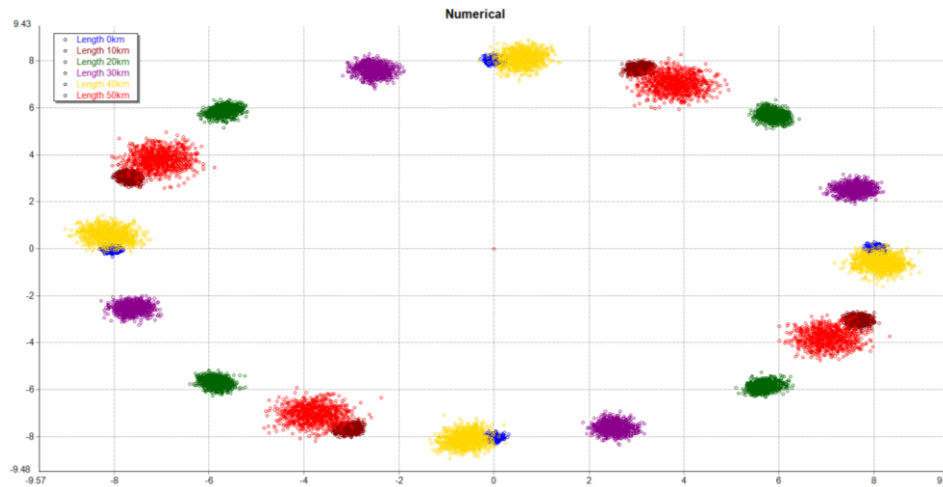
Observando-se os resultados das soluções ideais (figuras 3.7a e 3.7b), os efeitos relacionados com a atenuação da fibra são pouco significativos, uma vez que não existem ruídos no sistema. Já nos resultados referentes às soluções reais (figuras 3.7c e 3.7d), isso não acontece e os efeitos de dispersão da fibra juntam-se aos ruídos do sistema, afetando o EVM transmitido. Note-se que, tal como na situação da subsecção anterior, a profundidade de modulação foi otimizada para a distância máxima de cada gráfico, o que beneficia os comprimentos de fibra ótica maiores. Tal como em resultados anteriores, a solução com modulador de fase apresenta-se como a melhor solução para transmissão a 60GHz (tanto para 25km como para 50km de fibra), embora a melhoria de desempenho relativamente ao MZM de 2 braços seja pouco significativa; novamente, a solução que utiliza um MZM de 1 braço (mais filtro ótico) é a pior das soluções testadas (sobretudo para dados transmitidos a 50km de fibra, em que a variação de EVM chega a ser próxima de 2%).



**Figura 3.8 – Constelações recebidas, para um circuito ideal com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 50km)**

A Figura 3.8 representa as constelações recebidas para um circuito ideal, para vários comprimentos de fibra, sem atenuação da fibra. Pode-se verificar que, neste caso, as constelações recebidas sofrem uma rotação relativamente à constelação inicial

(correspondente aos pontos amarelos, 0km) que aumenta progressivamente com o aumento da distância e portanto da dispersão. Todavia, este efeito não se faz sentir no EVM, uma vez que o decodificador OFDM compensa esta dispersão.



**Figura 3.9 – Constelações recebidas, para um circuito real com MZM não-linear de dois braços, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 50km)**

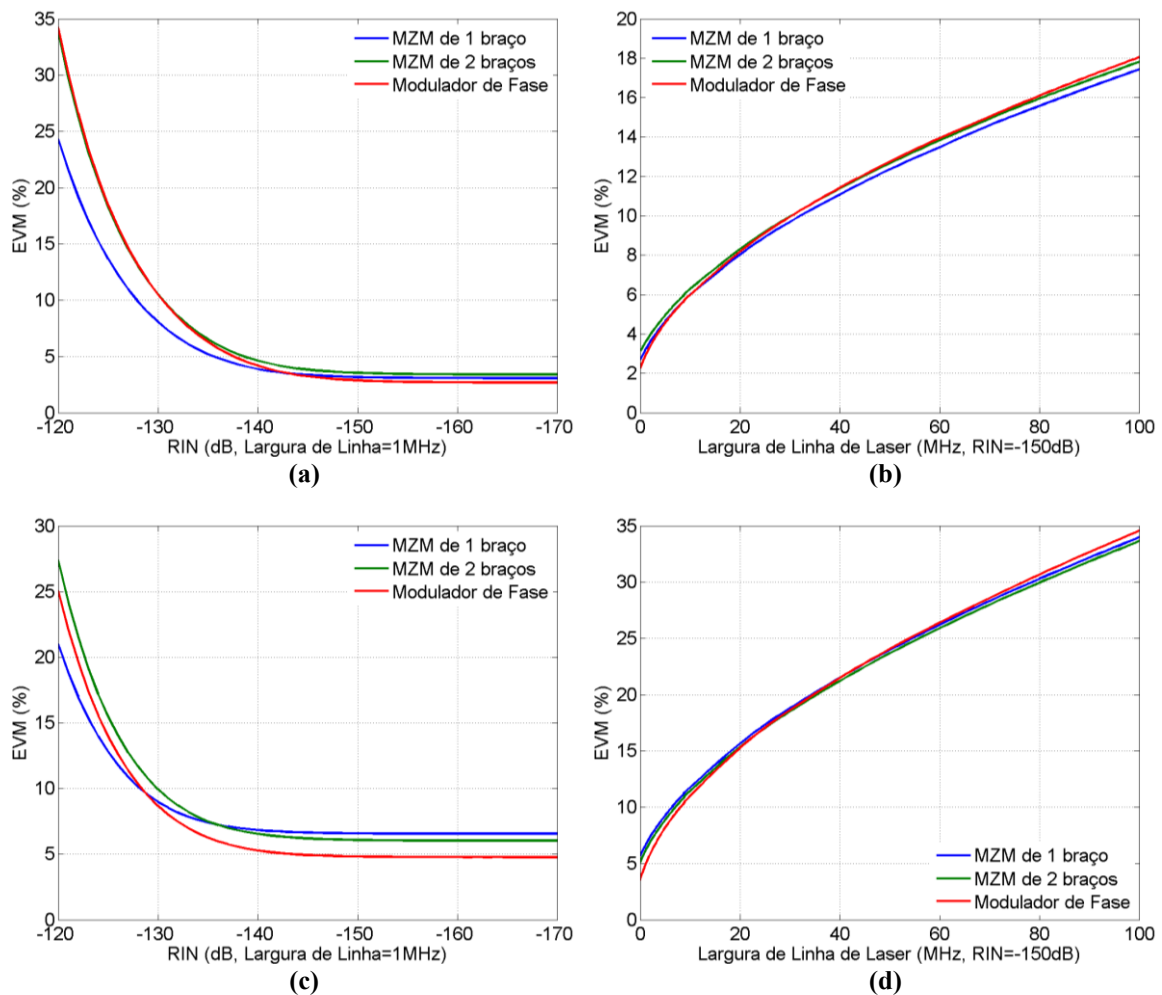
Na Figura 3.9, são representadas as constelações recebidas para o circuito real, para vários comprimentos de fibra ótica, tendo sido removida a atenuação da fibra. Verifica-se que, para além dos efeitos observados na situação do circuito ideal (Figura 3.8), existe agora uma componente de dispersão da constelação, que cresce com o aumento do comprimento de ligação; isto resulta da interação do ruído do laser com a dispersão, o que faz com que as constelações dispersem gradualmente com o aumento do comprimento da fibra. Este ruído inerente ao sistema ainda apresenta outro problema: não é possível ser compensado por equalização.

#### 3.2.3.4 Efeitos do RIN no EVM

Na presente subsecção foram analisados, de forma independente, os efeitos do RIN total. Conforme mencionado em seções prévias da dissertação, o RIN incluído no sistema é constituído por duas componentes: um RIN pré-definido na simulação, mais uma componente de largura de linha do laser.

Conforme se pode observar pelas figuras abaixo ilustradas, as componentes individuais do RIN podem afetar, de forma significativa, a probabilidade de erro transmitida num sinal RoF: para valores de RIN pré-definido (figuras 3.10a e 3.10c) ou de largura de linha (figuras 3.10b e 3.10d) elevados, existem sérias possibilidades de a transmissão de dados ficar seriamente comprometida. Tendo em conta os valores de RIN pré-definido, o MZM de um braço apresenta-se como a melhor solução para

valores de RIN mais elevados, nomeadamente entre -124dB e -143dB, para o caso da solução com 25km de fibra, e entre os -123dB e -127dB, para o caso da solução com 50km de fibra. Já com valores de RIN pré-definido mais baixos que os previamente mencionados, a solução com modulador de fase é aquela que proporciona melhores resultados, seguida da solução com MZM de um braço, no caso dos 25km de fibra, e pela solução de dois braços, no caso dos 50km de fibra.

