

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



**FEUP**

# **Estudo de soluções rádio-sobre-fibra para distribuição de sinais sem fios na rede de acesso**

**Daniel José Gomes Sá e Silva**

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Henrique Manuel de Faria Salgado (Dr.)

Co-orientador: João Oliveira (Dr.)

26 de Junho de 2012



# Resumo

A dissertação aqui apresentada tem como objetivo o "Estudo de soluções rádio-sobre-fibra para distribuição de sinais sem fios na rede de acesso". O objetivo é estudar e simular configurações ponto-a-ponto com modulação em intensidade e detecção direta (IM-DD) e modulação em fase com detecção balanceada (PM-BD). Depois deste estudo inicial de ligações ponto-a-ponto são abordados os sistemas *full-duplex*, nomeadamente são estudados os casos IM-IM, PM-IM e PM-PM. Por fim são retiradas conclusões sobre o mérito relativo de cada um destes sistemas.

Todas as simulações foram realizadas recorrendo ao software comercial VPIphotonics.



# Abstract

The dissertation presented here has the objective of "Study of radio-over-fibre solutions for providing wireless signals to access networks". The aim is to study and simulate several configurations based on intensity modulation/direct detection (IM-DD) and phase modulation and balanced detection (PM-BD). After this initial study full-duplex systems are addressed namely IM-IM, PM-IM and PM-PM. Finally, some conclusion are drawn on the relative merits of each one of these systems.

All simulation were carried out using the commercial software VPIphotonics.



# Agradecimentos

Quero agradecer aos meus pais pelo apoio moral sempre presente, e ao meu orientador Professor Doutor Henrique Salgado e co-orientador Doutor João Oliveira pelo apoio técnico prestado.



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Contribuição . . . . .	1
1.3	Estrutura . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Rádio-sobre-Fibra</b>	<b>3</b>
2.1	Introdução . . . . .	3
2.2	O que é o ROF ? . . . . .	3
2.2.1	Vantagens de ROF . . . . .	4
2.2.2	Desvantagens de ROF . . . . .	4
2.2.3	Futuros Desafios para Rádio-sobre-Fibra . . . . .	5
2.3	Técnicas ROF . . . . .	5
2.4	Sinais Elétricos de Rádio-Frequência . . . . .	7
2.5	Dispersão em Fibras . . . . .	9
2.6	Conclusão . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Modulação e Detecção Ótica</b>	<b>13</b>
3.1	Introdução . . . . .	13
3.2	Modulações Óticas . . . . .	13
3.2.1	Modulação em Fase Externa . . . . .	14
3.2.2	Modulação em Intensidade Externa . . . . .	16
3.3	Detecção e Desmodulação Ótica . . . . .	19
3.3.1	Detecção Direta . . . . .	19
3.3.2	Detecção Interferométrica seguida de Detecção Balanceada . . . . .	20
3.4	Conclusão . . . . .	25
<b>4</b>	<b>Configurações Rádio-sobre-Fibra: IM-DD e PM-BD</b>	<b>27</b>
4.1	Introdução . . . . .	27
4.2	Modulação em Intensidade e Detecção Direta (IM-DD) . . . . .	27
4.3	Modulação em Fase com Detecção Interferométrica e Detecção Balanceada (PM-BD) . . . . .	31
4.4	Conclusão . . . . .	34
<b>5</b>	<b>Simulação ponto-a-ponto: IM-DD e PM-BD</b>	<b>35</b>
5.1	Introdução . . . . .	35
5.2	Simulação ponto-a-ponto . . . . .	35
5.3	Efeito da dispersão da fibra no EVM de IM-DD E PM-BD . . . . .	51
5.4	Impacto do atraso no interferómetro no EVM em PM-BD . . . . .	54
5.5	Conclusão . . . . .	55

<b>6</b>	<b>Simulação <i>Full-Duplex</i></b>	<b>57</b>
6.1	Introdução . . . . .	57
6.2	Transmissão <i>Full-Duplex</i> . . . . .	57
6.3	Sistema IM-IM . . . . .	58
6.4	Configuração PM-IM . . . . .	61
6.5	Configuração PM-PM . . . . .	64
6.6	Efeito da Dispersão na ligação Full-Duplex . . . . .	67
6.6.1	IM-IM . . . . .	67
6.7	Conclusão . . . . .	69
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>71</b>
	<b>Referências</b>	<b>73</b>

# Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos de um sistema baseado na tecnologia Rádio-Sobre-Fibra. [1]	3
2.2	Transporte de sinais óticos para sistemas ROF: (a) RFOF, (b) IFOF (c) BOF [2]	6
2.3	Diagramas de constelações para (a) QPSK, (b) 8-PSK, e (c) 16-QAM mostrando como combinações multi-bit são atribuídas a diferentes símbolos.	8
2.4	Dispersão na fibra: (a) $t_1$ , (b) $t_2 > t_1$ (c) $t_2 > t_3$ [3]	9
2.5	Dispersão Intermodal [3]	10
2.6	Dispersão Cromática	12
3.1	Modulador de Fase [4]	14
3.2	Eléctrodo <i>travelling wave</i>	16
3.3	Igualdade entre a velocidade do sinal ótico e eléctrico	16
3.4	Modulador MZ	17
3.5	Característica da transmissão ótica do Modulador MZ [4]	19
3.6	Inteferómetro com atraso [5]	20
3.7	Deteção Balanceada	21
3.8	Potência ótica calculada vs. potência ótica recebida do foto-díodo, assumindo um valor de RIN= -155dB/Hz. [6]	23
3.9	Efeito da diferença de potência entre os dois foto-díodos no cancelamento do ruído de RIN, assumindo o foto-detetor com 0.75A/W, RIN do DFB laser -155dB/Hz, e potência ótica de entrada de 10dBm. [6]	24
3.10	Melhoria no SNR de um detetor balanceado para diferentes potências óticas e diferentes valores de RIN de laser. [6]	24
4.1	Modulação em intensidade ( <i>Mach-Zehnder</i> com deteção directa [4])	27
4.2	Geração de harmónicos num sistema rádio-sobre-fibra [4]	29
4.3	Ganho da configuração IMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de $V_\pi$	30
4.4	Figura de ruído da configuração IMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de $V_\pi$	31
4.5	Sistema com modulação em fase, inteferómetro e deteção balanceada [7]	31
4.6	Ganho da configuração PMBD em função da corrente foto-detetada para diferentes valores de $V_\pi$	32
4.7	Figura de ruído da configuração PMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de $V_\pi$ (1,2 e 4 V)	33
4.8	Característica do ganho normalizado para modulação em fase com deteção inteferométrica para três valores diferentes de $\tau$ [7]	33
5.1	Esquema VPI da ligação Downlink IMDD	36
5.2	Esquema VPI com modulação em fase, inteferómetro e deteção balanceada	37