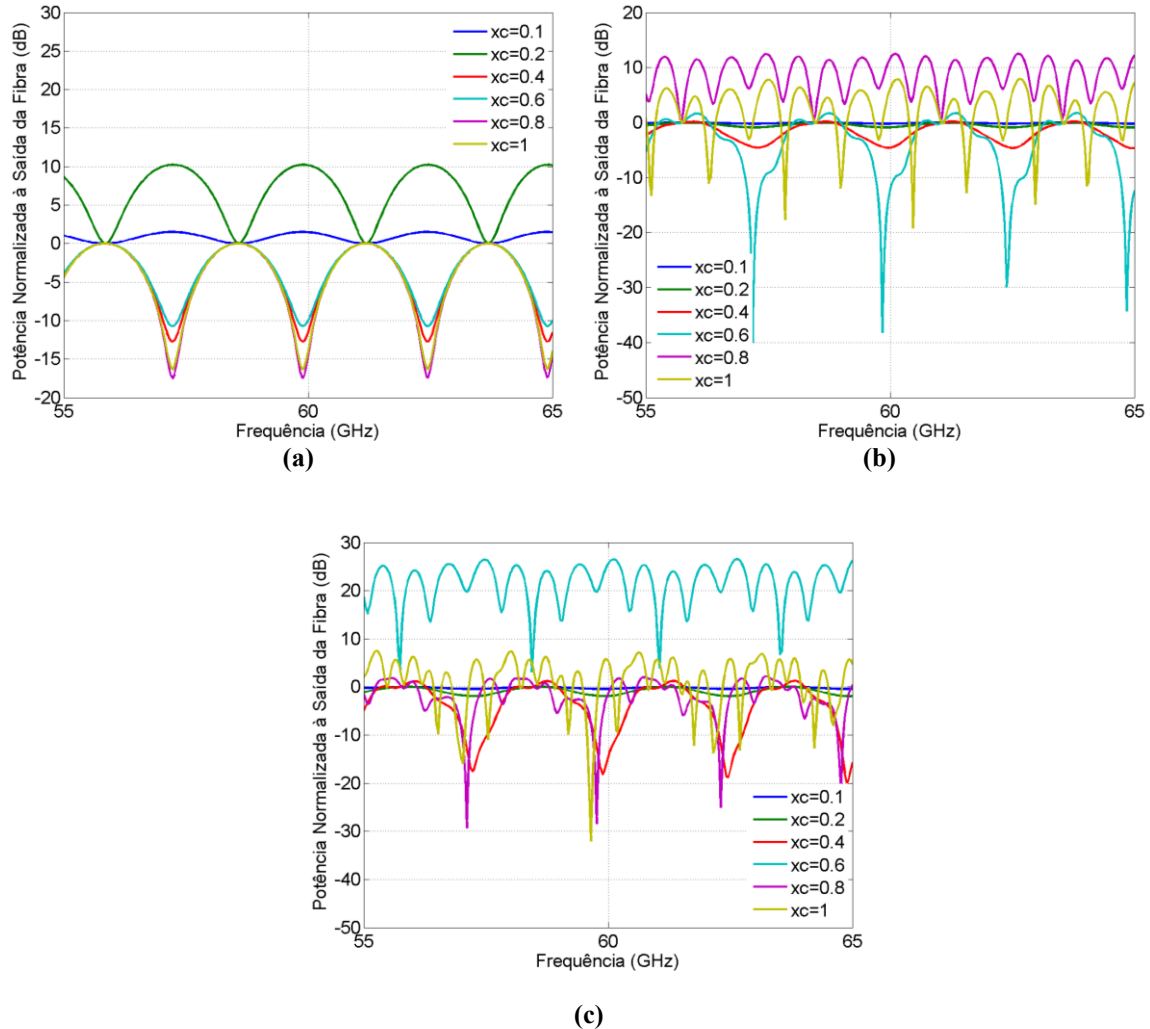


**Figura 3.10 – Efeitos do RIN no EVM, para um circuito real: (a) RIN pré-definido, 25km de fibra; (b) Largura de Linha, 25km de fibra; (c) RIN pré-definido, 50km fibra; (d) Largura de Linha, 50km de fibra**

Analisando-se os resultados referentes à largura de linha do laser, em ambos os casos, para valores de largura de linha mais baixos (até cerca de 10MHz no caso dos 25km de fibra e até cerca de 30MHz no caso dos 50km de fibra), a solução com modulador de fase apresenta-se como aquela que fornece melhores resultados. Para larguras de linha mais elevadas, depende da situação: no caso dos 25km de fibra, a solução com MZM de um braço passa a ser a mais eficiente; no caso dos 50km de fibra, a solução com MZM de dois braços é a mais eficiente.

Em suma ao acima mencionado, torna-se preponderante que o laser a ser utilizado para transmissão de dados em RoF a 60GHz tenha um valor de RIN global o mais baixo possível.

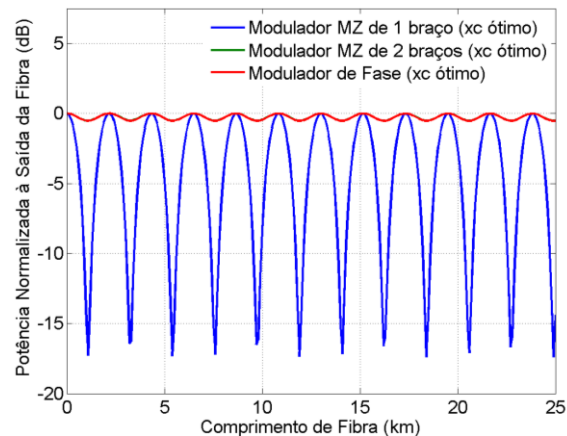
### 3.2.4 Análise do Desvanecimento Seletivo na Frequência



**Figura 3.11 – Análise do desvanecimento seletivo no domínio da frequência para um (a) MZM de um braço; (b) MZM de dois braços; (c) Modulador de Fase**

Conforme se pode observar pelas figuras acima ilustradas (figuras 3.11a, 3.11b e 3.11c), consoante a profundidade de modulação utilizada, assim varia a potência normalizada à saída da fibra. Em geral, quanto maior for este fator, maiores serão os efeitos do desvanecimento seletivo na frequência. Uma das principais consequências do desvanecimento seletivo na frequência são as elevadas variações de potência no sinal transmitido, as quais podem causar distorções aquando a sua receção. Deste modo, convém que a profundidade de modulação dos circuitos testados seja a mais baixa possível, sem que isso contudo prejudique a resistência do sinal face ao ruído do

sistema, ou seja, tem que existir um compromisso entre estes dois parâmetros, como já se tinha concluído anteriormente.



**Figura 3.12 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para valores de profundidade de modulação ótimos ( $x_c=0.43$  circuito com MZM de um braço,  $x_c=0.155$  circuito com MZM de dois braços,  $x_c=0.111$  circuito com modulador de fase)**

Conforme se pode observar na Figura 3.12, a necessidade de ter que se utilizar uma profundidade de modulação mais elevada no caso do circuito que utiliza um MZM de um braço implica que ocorram grandes variações na potência normalizada à saída da fibra. Isto tem como principal consequência um risco mais elevado de ocorrerem distorções no sinal transmitido com esta solução. Por outro lado, as soluções que utilizam MZMs de dois braços (MZM não-linear e MZM não-linear mais modulador de fase) apresentam-se com valores de variação de potência bastante baixos e praticamente idênticos.

### 3.2.5 Análise de Intermodulações

Conforme se pode observar pelas figuras 3.13 e 3.14, é possível verificar que, em termos de intermodulações, os circuitos que utilizam soluções com modulador não-linear de dois braços estão mais sujeitos a este efeito. Isto acontece sobretudo devido ao MZM de dois braços possuir características não-lineares e o MZM de um braço ser bastante linear, independentemente da profundidade de modulação utilizada. Apesar disso, conforme se pode observar pelos resultados obtidos em subseções anteriores, isto não afeta, de forma significativa, a qualidade do sinal que é transmitido, visto que, conforme já foi mencionado, existem outros efeitos que penalizam mais o sistema com MZM de um braço. Há também a salientar o facto que, independentemente da razão de extinção utilizada nos MZM testados, o valor das intermodulações sofre poucas variações.

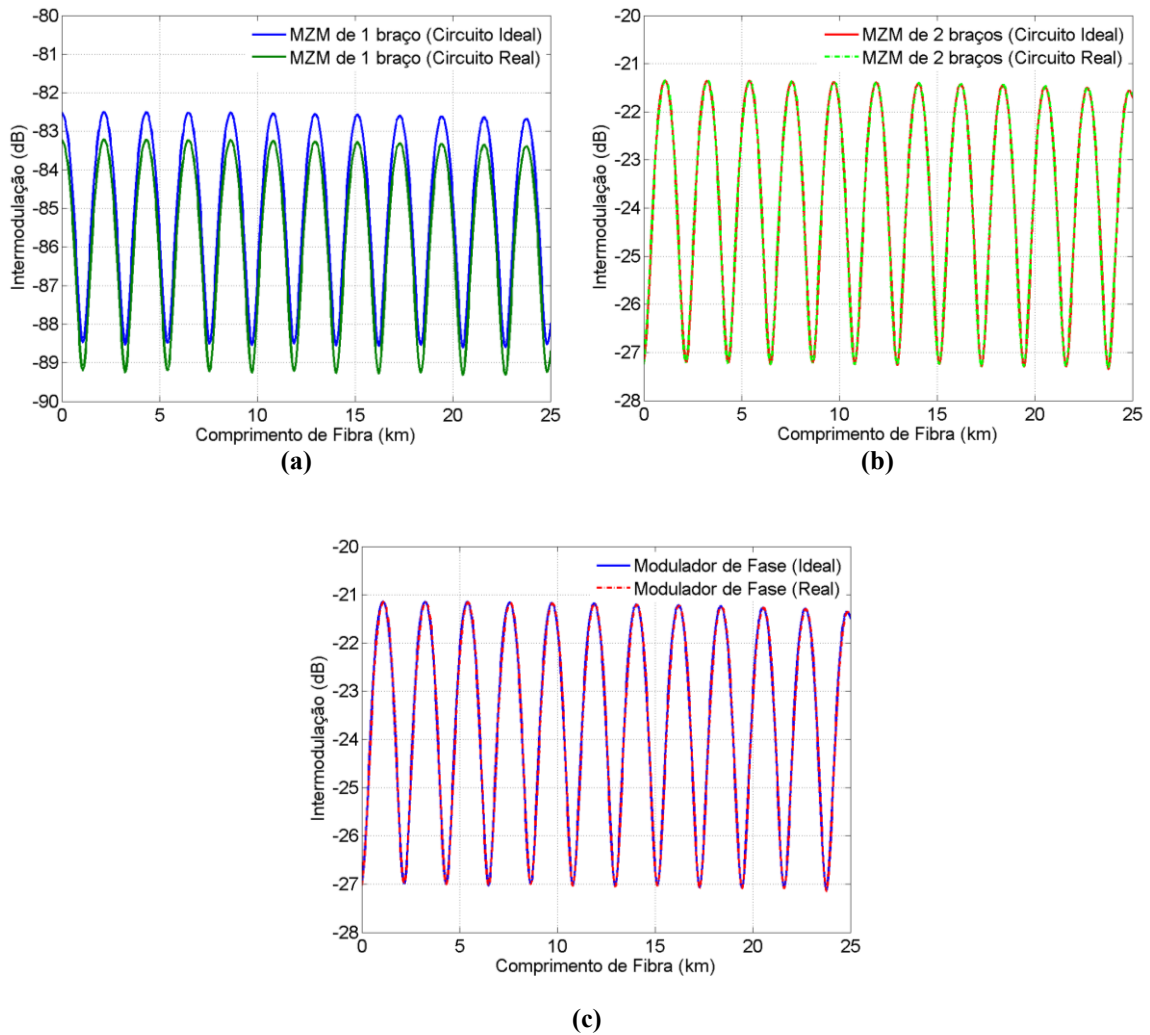


Figura 3.13 – Gráficos das Intermodulações *versus* comprimento de fibra para um (a) Circuito com MZM de um braço,  $x_c=0.43$ ; (b) Circuito com MZM de dois braços,  $x_c=0.155$ ; (c) Circuito com Modulador de Fase,  $x_c=0.111$

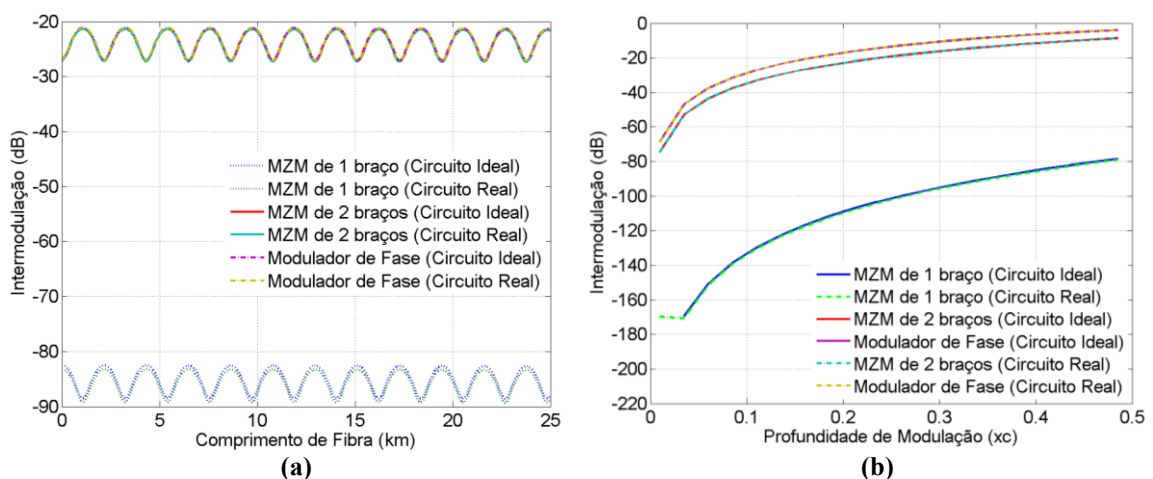


Figura 3.14 – Comparação de Intermodulações para um Sistema RoF a 60GHz: (a) Intermodulação vs Comprimento de Fibra; (b) Intermodulação vs Profundidade de Modulação

### 3.3 Conclusões

Analisando os resultados obtidos, prova-se que existe uma grande viabilidade de implementação de sistemas de telecomunicações RoF utilizando-se frequências na banda das ondas milimétricas. Contudo, atualmente ainda existem algumas limitações a nível tecnológico que impedem a implementação física destes sistemas, estando os mesmos ainda confinados a trabalhos laboratoriais.

De acordo com os resultados obtidos, é possível a implementação destes sistemas de telecomunicações, tanto para uma hipotética situação de redes de acesso padrão (até 25/30km de fibra), como para redes de acesso de longo alcance ( $\geq 50$ km), sem que seja necessário aplicar qualquer processo de equalização (em todos os casos testados, a EVM foi sempre abaixo dos 15%).

Tendo em conta os principais efeitos dos circuitos testados, é possível concluir que o principal efeito presente nas simulações deve-se à dispersão da fibra, a qual causa, nomeadamente para os casos com profundidade de modulação ideal mais elevada (50km de fibra) oscilações significativas do EVM obtido. Deste modo, conclui-se que é preponderante ajustar-se a profundidade de modulação do circuito em função do comprimento da ligação, de forma a minimizar a degradação do sinal provocada pela dispersão da fibra ótica.

Comparando-se o desempenho das soluções acima testadas (MZM linear de um braço com filtro ótico, MZM não-linear de dois braços em quadratura, MZM não linear de dois braços em quadratura, mais modulador de fase) podem ser tiradas várias conclusões, sendo a mais importante o facto de, apesar do MZM de um braço (mais filtro ótico) ser a solução mais linear (conforme se pode observar nos gráficos das intermodulações), esta é, globalmente a que apresenta pior desempenho, sobretudo devido às seguintes razões: primeiro que tudo, a solução gera um sinal em ODSB, não sendo possível qualquer tipo de supressão de banda lateral sem se utilizar um filtro ótico. Este componente acarreta várias desvantagens, entre as quais destacam-se as seguintes: diminuição de 3dB da potência da portadora ótica (o que corresponde a 50% da potência), o que obriga à utilização de uma profundidade de modulação significativamente mais elevada do que a utilizada nas configurações que utilizam MZMs de dois braços. Aumento significativo dos custos de implementação, devido aos custos inerentes a um filtro que tenha uma elevada banda de rejeição. Adicionalmente a estes factores, a utilização de uma profundidade de modulação mais elevada obriga

também a um maior consumo de potência por parte desta solução, existindo um risco significativo de ocorrerem distorções no sinal transmitido, devido às elevadas variações da potência que ocorrem à saída da fibra (i.e., elevado desvanecimento seletivo no domínio da frequência). Finalmente, apesar da solução com MZM de um braço ter um desempenho similar (a ligeiramente superior) a nível de EVM para os casos com profundidade de modulação ideal para 25km (em comparação com a solução que usa apenas um MZM não-linear de dois braços), verifica-se que, para distâncias mais longas (até 50km de fibra), a situação tende a inverter-se.

Comparando-se as soluções que utilizam MZM de dois braços, verifica-se que a solução com modulador de fase é a melhor a nível global de desempenho (além de transmitir o sinal em OSSB nativo), tendo obtido quase sempre os melhores valores globais de EVM (tanto para 25km de fibra, como para 50km de fibra). Porém, existem dois fatores a ter em conta nesta comparação: primeiro que tudo, conforme mencionado previamente, os EVMs obtidos ficam abaixo do limite EVM de 15%, logo, qualquer uma destas soluções pode ser considerada viável. Segundo, há um fator a ter em conta não mencionado anteriormente: apesar da solução que utiliza modulador de fase ser ligeiramente superior à que utiliza apenas um MZM não-linear de dois braços, os custos de implementação de um sistema de telecomunicações com modulador de fase são mais elevados que a de um sistema de telecomunicações que só utiliza um MZM não-linear de dois braços em quadratura.

Em suma, pode-se concluir, tendo em conta o supra mencionado que a solução que utiliza um MZM não-linear de dois braços em quadratura fornece um bom equilíbrio em termos de desempenho e custos de implementação.

### 3.4 Referências

- [3.1] A. J. Lowery; J. Armstrong, “*Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems*” *OPTICS EXPRESS*, 2006
- [3.2] Bento, D; Medeiros, M. C.; Laurêncio, Paula, “*Performance Comparison between Single and Dual-arm MZM in 60GHz OFDM-RoF System with OSSB Modulation*”, ICTON 2012, University of Warwick, Inglaterra, Julho de 2012
- [3.3] M. Sieben *et al.*, “*Optical single sideband transmission at 10 Gbps using only electrical dispersion compensation*,” *J. Lightwave Technol.*, 1999
- [3.4] J.G. Proakis; M. Salehi, “*Essentials of Communications Systems Engineering*”, Prentice Hall, USA, 2005

# 4 Análise do Desempenho em Sistemas OFDM OSSB com Conversão de Frequência

## 4.1 Descrição de um Sistema de Telecomunicações OFDM OSSB com Conversão de Frequência

Posteriormente aos resultados obtidos gerando-se sinais em 60GHz nativos, foram efetuadas experiências adicionais através da geração de sinais OSSB utilizando técnicas de conversão de frequência ótica. O princípio de funcionamento da conversão de frequência ótica é gerar harmónicas de ordem mais elevadas num sinal ótico utilizando-se um modulador não linear (tipicamente um modulador Mach-Zehnder (MZM)), o qual é conduzido por um sinal elétrico de frequência mais baixa [4]. A eficiência desta técnica depende não só da sua capacidade de utilizar ao máximo a harmónica de ordem mais elevada, como também da robustez do sinal contra a dispersão da fibra ótica. Por outro lado, a implementação de um sistema de telecomunicações com conversão de frequência tem potencialidades de fornecer um sistema eficiente e de baixos custos [4.2][4.3].

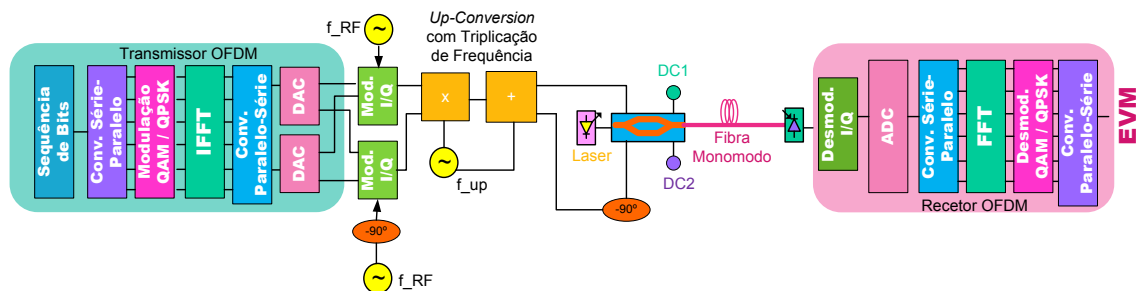
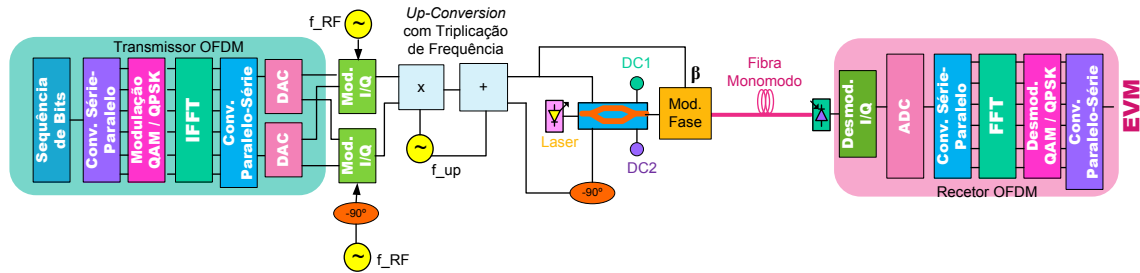
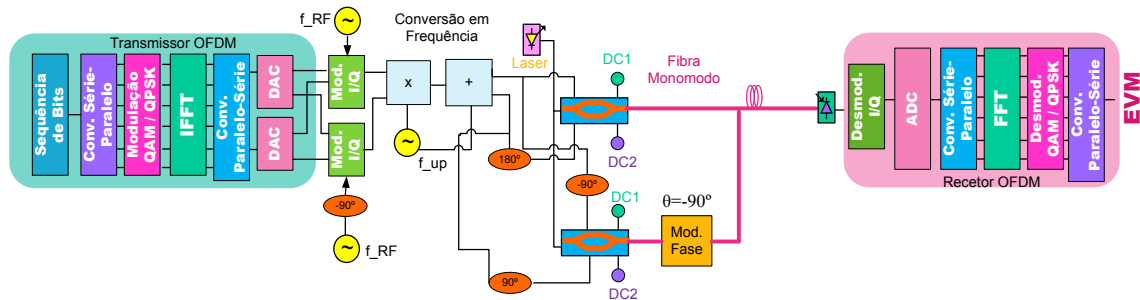