5.3	Relação entre EVM nas duas configurações vs Potência de sinal de entrada RF . .	38
5.4	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -12 dBm, Nível de potência recebida: -72 dBm, Nível de ruído: -127 dBm, SNR: 55 dB EVM: 0,31 % . . . . .	39
5.5	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -6 dBm, Nível de potência recebida: -67 dBm, Nível de ruído: -112 dBm, SNR: 45 dB EVM: 0,80 % . . . . .	39
5.6	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -2 dBm, Nível de potência recebida: -64 dBm , Nível de ruído: -101 dBm, SNR: 37 dB EVM: 1,98 % . . . . .	40
5.7	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 2 dBm, Nível de potência recebida: -61 dBm , Nível de ruído: -88 dBm, SNR: 27 dB EVM: 4,94 % . . . . .	40
5.8	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 6 dBm, Nível de potência recebida: -58 dBm , Nível de ruído: -78 dBm, SNR: 20 dB EVM: 12,38 % . . . . .	40
5.9	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 10 dBm, Nível de potência recebida: -58 dBm , Nível de ruído: -69 dBm, SNR: 11 dB, EVM: 33,11 % . . . . .	41
5.10	IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 16 dBm, Nível de potência recebida: -65 dBm , Nível de ruído: Indistinguível, SNR: - EVM: 100 % . . . . .	41
5.11	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 Ghz. Nível de potência RF: -12 dBm, Nível de potência recebida: -66 dBm, Nível de ruído: -100 dBm, SNR: 39 dB, EVM: 1,90 % . . . . .	42
5.12	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 Ghz. Nível de potência RF: -6 dBm, Nível de potência recebida: -60 dBm , Nível de ruído: -99, SNR: 40 dB; EVM: 1,21 % . . . . .	42
5.13	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 Ghz. Nível de potência RF: -2 dBm, Nível de potência recebida: -57 dBm, Nível de ruído: -93, SNR: 36 dB EVM: 1,86 % . . . . .	43
5.14	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 2 dBm, Nível de potência recebida: -52 dBm, Nível de ruído: -82 dBm, SNR: 30 dB EVM: 4,33 % . . . . .	43
5.15	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 6 dBm, Nível de potência recebida: -49 dBm, Nível de ruído: -71 dBm, SNR: 22 dB EVM: 10,75 % . . . . .	44
5.16	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 10 dBm, Nível de potência recebida: -48 dBm, Nível de ruído: -61 dBm, SNR: EVM: 28 % . . . . .	44
5.17	PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 16 dBm, Nível de potência recebida: -56 dBm, Nível de ruído: Indistinguível, SNR: - EVM: 100 % . . . . .	45
5.18	Evolução do SNR da ligação com o aumento da potência de entrada para um sinal RF de 200 Mbits/s . . . . .	45
5.19	IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de -6 dBm . . . . .	46
5.20	IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 2 dBm . . . . .	46

5.21	IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 16 dBm . . . . .	47
5.22	PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de -6 dBm . . . . .	47
5.23	PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 2 dBm . . . . .	48
5.24	PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 16 dBm . . . . .	49
5.25	IM-DD: Constelação para EVM mínimo de 0,31 % para nível de potência -12 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s) . . . . .	50
5.26	IM-DD: Constelação para EVM máximo de 100% para nível de potência de 16 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s) . . . . .	50
5.27	PM-BD: Constelação para EVM mínimo de 1,21% para nível de potência de -6 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s) . . . . .	51
5.28	PM-BD: Constelação para EVM máximo de 100% para nível de potência de 16 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s) . . . . .	51
5.29	Evolução do EVM com a distância de transmissão . . . . .	52
5.30	IM-DD: Evolução do EVM com a potência de entrada de <i>downlink</i> , para comprimentos de fibra de 0, 25, 75 e 120 Km . . . . .	53
5.31	PM-BD: Evolução do EVM com a potência de entrada de <i>downlink</i> para comprimentos de fibra de 0, 25, 75 e 120 Km . . . . .	53
5.32	PM-BD: EVM para frequências RF em intervalos de 40 GHz para valores no interferómetro de 25 ps . . . . .	54
5.33	PM-BD: EVM para frequências RF em intervalos de 40 GHz para valores no interferómetro de 100 ps . . . . .	55
5.34	PM:BD EVM para frequências RF em intervalos de 40 GB para valores no interferómetro de 400 ps . . . . .	55
6.1	Configuração IM-IM standard no <i>VPIPhotonics</i> . . . . .	58
6.2	IM-IM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com a potência no <i>downlink</i> , com valores fixos de potência no <i>uplink</i> em -6 dBm (azul), 6 dBm (vermelho) e 16 dBm (verde) . . . . .	59
6.3	IM-IM: Espectro elétrico recebido no detetor de <i>uplink</i> para potência RF de entrada no <i>downlink</i> e <i>uplink</i> de -6 dBm; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ; Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB ; EVM: 0,8 % . . . . .	60
6.4	IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada no <i>downlink</i> de 6 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -100 dBm ; SNR: 26 dB; EVM: 1,8% . . . . .	60
6.5	IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada no <i>downlink</i> de 16 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -72 dBm ; EVM: 42 % . . . . .	61
6.6	Configuração PM-IM standard no <i>VPIPhotonics</i> . . . . .	61
6.7	PM-IM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com a potência no <i>downlink</i> , com valores fixos de índice de modulação no <i>uplink</i> . . . . .	62
6.8	PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada no <i>downlink</i> de -6 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB ; EVM: 0,8 % . . . . .	63
6.9	PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada no <i>downlink</i> de 6 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB; EVM: 0,8 % . . . . .	63

6.10	PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada <i>nodownlink</i> de 16 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114 dBm; SNR: 40 dB; EVM: 0,8 % . . . . .	64
6.11	Configuração IM-IM standard no <i>VPIPhotonics</i> . . . . .	64
6.12	PM-PM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com o índice de modulação no <i>downlink</i> , com valores fixos de potência no <i>uplink</i> . . . . .	65
6.13	PM-BD: Espectro elétrico recebido no detetor de <i>uplink</i> para potência RF de entrada no <i>downlink</i> e <i>uplink</i> de -6 dBm; Nível de potência RF à saída: -60 dBm ;Nível de Ruído: -95 dBm; SNR: 35 dB EVM: 1,45 % . . . . .	66
6.14	IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada <i>nodownlink</i> de 6 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: -64 dBm ; Nível de Ruído: -78 dBm ; SNR: 14 dB EVM: 25,3 % . . . . .	66
6.15	IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de <i>uplink</i> recebida para potência RF de entrada <i>nodownlink</i> de 16 dBm e -6 dBm de <i>uplink</i> ; Nível de Potência RF à saída: ;Nível de Ruído: Indistinguível ; EVM: 91 % . . . . .	67
6.16	IM-IM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com a potência no <i>downlink</i> , com valores fixos de potência no <i>uplink</i> de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km . . . . .	68
6.17	PM-IM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com a potência no <i>downlink</i> , com valor fixos de potência no <i>uplink</i> de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km . . . . .	68
6.18	PM-PM: Evolução do EVM no <i>uplink</i> com a potência no <i>downlink</i> , com valor fixos de potência no <i>uplink</i> de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km. . . . .	69

# Lista de Tabelas

5.1	Características do sinal RF usado . . . . .	35
5.2	Características do laser usado . . . . .	36
5.3	Características do foto-díodo usado . . . . .	36



# Abreviaturas e Símbolos

3G	Third Generation
4G	Forth Generation
8-PSK	Eight-Phase Shift Keying
16- QAM	Sixteen-Quadrature Amplitude Modulation
BS	Base Station
BOF	Baseband-Over-Fiber
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CS	Central Station
CNR	Carrier Noise
DPSK	Diferential Phase Shift Keying
EVM	Error Vector Magnitude
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
GDD	Group Delay Dispersion
GVD	Group Velocity Dispersion
IFOF	Intermidiate Frequency Over-Fiber
IM-DD	Intensity Modulation-Direct Detection
IM-IM	Intensity Modulation-Intensity Modulation
MZM	Mach-Zehnder Modulator
OSSB	Optical Single Side Babd
PM-BD	Phase Modulation-Balanced Detection
PM-IM	Phase Modulation-Intensity Modualtion
PM-IM	Phase Modulation-Phase Modualtion
SNR	Signal Noise Ratio
RF	Radio-Frequency
ROF	Radio-Over-Fiber
RFOF	Radio-Frequency-Over-Fiber



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Como motivação para esta dissertação está a oportunidade de explorar as funcionalidades da tecnologia rádio-sobre-fibra, que começa a ganhar cada vez mais aceitação no mercado.

Além disso, o objetivo principal desta dissertação será o de fazer uma investigação de sistemas analógicos de rádio-sobre-fibra, como são o caso dos sistemas IM-IM, PM-IM e PM-PM.

Outros objetivos prendem-se com uma consolidação de conhecimentos nos sistemas de transmissão em fibra ótica, além de adquirir conhecimentos novos em equipamentos como moduladores óticos, e sistemas de deteção interferométrica e balanceada.

### 1.2 Contribuição

Pretende-se com esta dissertação, fazer uma análise de sistemas de baixo custo de rádio-sobre-fibra, utilizadas em redes de acesso. Será feita uma comparação sólida entre tecnologias usadas em sistemas ROF, tal como diferenças entre moduladores externos de intensidade e fase e entre sistemas com deteção direta e deteção balanceada, fazendo-se depois uma análise útil entre configurações ponto-a-ponto e full-duplex utilizando estas tecnologias.

Neste contexto as principais contribuições foram as seguintes: a análise e simulação do desempenho de sistemas ROF com modulação de fase e deteção balanceada coadjuvada por um interferómetro de MZ; comparação destes sistemas com os sistemas ROF convencionais baseados em modulação em intensidade e deteção direta; o estudo de soluções bi-direccionais alternativas baseadas em combinações de modulação de intensidade e de fase e ,finalmente, a identificação do melhor regime de funcionamento nas diversas configurações dos sistemas ROF estudados (IMIM,PM-IM e PM-PM).

### 1.3 Estrutura

Neste documento foi feita inicialmente uma descrição geral da tecnologia ROF, enunciado o seu princípio de funcionamento, as suas vantagens e desvantagens, bem como perspectivas futuras. No mesmo capítulo, foram enunciadas, as técnicas usadas no transporte de sinais ROF, nomeadamente: a tecnologia *Radio Frequency over Fibre* (RFOF), *Intermediate Frequency over Fibre* (IFOF) e *Baseband over Fibre* (BFOF). Para além disso foi feita uma análise matemática da dispersão cromática, principal fator de distorção na fibra mono-modo.

No capítulo 3, foi feita uma descrição pormenorizada das tecnologias usadas nas configurações descritas em capítulos posteriores. Nomeadamente, foi feita uma análise das soluções de modulação externa, tanto para modulação em intensidade como para fase. Para *intensity modulation* (IM), descreveu-se o modulador *mach-zehnder*, o seu princípio de funcionamento básico, assim como uma análise matemática da sua característica. Para *phase modulation* (PM), foi feita uma descrição do modulador em fase simples. Além das tecnologias de modulação, também foram aqui abordadas técnicas de deteção direta para o modulador em intensidade e de deteção interferométrica e balanceada para para sinais modulados em fase.

No capítulo seguinte, foram abordadas em pormenor as configurações IM-DD e PM-BD, para ligações unidirecionais ponto-a-ponto. Aqui foram mostrados gráficos, descrevendo o seu desempenho para diversos níveis de potência, nomeadamente discriminando a figura de mérito de EVM. Além disso foram ainda analisados os espectros elétricos de saída para diversos níveis de potência. Finalmente foi ainda analisado o comportamento de cada configuração, variando o comportamento da fibra e vendo os efeitos da dispersão na qualidade dos sinais recebidos.

Por último, foi discutida a simulação de sistemas de rádio-sobre-fibra analógicos de baixo custo, como são o caso dos sistemas IM-IM, PM-IM e PM-PM, analisando o seu comportamento, através da variação da potência de entrada no *downlink* e *uplink*.

## Capítulo 2

# Rádio-sobre-Fibra

### 2.1 Introdução

Neste capítulo irá ser tratado o paradigma da tecnologia ROF, explicando de forma sucinta a sua natureza. Depois são ainda apresentadas as vantagens, desvantagens e futuros desafios para a tecnologia ROF. Além disso, neste capítulo irá ser feita uma descrição das técnicas mais usadas para transmissão de rádio-sobre-fibra, como são caso do RFOF, IFOF e BFOF. Para além disso será feita uma abordagem geral a modulações digitais para sinais elétricos, e uma análise teórica ao fenómeno da dispersão cromática na fibra.

### 2.2 O que é o ROF ?

A tecnologia ROF presume o uso de uma ligação ótica entre uma estação central CS e uma estação remota ou de base BS, sendo depois enviada a informação para antenas transmissoras e radiada para dispositivos móveis. A tecnologia ROF permite simplificar as estações base, pois estas apenas têm de assegurar a conversão opto-elétrica e funções de amplificação se necessário, ficando as funções de processamento dos sinais RF, como a modulação da portadora ótica e multiplexagem centralizadas na estação central. Estas vantagens trazem, naturalmente grandes poupanças financeiras, especialmente em sistemas com uma grande densidade de BS [1].

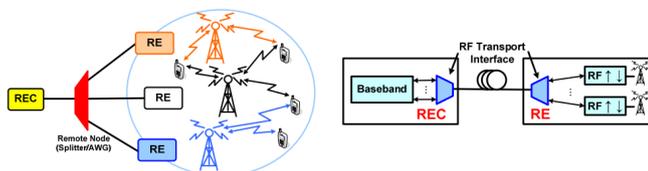


Figura 2.1: Diagrama de blocos de um sistema baseado na tecnologia Rádio-Sobre-Fibra. [1]

Devido às suas grandes possibilidades, a tecnologia ROF tem vindo a ser equacionada e usada para transmissão e distribuição de sinais wireless. As vantagens da fibra ótica tais como o baixo peso, baixa atenuação e elevada largura de banda tornam-na na solução ideal para o transporte

eficiente de sinais de alta frequência de e para antenas remotas. Aplicações de rádio sobre fibra incluem redes celulares, comunicações de satélite, sistemas de distribuição de vídeo multi-ponto, sistemas móveis em redes urbanas, redes sem fios sobre fibras óticas. Além disso também são bastante usadas em redes 3G e 4G numa variedade de sistemas sem fios como o GPRS, Bluetooth, WLAN, HYPERLAN [1].

### 2.2.1 Vantagens de ROF

De entre as vantagens podemos descrever, primeiramente, **as baixas perdas por atenuação do sinal**: em linhas de transmissão convencionais que utilizam materiais como linhas de cobre, as perdas por absorção e reflexão aumentam com a frequência, levando a perdas elevadas. Por isso é necessário haver grande capacidade de regeneração dos sinais para transmitir sinais elétricos de alta frequência por longas distâncias. Contudo como as fibras óticas oferecem baixas perdas, a tecnologia ROF pode ser usada para atingir distribuição de micro-ondas com baixas perdas e simplificação das estações base ao mesmo tempo [1].