Figura 4.1 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços, através de um processo de Conversão em Frequência (baseado em [4.4])



**Figura 4.2 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando um MZM não-linear com dois braços, mais Modulador de Fase, através de um processo de Conversão em Frequência (baseado em [4.4])**



**Figura 4.3 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Telecomunicações Ótico utilizando uma solução de modulação com dois MZMs em configuração Duplo Paralelo, através de um processo de Conversão em Frequência (elaboração própria)**

#### 4.1.1 Técnicas de Conversão de Frequência Ótica

Uma descrição sucinta do processo de conversão de frequência utilizado nas simulações é dada pelo seguinte:

Uma sequência aleatória de dados é modulada em múltiplas subportadoras identicamente espaçadas aplicando-se modulação em quadratura (QAM). Aplicando-se uma Transformada Inversa de Fourier (IFFT), é gerada uma forma de onda (no domínio do tempo) que contém a sobreposição de todas as subportadoras previamente moduladas. Esta forma de onda é, por sua vez, modulada por uma portadora radiofrequência a baixa frequência  $f_{RF}$  (no caso deste trabalho, 2GHz), utilizando-se um modulador em fase-quadratura (I-Q); deste modo, é produzida uma forma de onda que consiste numa banda de subportadoras separadas por um determinado ciclo de serviço. Utilizando-se o mesmo MZM de dois braços apresentado na seção anterior obtém-se à saída do mesmo várias harmônicas do sinal nas frequências  $k \cdot f_{up} \pm f_{RF}$ , sendo  $k$  inteiro. Na recepção, os batimentos das várias harmônicas separadas da frequência desejada permitem a obtenção de um sinal elétrico com triplicação na frequência (FT) localizado na região dos 62GHz. A utilização de um modulador optoeletrônico permite a supressão de uma das bandas laterais do sinal transmitido. No caso ilustrado na Figura 4.1, aplicando-se um desvio de fase de  $90^\circ$  a um MZM não-linear de 2 braços, é

possível a supressão da banda lateral inferior. No caso ilustrado na Figura 4.2, que utiliza um MZM de 2 braços, mais modulador de fase, à saída do MZM, é adicionado aos dados um desvio de fase adicional  $\beta$ . Este mesmo desvio de fase permite uma supressão otimizada da portadora ótica na banda lateral inferior [4.5], compensando a razão de extinção finita do MZM. Na situação ilustrada na Figura 4.3, referente a um MZM duplo paralelo, quando as fases dos braços de cada um dos MZMs constituintes se encontram em oposição de fase, colocando-se os moduladores em quadratura (um relativamente ao outro), é possível gerar um sinal com supressão da banda lateral inferior (nas condições apresentadas em 2.2.1.4), através de um processo de triplicação na frequência ( $f_{up}=20\text{GHz}$ ); no caso da fase dos braços de cada um dos MZMs constituintes do MZM duplo paralelo ser igual, à saída do mesmo é gerado um sinal com supressão de banda lateral OSSB [4.6], sendo este mesmo sinal derivado de dois sinais OCS em paralelo (nesta situação, ocorre a supressão da componente ótica nos 193.1THz à saída de cada um dos MZMs constituintes do MZM duplo paralelo, nas condições apresentadas em 2.2.1.4). Neste último caso em particular, os batimentos das várias harmónicas separadas da frequência desejada permitem a obtenção de um sinal eléctrico na banda das ondas milimétricas utilizando-se um processo de quadruplicação na frequência (FQ, com  $f_{up}=15\text{GHz}$ ).

Após propagação na fibra, o fotodíodo converte o sinal ótico num sinal eléctrico. Este sinal é convertido nas suas respectivas componentes em fase (I) e quadratura (Q), utilizando-se, para tal, um oscilador que funciona à frequência  $f_{down}$ , 62GHz. As formas de onda I e Q são convertidas em subportadoras OFDM utilizando-se uma FFT. Num sistema real, um prefixo cíclico é adicionado a cada bloco de dados transmitido após ocorrência do processo de IFFT; deste modo, os atrasos relativos entre as subportadoras OFDM recebidas (devido à dispersão da fibra) podem ser acomodados sem se destruir a ortogonalidade das mesmas.

Uma vez no domínio da frequência, cada canal é (opcionalmente) equalizado de modo a compensarem-se as distorções de amplitude e fase que ocorrem devido aos percursos eléctricos e óticos do sinal. Isto é possível através de um processo de multiplicação (no domínio complexo) por cada canal. Os coeficientes de multiplicação podem ser determinados utilizando-se uma sequência de treino ou introduzindo-se canais piloto na banda OFDM. Após o processo de equalização, cada canal QAM é desmodulado, sendo gerados múltiplos canais de dados paralelos. Estes podem

finalmente ser convertidos num único canal de dados efetuando-se uma conversão paralelo-série. Nos circuitos acima mencionados não se utilizou equalização.

## 4.2 Resultados

### 4.2.1 Metodologia

Tal como no capítulo anterior e de modo a que fosse possível obter os resultados da forma mais otimizada possível, utilizou-se a seguinte metodologia:

Para as diferentes configurações do modulador ótico mencionadas em 4[4.5], foram efetuadas simulações a partir da pior situação de ambos os circuitos, i.e., a situação em que os circuitos mais se assemelham a um sistema de telecomunicações real (sistema RoF com 20km de fibra ótica).

Inicialmente fizeram-se simulações de modo a determinar o EVM *versus* a profundidade de modulação, de modo a determinar-se o valor de profundidade de modulação ótimo do sistema.

Para o circuito baseado em [4.5], efetuou-se um teste adicional de cálculo do parâmetro *beta* do modulador de fase, isto de modo a determinar-se o ângulo ao qual a portadora ótica na banda lateral inferior é completamente suprimida.

De seguida, estes mesmos testes foram realizados para uma hipotética situação de circuito ideal, ou seja, uma situação em que apenas existem os efeitos inerentes à dispersão de fibra (i.e., um circuito sem ruídos no sistema e sem RIN no laser (Ruído de Intensidade Relativa)). Aproveitando-se este circuito, foram determinados os efeitos inerentes à atenuação da fibra, os efeitos de um circuito que utiliza um MZM não-ideal (i.e., com razão de extinção finita) e os efeitos do RIN.

Determinando-se estes mesmos valores, procedeu-se ao cálculo do EVM em relação ao comprimento de fibra ( $0 < km < 20$ ) para as situações de circuito real e circuito ideal.

Posteriormente, para um comprimento de fibra igual a 20km, foram determinados os efeitos do RIN no laser, nomeadamente o RIN pré-definido, para uma gama de valores compreendida entre  $-170 < dB < -120$ , e a largura de linha do laser, para uma gama de valores compreendida entre 0 e 100 MHz.

Com a realização destas simulações, fez-se a coleção dos valores obtidos para diferentes ficheiros de texto, os quais serviram para gerar os gráficos em MATLAB© ilustrados na subsecção seguinte.

Parâmetro	Valor	Unidade
Taxa de Transmissão de Dados ( <i>Bitrate</i> )	$2.5 \times 10^9$	bit/s
Taxa de Amostragem	$640 \times 10^9$	Hz
Bits por Símbolo QAM	2	bits/símbolo
Prefixo Cíclico	1/8 (0.125)	a.u.
Frequência de Radiofrequência ( $f_{RF}$ )	$2 \times 10^9$	Hz
Frequência (Oscilador <i>Up-Conversion</i> )	$20 \times 10^9 / 15 \times 10^9$ (FT / FQ)	Hz
Frequência (Fotodetector)	$62 \times 10^9$	Hz
Subportadoras OFDM	512	n/d
Profundidade de Modulação	0.32 (MZM de dois braços)	a.u.
	0.26 (Modulador de Fase)	
	0.31 (MZM Duplo Paralelo, FT)	
	0.28 (MZM Duplo Paralelo, FQ)	
RollOff	0.2	a.u.
Comprimento (Fibra Ótica)	$20 \times 10^3$	m
Atenuação (Fibra Ótica)	$200 \times 10^{-6}$	dB/m
Dispersão (Fibra Ótica)	$16 \times 10^{-6}$	S/m <sup>2</sup>
RIN (Laser)	-150	dB/Hz
Largura de Linha (Laser)	$1 \times 10^6$	Hz
Razão de Extinção (MZM)	30	dB
Perdas de Inserção (MZM)	6	dB
<i>beta</i> <sup>[1]</sup>	88.672	graus

Tabela 4.1 – Parâmetros globais de simulação de um sistema de telecomunicações OFDM OSSB utilizando a técnica de conversão de frequência com triplicação

Nota: Os parâmetros acima definidos nas simulações são válidos assumindo-se que o circuito é o mais próximo possível de um sistema real.