Em segundo lugar, os sistemas ROF, por utilizarem fibra ótica, oferecem também **boas largura de banda**. Para uma simples SMF, a largura combinada das três janelas de transmissão (850 nm, 1310 nm, 1550 nm) ascende aos 50 THz. Contudo, hoje em dia apenas são utilizados 1.6 THz. O grande objetivo para se atingirem maiores capacidades será a redução do impacto da dispersão, por exemplo: usando fibras com baixa dispersão ou o uso de modulação single-side band, o uso de amplificadores EDFA e o uso de técnicas avançadas de multiplexagem.

Outras vantagens dos sistemas ROF incluem: a **imunidade a interferências eletromagnéticas**, já que a informação é transportada sobre a forma de luz; **redução de custos** pois o material mais caro e complexo é mantido apenas na estação central, tornando as estações base mais simples, económicas e amigas do ambiente também porque necessitam de menos consumo de potência. Em muitos casos, apenas é necessário um foto-detector, um amplificador RF, e uma antena para equipar uma estação base. Os sistemas ROF oferecem também a **possibilidade de operação de múltiplos serviços**, já que o sistema de distribuição ROF pode ser transparente ao formato do sinal a transmitir.

Finalmente, os sistemas ROF permitem uma **alocação dinâmica de largura de banda**, dependendo da situação, pois todo o equipamento de *switching* e modulação se encontra na estação central. Isto pode ser feito recorrendo a técnicas de WDM [2].

### 2.2.2 Desvantagens de ROF

Apesar de todas as vantagens, a tecnologia ROF apresenta também algumas limitações. Como ROF envolve modulações analógicas e a deteção de luz é fundamentalmente um sistema analógico, existe a necessidade por isso de lidar com problemas no sinal analógico, como ruído e distorção, que limitam a figura de ruído e a gama dinâmica das ligações ROF.

As fontes de ruído mais comuns em transmissores analógicos são: o ruído de intensidade do laser (RIN) e ruído de fase do mesmo, o ruído quântico do foto-díodo (*Shot Noise*) e ruído térmico

associado. Além disso a dispersão na fibra também limita a distância de transmissão e a largura de banda. Em fibras mono-modo (SMF) temos o problema da dispersão cromática, ao passo que em fibras multi-modo (MMF), a dispersão modal é mais intensa [8].

### 2.2.3 Futuros Desafios para Rádio-sobre-Fibra

Atualmente, a tecnologia ROF é ainda bastante centralizada em pequenos nichos de mercado. Para aumentar a sua utilização, é necessário encontrar estratégias que demonstrem a sua viabilidade financeira em detrimento de outras soluções, assim como fazer uma integração eficiente com novos paradigmas na redes de acesso, novos equipamentos e tecnologias.

Para isso torna-se necessário um estandardização dos sistemas ROF, tentando identificar soluções adequadas (operadores, fornecedores de sistemas e fabricantes de componentes) com o objectivo de aumentar as oportunidades de distribuição [9].

## 2.3 Técnicas ROF

Existem variadas técnicas óticas para gerar e transportar sinais na fibra. Ao considerar a frequência RF do sinal que modula a portadora ótica na estação central em comparação com o sinal gerado na estação base, podemos encontrar três técnicas de transmissão de ROF [2].

- *RF-over-Fiber (RFOF)*
- *IF-over-Fiber (IFOF)*
- *Baseband-over-Fiber (BOF)*

Na figura 2.2 podemos ver um esquema para cada um dos três sistemas.

**RFOF** envolve a transmissão da portadora RF na fibra, ao contrário da IFOF e BOF, constituindo assim a forma mais simples de envio do sinal RF na fibra pois não necessita de haver *up/down conversion* em frequência na BS. Existe uma necessidade premente neste tipo de configuração de usar técnicas de modulação adequadas para sinais de altos débitos que tenham capacidade de gerar sinais óticos na ordem das ondas milimétricas, além de técnicas de foto-deteção de alto desempenho, que consigam converter diretamente o sinal ótico modulado para o domínio elétrico.

Quando as portadoras óticas são diretamente moduladas com sinais RF de ondas milimétricas, o espectro ótico resultante consiste na portadora ótica e duas bandas laterais correspondentes ao sinal RF, espaçadas de uma frequência igual à frequência central da portadora elétrica do sinal RF, em relação à portadora ótica.

À medida que o sinal ótico se propaga na fibra, cada banda lateral de modulação irá sofrer diferentes variações de fase em relação à portadora ótica como consequência da dispersão cromática. No momento de deteção no recetor por um foto-detetor, cada banda lateral irá sofrer um batimento com a portadora ótica, resultando daí duas componentes elétricas de ondas milimétricas

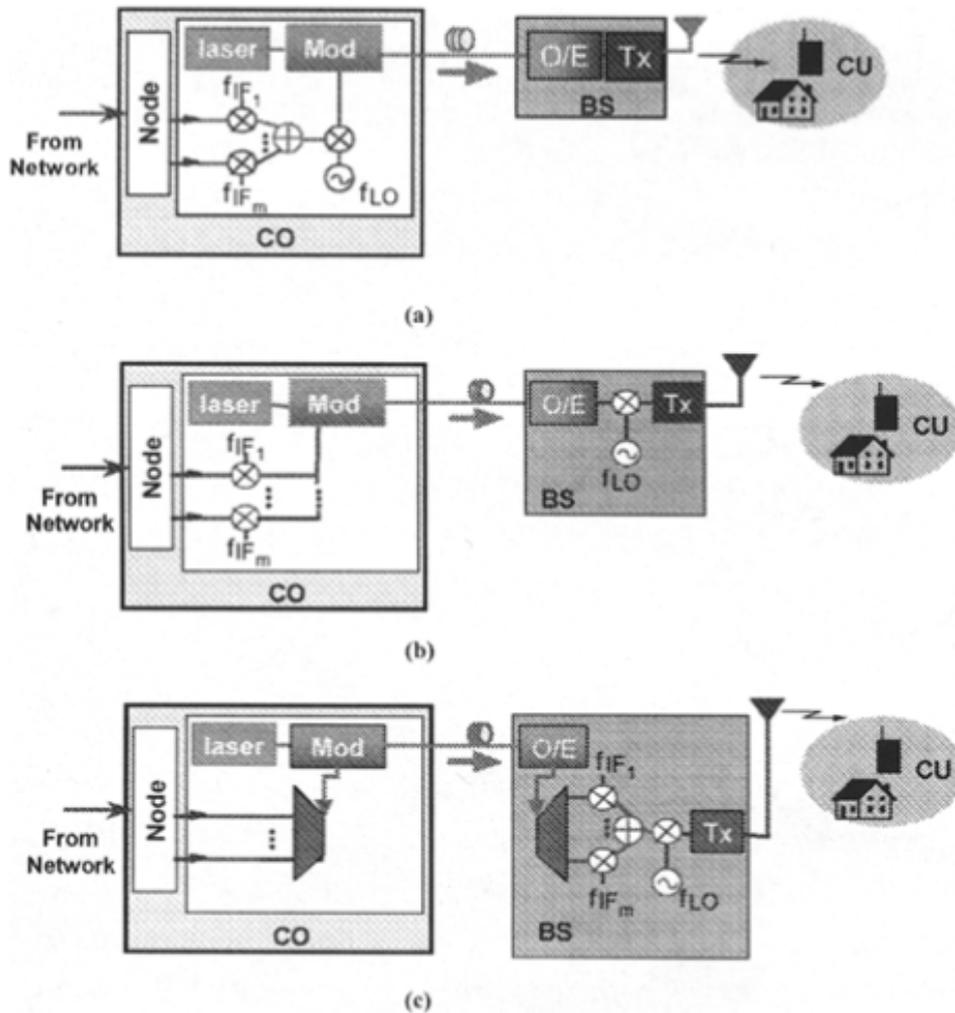


Figura 2.2: Transporte de sinais óticos para sistemas ROF: (a) RFOF, (b) IFOF (c) BOF [2]

com amplitudes iguais mas diferentes valores de fase. A sua soma vetorial irá produzir o sinal elétrico resultante na saída. A potência elétrica final irá variar consoante a diferença de fase entre os dois sinais elétricos, que está dependente do comprimento da fibra e do parâmetro de dispersão como irá ser demonstrada mais adiante. Estas variações de potência irão baixar o SNR/CNR da ligação [2]. Técnicas como filtros *chirped fiber Bragg grating* [10], *selph-phase modulation* [11] na fibra ou *mid-span phase-conjugation* [12] têm sido desenvolvidas para compensar os efeitos da dispersão ou para os tolerar.

Além destas técnicas, também variadas técnicas de modulação de informação são usadas com o objetivo de anular os efeitos da dispersão cromática nas reduções do SNR na deteção. Atualmente é feita modulação direta em intensidade usando lasers semicondutores, modulação externa usando moduladores óticos (de intensidade e fase) que serão analisados nesta dissertação e também técnicas heteródinas.

No caso da modulação em intensidade direta, usando lasers semicondutores, o fato do laser exibir diversos modos longitudinais, torna a dispersão cromática um problema ainda maior, o que levou à criação de técnicas de otimização das condições de polarização do laser para minimizar o efeito da dispersão [2].

A modulação externa também sofre de dispersão cromática como será analisado mais adiante. Poderão ser aplicadas técnicas de geração de apenas uma banda lateral de modulação no sinal ótico, chamado de *optical single-band with carrier (OSSB)* [13, 14]

Técnicas heteródinas são baseadas na geração de ondas milimétricas, ao fazer o batimento de dois modos óticos separados na requerida frequência. Estão também em *lock* na fase. Diversas técnicas são usadas para tal efeito [15].

Na técnica de *IFOF*, em contraste com a transmissão da frequência rádio da solução RFOF, os efeitos da dispersão cromática não são tão significativos, uma vez que as frequências rádio transmitidas serão muito mais pequenas. Além disso, os esquemas têm a vantagem de poderem usar equipamentos com requisitos de largura de banda muito mais baixos. Técnicas como a modulação em intensidade usando díodos emissores de luz com larguras de banda inferiores a 2GHz [2], e moduladores externos de eletro-absorção são usados para esse efeito [16]. A maior desvantagem neste esquema é contudo a complexidade das estações base pois é necessário um oscilador local e multiplexadores para processos de conversão da frequência para recuperação do sinal RF original, que pode ser resolvido enviando a frequência LO diretamente da CS [2].

A técnica de *BOF* consiste no transporte do sinal RF da CS para a BS num sinal banda-base, para depois ser feita a conversão para a requerida frequência RF na BS. Como na técnica de *IFOF*, os efeitos da dispersão são também drasticamente reduzidos ao enviar os sinais rádio em banda-base (sem modulação) [2]. Contudo, como no caso da técnica *IFOF*, existe a desvantagem da complexidade da BS por força da necessidade de haver um oscilador local que produza um sinal RF de onda milimétrica e um *mixer* para os processos de conversão da frequência.

Podemos então concluir que o transporte de sinais wireless por *RFOF* tem a vantagem de usar estações base mais simples, pois nenhuma conversão de frequência é requerida, no entanto, nesta situação o sistema é também suscetível aos efeitos da dispersão da fibra e ruído de fase do laser. As soluções *BBOF* e *IFOF* podem ultrapassar estes problemas, mas isto vem com um custo de maior complexidade na estação base.

Serão então analisadas nas próximas secções da dissertação, técnicas de modulação e desmodulação para implementação em sistemas *RFOF*.

## 2.4 Sinais Elétricos de Rádio-Frequência

O campo elétrico  $E(t)$  associado a uma portadora elétrica tem a forma [3]:

$$E(t) = \mathbf{e}Re[a \times e^{(j\phi - j\omega_0 t)}] \quad (2.1)$$

onde  $i$  é a unidade de polarização do vetor,  $a$  a amplitude,  $\phi$  a fase e  $\omega_o$  a frequência da portadora elétrica. É possível construir um diagrama de constelação em que a parte imaginária e real do sinal são dispostos ao longo do eixo dos  $xx$  e  $yy$ . Na forma mais simples do formato PSK, a fase da portadora ótica toma dois valores, entre  $0$  e  $\pi$ , denominado *BPSK*. É necessária detecção coerente para estes formato, pois toda a informação vai na fase da portadora, e a informação seria perdida se o sinal fosse detetado diretamente sem primeiro haver o *mixing* com o oscilador local. A fase da portadora necessita portanto de ser estável durante um período de tempo maior que a duração de bit  $T_b = \frac{1}{B}$ , a uma determinada taxa de bits  $B$ . Este requerimento põe limites nos comprimentos de linha espectrais do laser e oscilador local, especialmente quando a taxa de dados é relativamente pequena. [3]

Outro esquema, *DBPSK*, em que a informação é codificada na diferença de fase entre dois bits consecutivos, é menos rigoroso quanto à estabilidade de fase do sinal, em que o sinal pode ser desmodulado com sucesso desde que a fase seja estável durante um período de 2 bits. No esquema *QPSK*, a eficiência espectral é melhorada pois são enviados dois bits simultaneamente por cada símbolo, sendo que a fase da portadora varia entre 4 valores diferentes, normalmente:  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$  e  $2\pi/2$ .

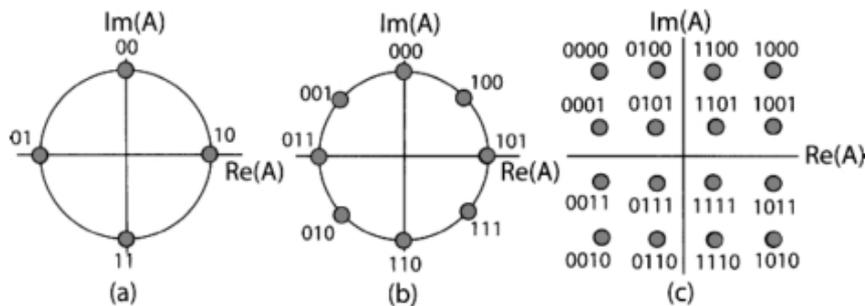


Figura 2.3: Diagramas de constelações para (a) QPSK, (b) 8-PSK, e (c) 16-QAM mostrando como combinações multi-bit são atribuídas a diferentes símbolos.