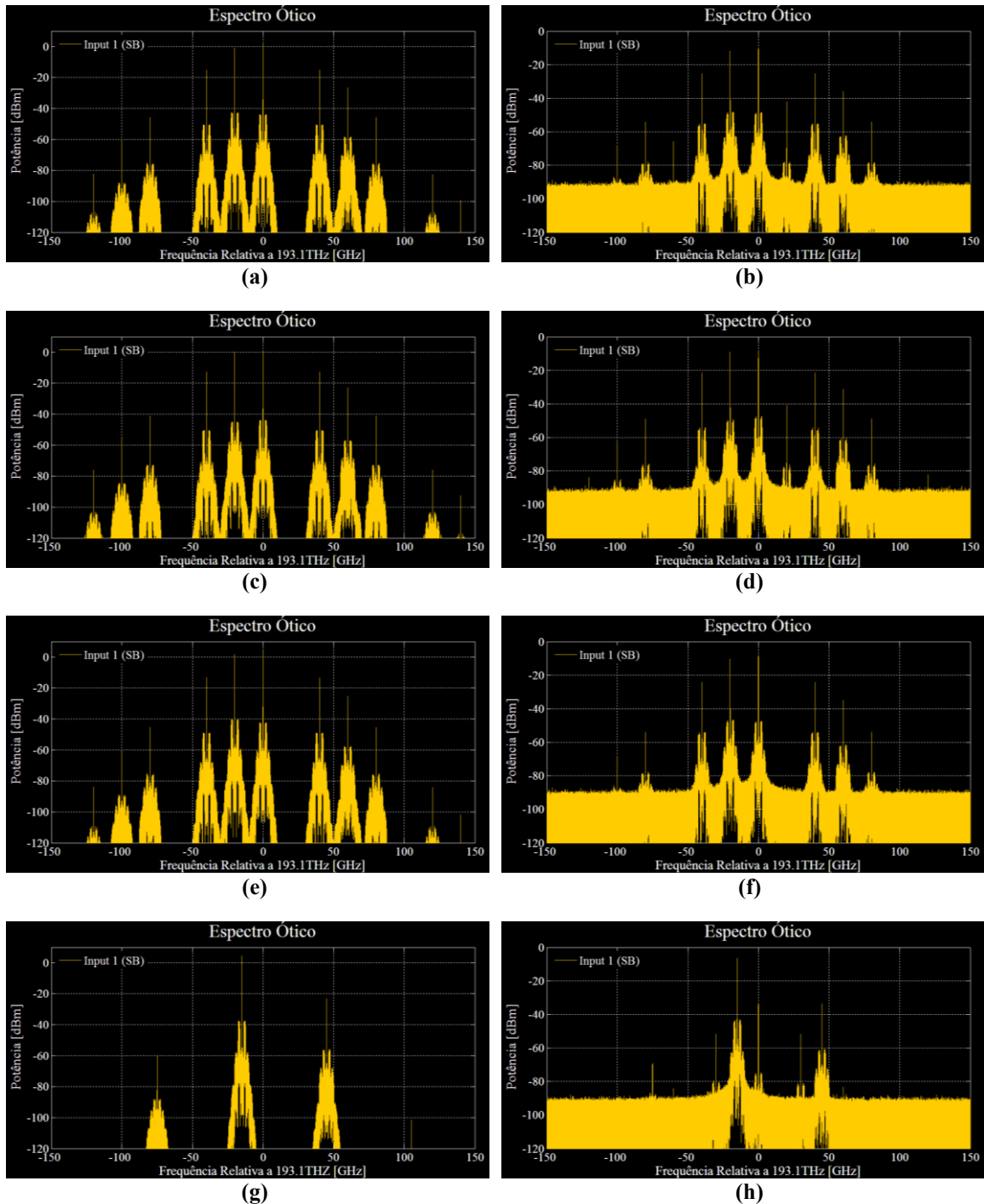
<sup>[1]</sup> O parâmetro *beta* só é válido na solução que utiliza MZM não-linear de dois braços, mais modulador de fase.

## 4.2.2 Análise do Espectro Ótico

Conforme se pode observar pelas figuras abaixo ilustradas, no caso de se utilizar conversão de frequência, quando os circuitos são ideais (ver figuras 4.4a, 4.4c e 4.4e), duas das componentes do espectro ótico são removidas: uma das componentes localiza-se na banda dos  $+20GHz$ , a qual corresponde à frequência de conversão do sinal ótico; a outra componente removida localiza-se na região próxima dos  $-60GHz$ , sendo a frequência convertida pelo processo de triplicação de frequência.

Comparando-se individualmente as soluções testadas para os circuitos reais, existem algumas diferenças a salientar: nos circuitos com modulador de fase e MZM duplo paralelo em FT a componente ótica nos  $-60GHz$  é totalmente suprimida. Por outro lado,

a solução que utiliza um MZM não-linear de dois braços apresenta uma componente ótica não suprimida na região dos -60GHz.



**Figura 4.4 – Análise dos Espectros Óticos de Sinal para 20km de fibra para um (a) MZM de dois braços, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (b) MZM de dois braços, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (c) Modulador de Fase, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (d) Modulador de Fase, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (e) MZM Duplo Paralelo em FT, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (f) MZM Duplo Paralelo em FT, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ ); (g) MZM Duplo Paralelo em FQ, ideal ( $R_{ext}=\infty$ ); (h) MZM Duplo Paralelo em FQ, real ( $R_{ext}=30\text{dB}$ )**

Finalmente, em relação ao circuito MZM duplo paralelo em FQ, observa-se que a portadora ótica é parcial ou mesmo totalmente suprimida (quando a razão de extinção é,

respetivamente, 30dB e infinita), assim como não existe qualquer componente ótica na região dos 60GHz. Isto acontece uma vez que temos um sinal OSSB só com as harmónicas ímpares alternadamente positivas e negativas. Apesar disto acontecer, se se observar o espectro elétrico do sinal MZM em duplo paralelo com FQ (figuras 4.5a e 4.5b), verifica-se que, conforme mencionado previamente, o batimento de harmónicas em frequências diferentes gera uma componente (elétrica) de sinal na banda dos  $-62GHz$ .

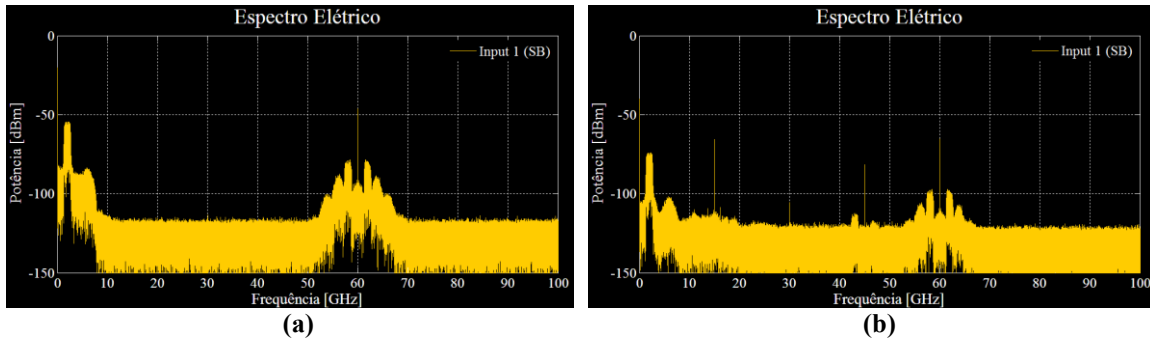


Figura 4.5 – Espectro Elétrico do Sinal do MZM Duplo Paralelo, com FQ: (a) Circuito com  $R_{ext}$ =infinita; (b) Circuito com  $R_{ext}$ =30dB

## 4.2.3 Análise de Resultados EVM

### 4.2.3.1 EVM versus Profundidade de Modulação

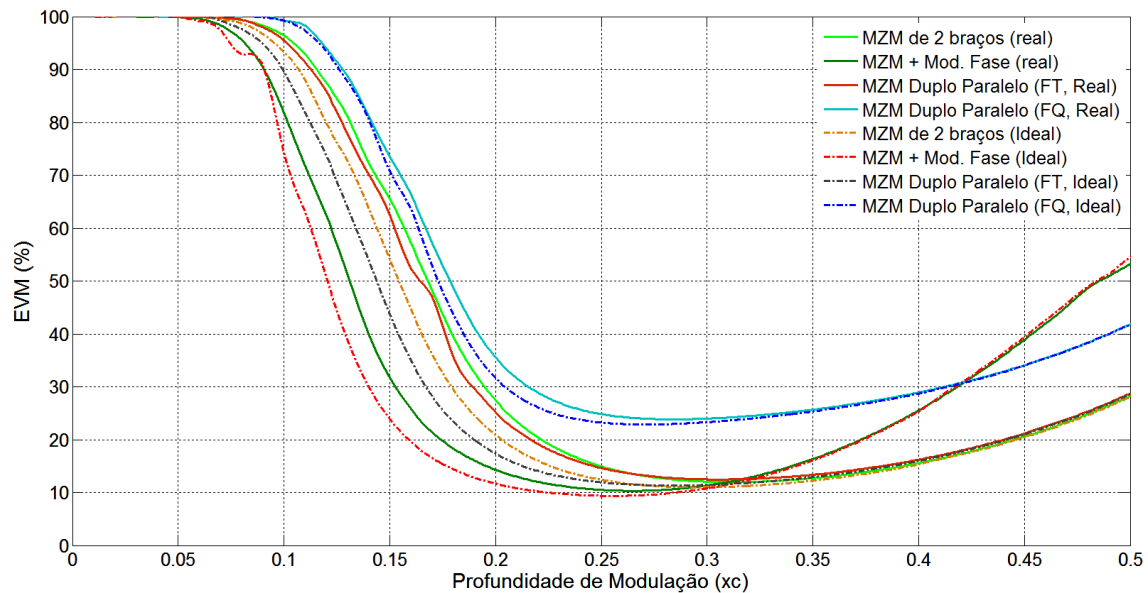
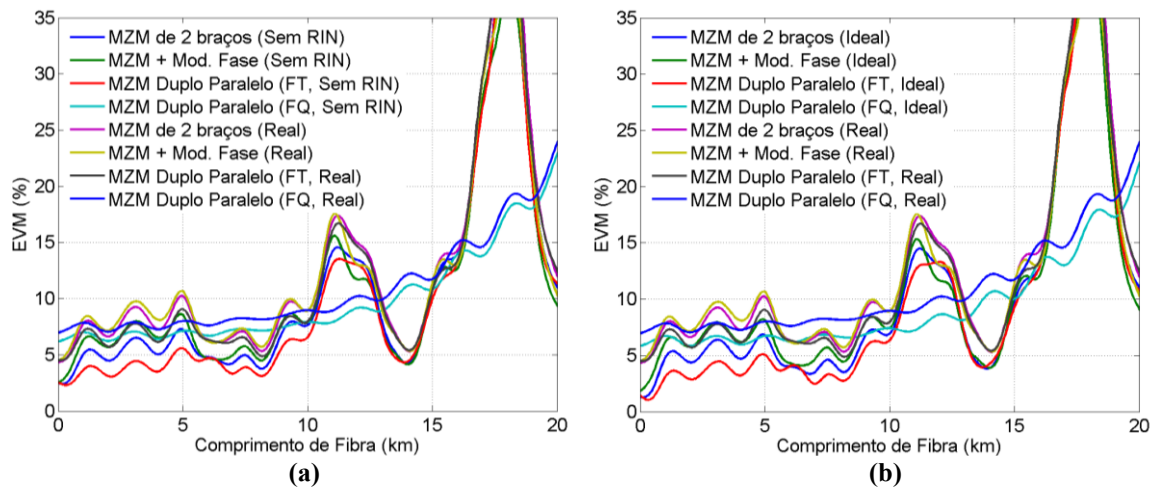