Na figura 2.3 estão indicadas constelações que ajudam a perceber como dois ou mais bits podem ser enviados simultaneamente, atribuindo 4 possíveis combinações de dois bits, nomeadamente 00, 01, 10, 11 a quatro valores para a fase da portadora. A Taxa de bits efetiva, denominada de taxa de símbolo é expressa em unidades de *baud*. A taxa de símbolo  $B_s$ , está relacionada com a taxa de bits  $B$  pela relação  $B = \log_2(M)B_s$ . Como consequência a taxa de bits passa para o dobro com o uso de *QPSK* ou da sua versão diferencial *DQPSK*. Usando *8-PSK*, a taxa de dados será tripla, com 3 bits para cada símbolo.

Outros formatos de modulação são também possíveis se a amplitude do sinal também variar. Um exemplo está descrito na figura, em que 16 símbolos são usados para transmitir 4 bits simultaneamente, conhecido por *16-QAM*. Esta será a modulação digital usada para modular os sinais elétricos de rádio-frequência no âmbito desta dissertação pelo facto de haver modulação tanto em amplitude como em fase, conferindo-lhe maior robustez.

## 2.5 Dispersão em Fibras

A distorção do sinal óptico na sua propagação ao longo da fibra por força da dispersão nesta, constitui o maior problema nas configurações de *ROF*. O efeito da dispersão causa um atraso nas várias componentes espectrais da fibra, e por conseguinte, estas componentes são registadas com diferentes tempos de atraso no foto-detetor. Como podemos ver na figura abaixo, cada impulso sofre um alargamento e sobrepõe-se aos seus impulsos vizinhos, tornando-se o sinal indistinguível no recetor, dando origem a interferência intersimbólica.:

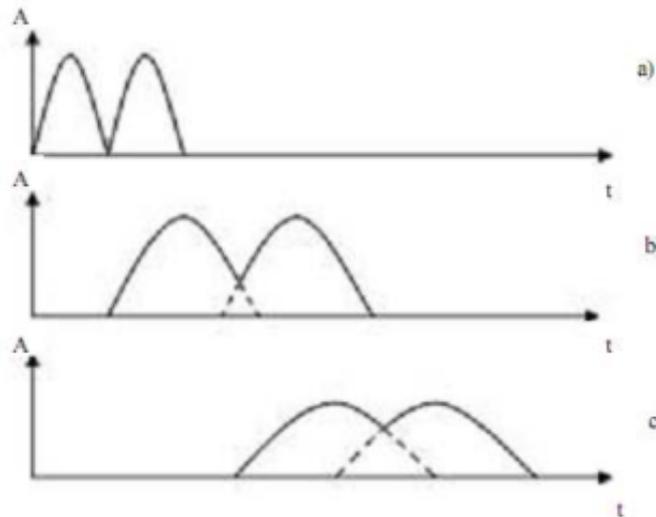


Figura 2.4: Dispersão na fibra: (a)  $t_1$ , (b)  $t_2 > t_1$  (c)  $t_2 > t_3$  [3]

A dispersão pode ser distinguida em dois tipos:

- Dispersão Modal
- Dispersão Cromática

No caso da **Dispersão Modal** ou **Intermodal**, é um fenómeno exclusivo de fibras multi-modo onde o sinal óptico se propaga em vários modos, cada um deles descrevendo uma trajetória diferente dentro do núcleo da fibra. Podemos ver pela figura seguinte, que os modos irão ter diferentes tempos de chegada, conduzindo ao alargamento do espectro.

Para a **Dispersão Intramodal** ou **Cromática**, a energia em cada modo sofre atrasos para cada componente de frequência desse modo [17].

Um impulso que atravessa a fibra pode ser analisado da seguinte forma:

$$V(\omega, z) = V(\omega, 0)e^{-j\beta(\omega)z} \quad (2.2)$$

$V(\omega, 0)$  refere-se ao valor do impulso à entrada da fibra. O termo  $e^{-j\beta(\omega)z}$  refere-se à fase do modo de propagação que depende na frequência (o sinal de menos indica o sentido de propagação

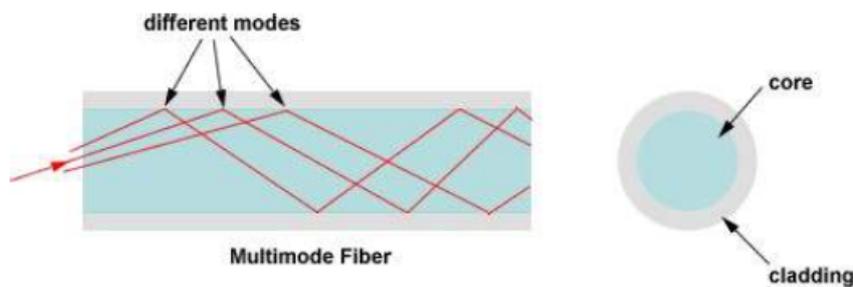


Figura 2.5: Dispersão Intermodal [3]

ao longo da direção  $z$ ). Numa situação ideal, a fase do sinal tem dependência linear sobre a frequência, em que todas as componentes espectrais sofrem o mesmo atraso, em que na recepção o sinal será o mesmo, mas atrasado. No entanto esta relação da fase com a frequência não é linear, havendo diferentes tempos de chegada das diferentes componentes espectrais, o que levará a uma distorção bastante significativa. Usando uma aproximação de *Taylor* é possível prever o comportamento da fase, ao variar com a frequência.

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + (\omega - \omega_0) \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} + \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2} \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} + \frac{(\omega - \omega_0)^3}{6} \left. \frac{d^3\beta}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_0} + \dots$$

$$= \beta_0 + \Delta\omega\beta_1 + \frac{\Delta\omega^2}{2}\beta_2 + \frac{\Delta\omega^3}{6}\beta_3 + \dots \quad (2.3)$$

em que o quarto termo pode ser ignorado se supusermos que  $\Delta\omega = \omega - \omega_0 \ll \omega_0$  simplificando-se para:

$$\beta(\omega) \approx \beta_0 + \Delta\omega\beta_1 + \frac{\Delta\omega^2}{2}\beta_2 \quad (2.4)$$

O primeiro termo,  $\beta_0$  causa uma mudança de fase na portadora ótica que tem uma velocidade estabelecida por  $\beta_0$ , denominada de **velocidade de fase**  $v_f$ . No vácuo esta iguala a velocidade de luz, contudo num meio com índice de refração  $n$ , a velocidade de fase é mais pequena por um fator  $n$ .

$\beta_1$  está relacionada com a **velocidade de grupo**  $v_g$  do impulso e gera um atraso no envelope sem modificar a forma de onda. Enquanto  $\beta_0$  influencia a velocidade da portadora ótica, o envelope propaga-se com uma velocidade resultante de todas as componentes espectrais, a velocidade de grupo, dependente de  $\beta_1$ . No vácuo tem o mesmo valor da velocidade de fase. Num meio dispersivo, a velocidade de fase difere da de grupo pois varia com a frequência. O atraso de grupo ( $\tau_g$ ) consiste no atraso real do sinal de velocidade de grupo  $v_g$ .