Figura 4.6 – Comparação de Valores EVM versus profundidade de modulação, para diferentes soluções de conversão de frequência (20km de fibra, circuito real vs ideal)

Conforme se pode observar na Figura 4.6, consoante a solução de modulação utilizada, assim é a profundidade de modulação ideal. Uma profundidade de modulação demasiado baixa ou demasiado elevada faz com que o EVM atinja valores muito

elevados, colocando em risco a transmissão de dados. Comparando-se as diferentes soluções testadas, observa-se que o modulador de fase é a solução que requer uma menor profundidade de transmissão para transmitir dados com valores EVM aceitáveis (além de conseguir um valor global de EVM ligeiramente inferior ao das restantes soluções), enquanto as soluções que utilizam MZM não-linear de 2 braços e MZM duplo paralelo com FT têm uma profundidade de modulação ideal próxima um do outro; finalmente, a solução que utiliza um MZM duplo paralelo em FQ é a solução com pior valor global de EVM. Há também que salientar o efeito do RIN e dos ruídos no circuito: quando estes são retirados da equação, não só se obtêm melhores valores de EVM globais, como também as profundidades de modulação ótimas são mais baixas.

#### 4.2.3.2 EVM versus Comprimento de Fibra



**Figura 4.7 – Comparação de Valores EVM versus Comprimento de Fibra para um (a) Circuito Real versus Circuito sem RIN; (b) Circuito Real versus Circuito Ideal**

Conforme se pode observar pelas figuras acima ilustradas (figuras 4.7a e 4.7b), com exceção da solução que utiliza um MZM duplo paralelo em FQ, todas as soluções testadas apresentam percentagens de erro bastante elevadas em determinados comprimentos de fibra (nomeadamente entre os  $10 < \text{km} < 12$ , e os  $17 < \text{km} < 19$ ); isto deve-se a efeitos de dispersão na fibra que causam elevadas distorções no sinal transmitido, os quais são agravados pelo “batimento” que ocorre entre as várias harmónicas do mesmo. Deste modo, torna-se preponderante a utilização de equalização para a transmissão de dados que utilizem técnicas de conversão de frequência. Comparativamente ao desempenho global dos moduladores, o circuito com MZM duplo paralelo em FQ apresenta-se como a solução globalmente mais eficiente, apesar de nem sempre ter o melhor EVM. Isto confirma uma das principais vantagens de se efetuar

transmissões em OSSB com OCS, nomeadamente o aumento da resiliência a efeitos relacionados com a dispersão da fibra.

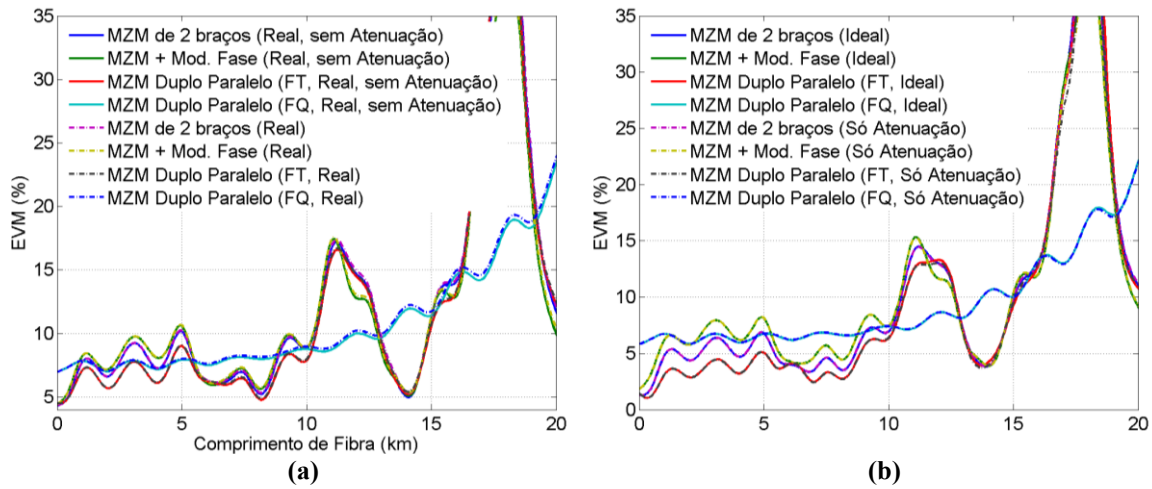
Observando-se as figuras 4.7a e 4.7b lado-a-lado, os circuitos sem RIN e ideal (i.e., sem RIN nem ruído) têm valores de EVM quase idênticos (apesar do circuito sem RIN incluir os efeitos de atenuação de fibra e MZMs com razão de extinção finita). Estes maus resultados podem ser confirmados através dos gráficos das constelações recebidas (ver subsecção seguinte, referente aos efeitos de dispersão no EVM).

#### 4.2.3.3 *Análise dos Efeitos de Dispersão no EVM*

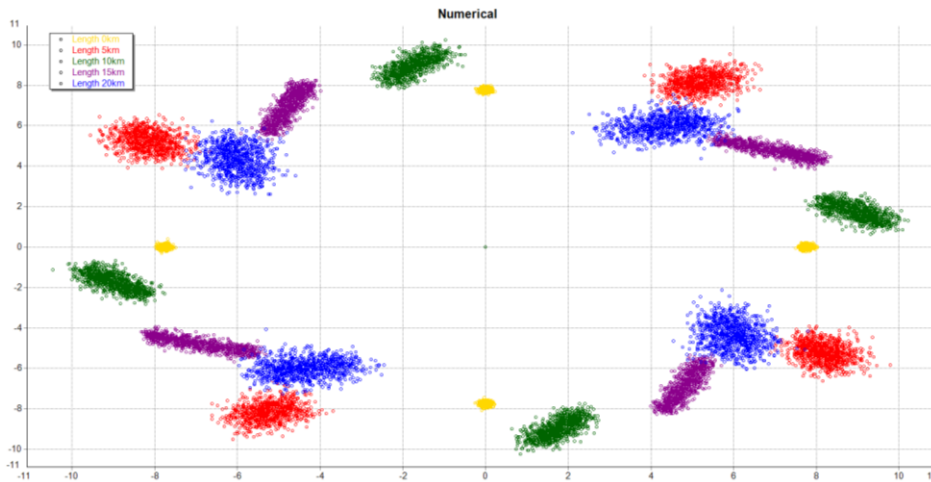
Conforme se pode observar pelas figuras 4.8a e 4.8b, a introdução da atenuação num circuito ideal ou eliminação da mesma num circuito real não afeta significativamente os valores EVM obtidos. Deste modo, pode-se considerar que ambas as soluções testadas oferecem boa resiliência a efeitos de atenuação. Conforme demonstrado em resultados anteriores, o MZM duplo paralelo em FQ apresenta-se como a melhor solução globalmente. Importante a salientar nestes gráficos é o facto de, tal como na situação analisada anteriormente, existirem comprimentos de fibra onde o sinal transmitido apresenta valores de EVM bastante elevados (à exceção do MZM duplo paralelo em FQ). Conforme já mencionado, o principal responsável por estes resultados é o facto de estar a ser utilizada uma harmónica de uma frequência mais baixa, a qual sofre significativamente mais com os efeitos de dispersão da fibra.

Nos casos com conversão de frequência, é possível observar-se que os efeitos de atenuação da fibra afetam de forma menos significativa o EVM que os seus congéneres a 60GHz nativos, sobretudo devido à menor distância que estes circuitos permitem funcionamento sem equalização.

Observando-se a figura 4.9, referente aos gráficos das constelações recebidas para um circuito ideal (i.e., apenas com os efeitos de dispersão da fibra ótica), verifica-se que, à exceção da situação em que o circuito está em *back-to-back* (0km de fibra), ocorre uma “dispersão” significativa das constelações recebidas, a qual se agrava à medida que o comprimento de fibra aumenta. Isto deve-se sobretudo ao facto de se utilizarem harmónicas de um sinal com frequência mais baixa, o que faz com que o sinal recebido sofra significativamente mais com os efeitos de dispersão da fibra que um sinal a 60GHz nativo; este efeito é agravado pelo batimento de harmónicas de outras frequências nesta região.



**Figura 4.8 – Comparação dos Efeitos de Atenuação da Fibra para circuitos com conversão de frequência: (a) Circuito Ideal; (b) Circuito Real**



**Figura 4.9 – Constelações recebidas, para um circuito ideal com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 20km)**

Finalmente, observando-se o gráfico das constelações para um circuito real, sem atenuação (ver Figura 4.10), é possível verificar que a introdução do ruído do laser vai dispersar as constelações comparativamente com as apresentadas na Figura 4.9 (circuito ideal). Verifica-se contudo que o efeito da dispersão é preponderante sobre as restantes fontes de degradação do desempenho do sistema quando é utilizada conversão de frequência ótica. Na situação em que o circuito é ideal, é possível compensar o desfasamento das subportadoras com equalização; nesta situação em particular, é possível a compensação do desfasamento das subportadoras, contudo, não é possível a compensação dos ruídos inerentes ao sistema.