O termo  $\beta_2$ , causa tanto redução de amplitude do sinal como alargamento do envelope, mantendo-se a energia constante.  $\beta_2$  é também responsável por uma mudança de fase na portadora ótica, causando um efeito de *chirp*, uma aceleração ou desaceleração do impulso nas frequências.  $\beta_2$

está relacionado com a **Dispersão de atraso de grupo (GDD)** que representa a dependência da frequência no atraso de grupo [17]

$$\beta_2 = \frac{d\beta_1}{d\omega} = \frac{1}{c} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) = \frac{d\tau_g}{d\omega} \quad (2.5)$$

Daqui podemos tirar a definição de **Dispersão da velocidade de grupo (GVD)**, que é responsável por alargamento do impulso, que pode ser definida como a dependência da frequência na velocidade de grupo no meio dispersivo:

$$\frac{dv_g}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{1}{d\beta/d\omega} \right) = - \left( \frac{d^2\beta/d\omega^2}{(d\beta/d\omega)^2} \right) = -(\beta_2 v_g^2) \quad (2.6)$$

A dispersão cromática na fibra é usualmente definida pelo parâmetro de dispersão  $D$ , que consiste numa variação do atraso de grupo com o comprimento de onda:

$$D = \frac{d\tau_g}{d\lambda} = \frac{d\omega}{d\lambda} \beta_2 \quad (2.7)$$

em que,  $d\omega = -\frac{2\pi}{\lambda^2} d\lambda$ . É então possível escrever:

$$D = - \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \right) = - \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d\tau_g}{d\omega} \right) \quad (2.8)$$

O parâmetro da dispersão tem unidades de pico-segundos por quilómetro por nanómetro ( $ps/(Km * nm)$ ) sendo que a sua influência na fibra vai ser tanto maior quanto maior for a comprimento da fibra e a largura de banda do sinal que a atravessa.

A dispersão cromática resulta, essencialmente, de dois fenómenos importantes: variação do índice de refração do material da fibra com a frequência (**Dispersão Material**) e variação das propriedades de guia de onda da fibra com a frequência (**Dispersão de Guia de Onda**).

A expressão seguinte do parâmetro de dispersão expressa essas duas componentes:

$$D = - \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 = - \frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2}{d\omega^2} \beta = - \frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left( n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right) = \frac{-2\pi}{\lambda^2} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \quad (2.9)$$

A primeira componente corresponde à dispersão material e a segunda à dispersão de guia de onda. Dispersão material, corresponde à variação do índice de refração em função do comprimento de onda ótico, e, conseqüentemente, as várias componentes espectrais de uma dado modo irão viajar na fibra a diferentes velocidades, dependendo do comprimento de onda. Dispersão de guia de onda, é causada por uma variação na velocidade de grupo com o comprimento de onda para um modo particular. Na fibra apenas 80 % da potência ótica é capaz de chegar ao núcleo, sendo que os restantes 20 % de luz propagando-se na bainha atravessam mais rapidamente a fibra do que a luz no núcleo.

A dispersão material e de guia de onda estão correlacionadas. A figura seguinte mostra o valor da dispersão cromática como a soma das componentes de dispersão material e de guia de onda.

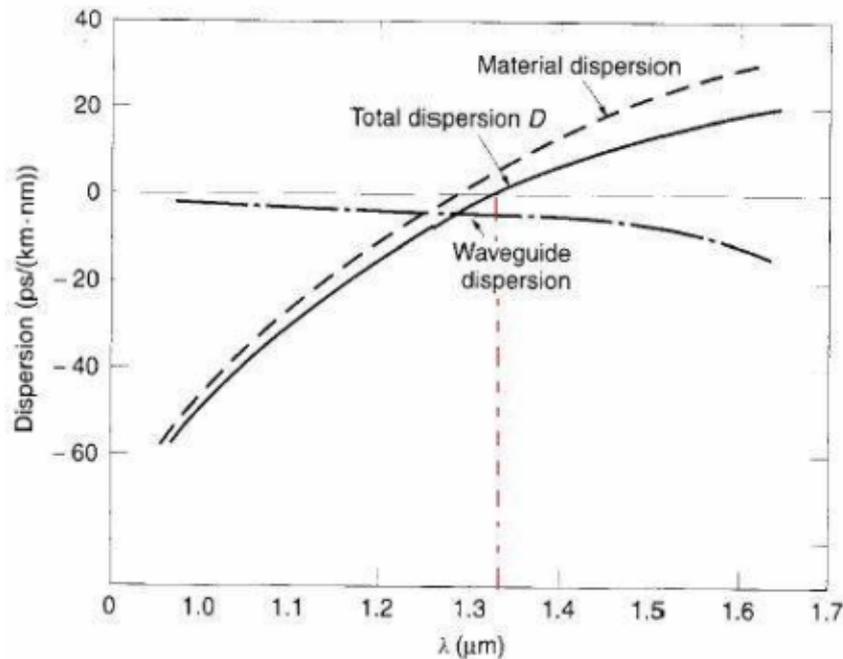


Figura 2.6: Dispersão Cromática

Na figura 2.6, é possível observar que a segunda janela de comunicação tem coeficiente de dispersão  $D$  igual zero.

## 2.6 Conclusão

Neste capítulo, foi feita uma breve descrição da tecnologia ROF, apresentando as suas mais importantes vantagens, assim como algumas desvantagens que podem surgir, sobretudo em transmissões analógicas, como é o caso discutido neste trabalho. Por fim, neste capítulo foram abordadas as técnicas mais usadas para transmissão de rádio-sobre-fibra, como são caso do RFOF, IFOF e BOF. Concluímos que entre estas, o transporte de sinais wireless por *RFOF* tem a vantagem de usar estações base mais simples, pois nenhuma conversão de frequência é requerida, no entanto, nesta situação o sistema é também suscetível aos efeitos da dispersão da fibra e ruído de fase do laser. As soluções *BBOF* e *IFOF* podem ultrapassar estes problemas, mas isto vem com um custo de maior complexidade na estação base. Também se ficou com uma ideia geral sobre as modulações digitais mais usadas nos sinais RF, e sobre o fenómeno da dispersão cromática em fibras mono-modo, fazendo-se formulações para a dispersão material e de guia de onda. No próximo capítulo, irão ser discutidas modulações e técnicas de deteção ótica.

## Capítulo 3

# Modulação e Detecção Ótica

### 3.1 Introdução

Neste capítulo, será feita uma análise teórica de processos de modulação e desmodulação ótica. Dentro da modulação ótica, será analisada a modulação externa de *mach-zehnder* para modulação em intensidade, e o modulador de fase. Para detecção ótica será analisada a detecção direta, normalmente usada conjuntamente com modulação em intensidade, e detecção balanceada, recorrentemente usada juntamente com a modulação em fase.

### 3.2 Modulações Óticas

Sistemas de comunicações óticas de altas larguras de banda requerem fontes de luz eficazes. O laser é usado para este efeito, e a maioria das comunicações modernas usam o laser semicondutor para produzir luz para constituir a portadora ótica [7], devido essencialmente ao seu pequeno tamanho, baixo consumo de potência, fiabilidade e compatibilidade com os circuitos eletrônicos. O laser semicondutor usa uma cavidade *Fabry-Perot* ressonante com dois espelhos refletores em ambas as extremidades para garantir *feedback* ótico. Contudo, como esta configuração produz um grande número de modos, é também usada uma alternativa que constitui uma *Fiber Bragg Grating (FBG)*, o *Distributed Feedback Laser (DFG)* para que o *feedback* ótico seja mais forte no comprimento de *Bragg*, restringindo assim o número de modos de propagação dentro da cavidade [17]. Embora a corrente que sai do laser possa ser modulada em intensidade, modulação direta de laser não é o método mais recomendado hoje em dia para gerar sinais ROF. Uma das razões para isso consiste no facto da corrente de laser produzir mudanças na temperatura e na densidade de portadoras na região ativa do laser [17]. Estas mudanças de temperatura vão ser responsáveis por uma mudança no coeficiente de refração da cavidade ótica, provocando por sua vez alterações na frequência de ressonância da cavidade, o que tem como consequência final a variação da frequência da portadora ótica de saída com a corrente aplicada no laser, fenómeno esse conhecido como *laser chirp* [17]. Além disso como já foi mencionado, modulação direta sofre bastante mais com a dispersão presente na fibra do que qualquer outra solução de modulação. Assim moduladores

externos (em fase e intensidade) têm sido considerados nos últimos anos como um método mais favorável para geração de sinais óticos para sistemas *ROF*. A amplitude e a fase de uma onda ótica pode ser modulada usando uma variedade de materiais, sendo os mais usados: semicondutores III-V, niobato de lítio e polímeros [17].