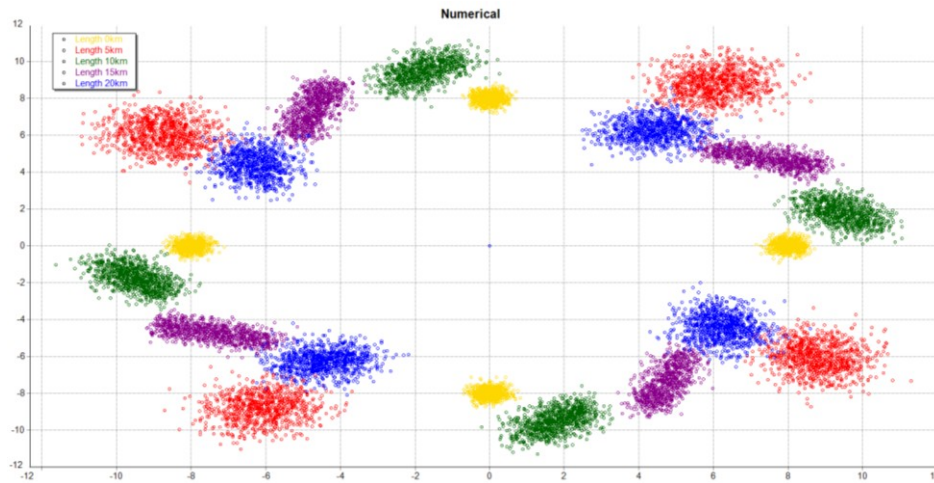


Figura 4.10 – Constelações recebidas, para um circuito real com MZM de dois braços não-linear, ao longo da propagação no meio fibra (0 a 20km)

#### 4.2.3.4 Efeitos do RIN no EVM

Conforme mencionado em seções anteriores da dissertação, o RIN do laser pode ser considerado como um dos principais responsáveis pela variação do EVM obtido. Deste modo, foram analisados de forma independente, os efeitos do RIN total no circuito. Conforme mencionado antes, o RIN é constituído por duas componentes, um RIN predefinido na simulação, mais uma componente de largura de linha do laser.

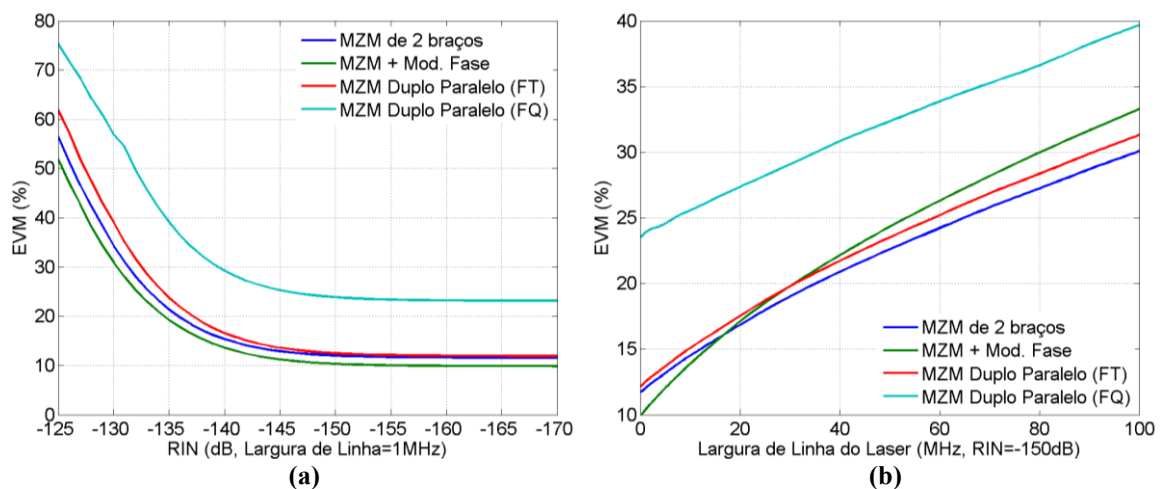


Figura 4.11 – Efeitos do RIN no EVM (20km de fibra, circuito real): (a) RIN pré-definido; (b) Largura de Linha

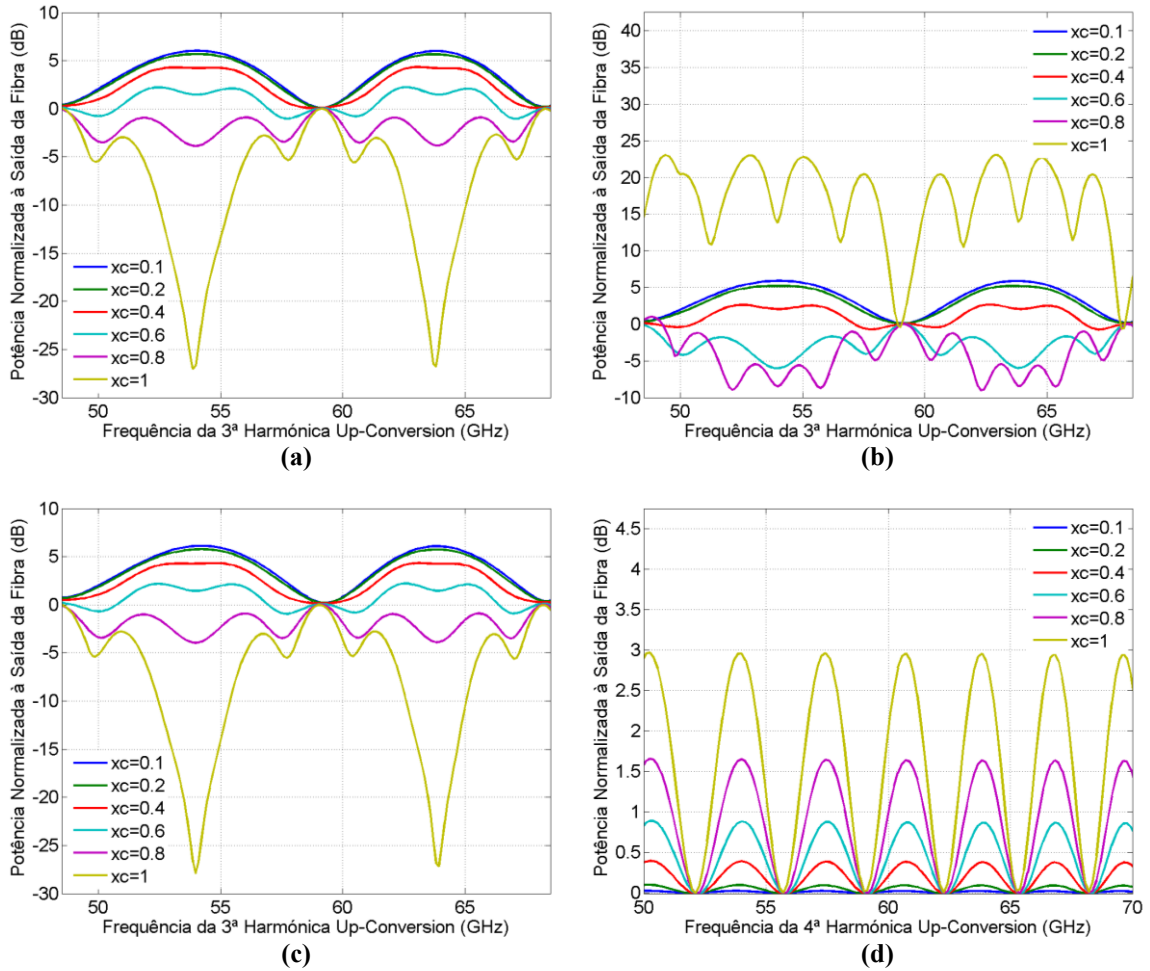
Conforme se pode observar pelas figuras 4.11a e 4.11b, as componentes individuais do RIN podem afetar, de forma significativa, a probabilidade de erro transmitida num sinal que utilize conversão de frequência: tanto para uma situação em que o RIN pré-definido e/ou a largura de linha são elevadas, existem sérias possibilidades de a transmissão de dados ficar seriamente comprometida. Tendo em conta o desempenho global de cada modulador, denota-se que o circuito com modulador de fase é a melhor

solução das testadas, tendo em conta os efeitos do RIN pré-definido, sendo por outro lado a solução que utiliza MZM duplo paralelo em FQ aquela que sofre mais deste mesmo efeito; já na situação em que foi testada a largura de linha, o circuito com modulador de fase é o melhor para larguras de linha mais baixas, mas vai gradualmente piorando, sendo ultrapassado pelo circuito com MZM não-linear de 2 braços próximo dos 20MHz e pelo MZM duplo paralelo em FT na região dos 30MHz de largura de linha. O MZM duplo paralelo em FQ aparece isolado como a pior solução. Este resultado deve-se ao facto de, para um comprimento de fibra ótica de 20km, o FQ apresentar, (conforme analisado em gráficos anteriores) o maior EVM. Esta situação poderia ser diferente caso o RIN pré-definido e a largura de linha tivessem sido testadas para outros comprimentos de fibra. Conforme esperado, verifica-se que o laser a ser utilizado para a transmissão de dados com conversão de frequência deverá ter o valor mais baixo possível de RIN global.

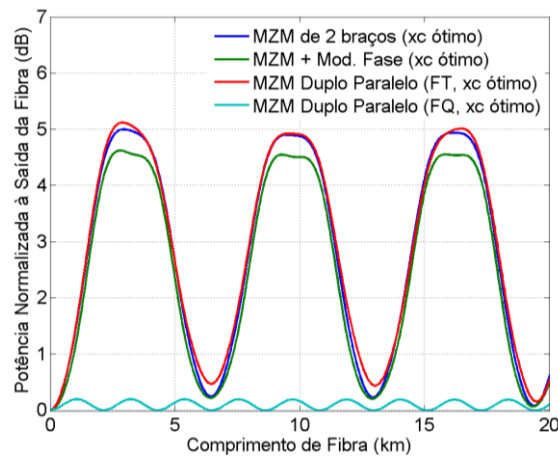
#### 4.2.4 Análise do Desvanecimento Seletivo na Frequência

Conforme se pode observar pelas figuras 4.12a, 4.12b, 4.12c e 4.12d, consoante a profundidade de modulação utilizada, assim varia a potência normalizada à saída da fibra. Em geral, para profundidades de modulação muito elevadas (tipicamente,  $x_c > 0.6$ ), os efeitos associados ao desvanecimento seletivo na frequência acentuam-se, casuando uma distorção significativa do sinal transmitido. Uma das principais diferenças que se pode notar nos resultados acima ilustrados é o facto de o sinal, uma vez que está utilizando harmónicas (3<sup>a</sup> harmónica nos 20GHz, para o FT, 4<sup>a</sup> harmónica nos 15GHz, para o FQ), e não 60GHz nativos, sofrer oscilações significativamente mais elevadas para profundidades de modulação mais baixas; conseqüentemente, a transmissão de sinais em conversão de frequência está sujeita a maiores distorções nos sinais transmitidos mesmo a baixas profundidades de modulação.

Comparativamente ao desempenho geral dos moduladores testados, denota-se que a solução que utiliza MZM duplo paralelo em FQ é a mais resiliente aos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, sobretudo se se tiver em conta os valores de profundidade de modulação ideais (Figura 4.13); as restantes soluções têm um desempenho relativamente idêntico, não ultrapassando os 5dB de variação; assim sendo, pode-se considerar (em geral) que os efeitos relacionados com o desvanecimento seletivo na frequência não são, de todo, significativos (apesar de maiores que a 60GHz nativos).



**Figura 4.12 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para vários valores de profundidade de modulação (a) Circuito com MZM de dois braços; (b) Circuito com Modulador de Fase; (c) MZM Duplo Paralelo em FT; (d) MZM Duplo Paralelo em FQ**



**Figura 4.13 – Comparação dos efeitos de desvanecimento seletivo na frequência, para valores de profundidade de modulação ótimos: (a)  $x_c=0.32$ , circuito com MZM de dois braços; (b)  $x_c=0.26$ , circuito com modulador de fase; (c)  $x_c=0.31$ , MZM Duplo Paralelo em FT; (d)  $x_c=0.28$ , MZM Duplo Paralelo em FQ**

### 4.3 Conclusões

Tendo em conta os resultados acima mencionados, é possível concluir que os circuitos com conversão de frequência podem ser um método relativamente económico de se gerarem sinais em frequências mais elevadas, utilizando-se a tecnologia existente nos sistemas de telecomunicações RoF atuais. Esta situação é verdade, contudo, com algumas limitações: a primeira limitação deve-se à baixa distância que estes circuitos conseguem obter sobretudo quando não se utiliza equalização (como nos casos que foram acima testados): foi verificado que, à exceção da situação em que se utiliza um MZM duplo paralelo em FQ, para determinadas distâncias não é possível a transmissão de dados em conversão de frequência, sem que sejam utilizados processos de equalização na receção do sinal; isto acontece devido aos elevados efeitos de dispersão da fibra. Outra das limitações de se utilizar conversão em frequência é o facto de estes circuitos, uma vez que funcionam com harmónicas geradas por frequências mais baixas, requererem profundidades de modulação significativamente mais elevadas para poderem ser recebidos em condições; isto tem os seus problemas, nomeadamente o risco de haver oscilações de potência ao longo da propagação na fibra que poderão causar distorções no sinal transmitido, ou seja, desvanecimento seletivo na frequência. Finalmente, tendo-se os restantes efeitos em conta, verifica-se que para o caso da conversão em frequência, uma vez que as distâncias possíveis de transmitir dados sem equalização são baixas, os efeitos relacionados com a atenuação da fibra e a razão de extinção do modulador podem ser considerados quase nulos, sobretudo tendo-se em conta as variações de EVM observáveis em todas as situações (quer seja circuitos reais, quer seja circuitos ideais).

Comparando-se individualmente as diferentes soluções testadas conclui-se que, globalmente, a melhor solução testada é o MZM duplo paralelo em FQ, uma vez que utiliza uma harmónica de ordem mais elevada que as soluções concorrentes; ao associar a transmissão em OSSB com OCS, permite uma maior mitigação dos efeitos de dispersão (da fibra). Quanto à solução com modulador de fase, um pouco ao contrário do que aconteceu na situação a 60GHz nativos, apesar de permitir um espectro ótico em OSSB (do mesmo modo que as soluções MZM duplo paralelo) e utilizar uma profundidade de modulação mais baixa que as restantes soluções testadas, verificou-se que os ganhos de EVM obtidos por esta solução não são significativos; além disso, tal

como nas restantes soluções em FT, existem alguns comprimentos de fibra aos quais o sinal não é possível ser compensado sem que se efetue equalização.

#### 4.4 Referências

- [4.1] Vargues, Hélio *et al.*, “*Simulation of mm-Wave over Fiber Systems Employing Up-Conversion Using External Modulators*”, ICTON 2009, São Miguel, Portugal, 2009
- [4.2] Yu, Jianjun *et al.*: “*Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators*”, IEEE Photon. Technology Lett., vol. 18, 2006
- [4.3] Qi, Guohua *et al.*: “*Optical generation and distribution of continuously tunable millimeter-wave signals using an optical phase modulator*”, J. Lightwave Technology, vol. 23, 2005
- [4.4] Bento, D; Medeiros, M. C.; Laurêncio, Paula, “*Performance Comparison between Single and Dual-arm MZM in 60GHz OFDM-RoF System with OSSB Modulation*”, ICTON 2012, University of Warwick, Inglaterra, Julho de 2012
- [4.5] Thakur, Manoj P. *et al.*, “*Optical Frequency Tripling with improved suppression and sideband selection*”, Optics Express Vol. 19, No. 26, 2011
- [4.6] Laurêncio, Paula, *et al.*, “*Generation and Transmission of Millimeter Wave Signals Employing Optical Frequency Quadrupling*”, ICTON2010, Munique, Alemanha, 2010

# 5 Conclusões Finais e Trabalho Futuro

---

Após a realização desta dissertação, chegaram-se a várias conclusões, sendo as mais importantes as seguintes:

Os sistemas de telecomunicações rádio sobre fibra, os quais utilizam a banda das ondas milimétricas (nos casos simulados, a 60GHz), têm elevadas potencialidades para poderem ser utilizados num futuro a curto/médio prazo, assim que a eletrónica necessária para tal estiver disponível a custo acessível, o que vai permitir a transmissão de conteúdo de alta definição, sem que seja necessária a utilização de redes com fios.

De acordo com as simulações efetuadas, além destes sistemas permitirem a transmissão de dados de elevado débito para distâncias de redes de acesso de longo alcance (i.e., acima de 50km de fibra), as taxas de erro (EVM) obtidas são baixas, podendo os dados ser recuperados sem que sejam utilizados processos de equalização.

No caso dos sistemas de telecomunicações RoF que utilizam técnicas de conversão de frequência, já os resultados não são tão satisfatórios: primeiro que tudo, para comprimentos de fibra superiores a 20km, torna-se extremamente complicado, senão impossível a recuperação dos dados enviados sem que se utilizem processos de equalização no recetor. O principal responsável pelos resultados obtidos deve-se sobretudo aos elevados efeitos de dispersão da fibra.

Quanto aos diferentes efeitos relacionados com a transmissão de dados em RoF, nomeadamente o RIN, a atenuação da fibra e o desvanecimento seletivo na frequência, tanto os sistemas que utilizam 60GHz nativos, como os que efetuam conversão de frequência comprovaram-se relativamente resilientes a esses mesmos efeitos, tendo em conta os parâmetros utilizados. Esta é uma das principais vantagens de se transmitirem dados utilizando-se rádio sobre fibra. Apesar disso, há que ter em conta que valores elevados de RIN podem afetar de forma significativa a transmissão de dados.

Sumarizando o acima mencionado, não só é vantajoso efetuar-se a otimização do laser de modo a que o RIN global seja o mais baixo possível, como também utilizar-se fibra ótica o menos dispersiva possível, desde que o preço destes componentes não inviabilize a implementação do sistema RoF.

Comparando-se individualmente as implementações RoF simuladas a 60GHz, verificou-se que as soluções que utilizam modulador Mach-Zehnder (MZM) de dois braços, apesar de terem maiores intermodulações, devido às características não lineares deste mesmo modulador, são mais resilientes a efeitos de dispersão da fibra. Isto deve-se ao facto da solução com modulador de um braço necessitar de um filtro ótico o qual remove a banda lateral inferior; isto também implica a utilização de profundidades de modulação significativamente mais elevadas que as soluções com modulação não-linear de dois braços, o que potencia distorções no sinal transmitido, nomeadamente se se tiver em conta o efeito do desvanecimento seletivo na frequência.

Comparando-se as soluções que utilizam MZM de dois braços, verifica-se que, tanto para o caso a 60GHz nativos, como em conversão de frequência, na maioria das situações, suprimindo-se (parcial ou totalmente) uma das bandas laterais é possível obterem-se ganhos em termos de qualidade de sinal, utilizando-se profundidades de modulação mais baixas. Apesar disso, mesmo no caso em que só se utiliza um MZM não-linear de 2 braços, o facto de uma das bandas laterais não ser completamente suprimida devido à razão de extinção finita do modulador não prejudica de forma significativa a qualidade do sinal transmitido, o que torna esta solução relativamente atraente pelos seus baixos custos de implementação.

Relativamente ao trabalho a ser realizado no futuro, muito ainda ficou por se fazer, nomeadamente otimizar a profundidade de modulação à medida que o comprimento da fibra varia; utilização de equalização, tanto para o caso dos sinais a 60GHz nativos, de modo a que estes possam ser transmitidos em *long haul*, como para o caso que utiliza conversão de frequência, de modo a que se possa implementar este tipo de sistemas para distâncias de rede de acesso mais elevadas; utilização de *bit rates* e constelações que permitam transmitir os sinais com maiores débitos; implementação laboratorial/prática deste tipo de sistemas de telecomunicações e, finalmente, comparação de soluções OCS em conversão de frequência com as soluções acima apresentadas.

*Estratégias de Geração e Transmissão de Sinais em Sistemas  
OFDM-RoF*

© Diogo Emanuel Matias Bento

*Aviso:* A Universidade do Algarve tem o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicitar este trabalho através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, de o divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

**Declaração de Autoria de Trabalho:**

Declaro ser o autor deste trabalho, que é original e inédito. Autores e trabalhos consultados estão devidamente citados no texto e constam da listagem de referências incluída.

**Assinatura:**

---

(Diogo Emanuel Matias Bento)