Nas próximas secções neste capítulo irá ser feita uma análise matemática de dois tipos de moduladores externos: moduladores de fase simples e moduladores em intensidade *Mach-Zehnder* que serão posteriormente alvo de criteriosas simulações e análises de resultados em capítulos posteriores.

### 3.2.1 Modulação em Fase Externa

Um modulador de fase pode ser construído dispondo dois elétrodos em paralelo, formando um condensador de duas placas paralelas com uma área não linear de segunda ordem entre elas, formando um campo elétrico  $E_0$  no material [4]. O modulador em fase simples está exemplificado na figura 3.1.

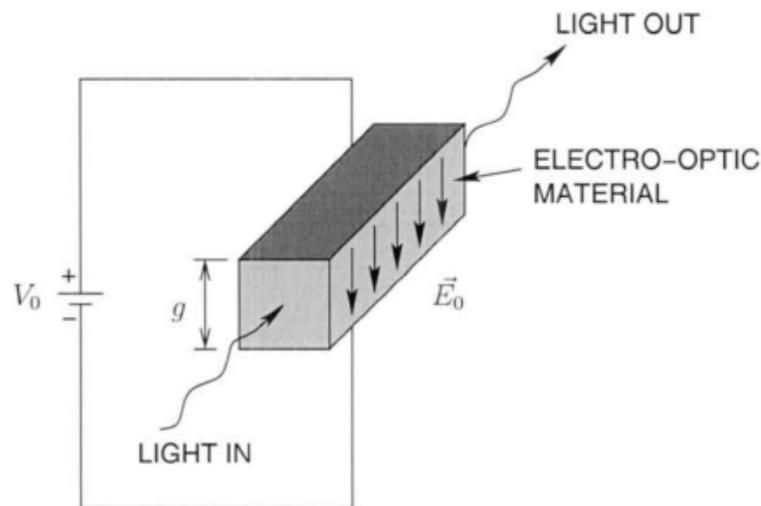


Figura 3.1: Modulador de Fase [4]

Quando a onda de luz, vinda do laser de onda contínua entra no material, e atravessa o material de secção  $L$ , a onda ótica irá sofrer uma mudança de fase de:

$$\phi = n(E_0)k_oL \quad (3.1)$$

onde  $k_o$  é o número de ondas da onda ótica no espaço vazio, dado por  $k_o = 2\pi/\lambda_o$  e  $n(E_0)$  é o índice de refração do meio em função do campo elétrico aplicado. Para um material de segunda ordem, descrito por [7], será:

$$n(E_0) = n - \frac{1}{2}(t)n^3E_o \quad (3.2)$$

em que  $n$  é o índice de refração do meio na ausência de uma campo elétrico e  $\iota$  é o coeficiente de *Pockel*. Substituindo a expressão na equação (1.1) fica:

$$\phi = \phi_o - \pi \frac{(\iota)n^3 E_o L}{\lambda_o} \quad (3.3)$$

em que  $\phi_o$  é a variação de fase num meio sem campo elétrico externo dada por  $\phi_o = 2\pi nL/\lambda_o$ . Como o campo elétrico que atravessa o material eletro-ótico é uniforme, pode ser expresso como  $E_o = V_o/g$  em que  $V_o$  é a tensão aplicada sobre os elétrodos e  $g$  a distancia entre os elétrodos. Assim o desvio de fase é dado por:

$$\phi = \phi_o - \pi \frac{(\iota)n^3 V_o L}{g\lambda_o} \quad (3.4)$$

Moduladores de fase são caracterizados por uma voltagem que define uma variação de fase da onda de luz de entrada de  $180^\circ$  relativamente a uma onda ótica que se propaga no modulador com  $V_o$ , denominada tensão de *switching*, ou  $V_\pi$ . Então a mudança de fase induzida pelo modulador pode ser expressa:

$$\phi = \phi_o - \pi \frac{V_o}{V_\pi} \quad (3.5)$$

e,

$$V_\pi = \frac{g}{L} \frac{\lambda_o}{(\iota)n^3} \quad (3.6)$$

Ao aplicar um campo elétrico de um sinal RF ao material eletro-ótico, é necessário integrar um qualquer tipo de linha de transmissão ao sistema, fazendo atravessar um campo elétrico não uniforme pela secção do material eletro-ótico. Além disso, a onda ótica viaja ela própria com uma distribuição de campo elétrico característico correspondente ao seu modo. Desigualdades entre o campo elétrico aplicado do sinal RF e o do modo da onda ótica proveniente do laser levam a uma diminuição no  $V_\pi$ , e a equação (1.4) não pode ser usada. Devido a este problema, é incluído na formula anterior um fator de correção, para que [4]:

$$V_\pi = \frac{g}{L} \frac{\lambda_o}{(\iota)n^3} \delta_{eo} \quad (3.7)$$

onde o fator de correção  $\delta_{eo}$  é definido pelo integral:

$$\delta_{eo} = \frac{g}{V} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E |A|^2 dA \quad (3.8)$$

onde  $A$  é a distribuição do campo elétrico normalizado correspondente ao modo ótico do laser e  $E$  é o campo elétrico aplicado do sinal RF na linha de transmissão. No fim de cada linha de transmissão existe uma resistência com a mesma impedância que a impedância característica da linha para impedir reflexões do sinal RF, para que o sinal seja totalmente absorvido, como se mostra na figura 3.2.

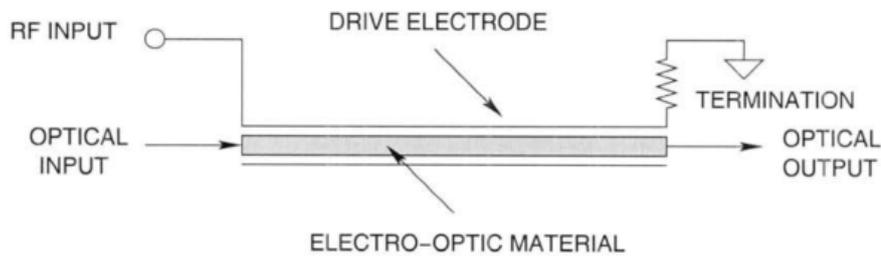


Figura 3.2: Eléctrodo *travelling wave*

Esta estrutura é denominada de *traveling-wave electrode*, pois é atravessada pelo sinal eléctrico. Idealmente, o sinal eléctrico propagar-se-á com a mesma velocidade da onda ótica no guia de onda do modulador. Esta condição de igualdade é descrita pela figura 3.3.

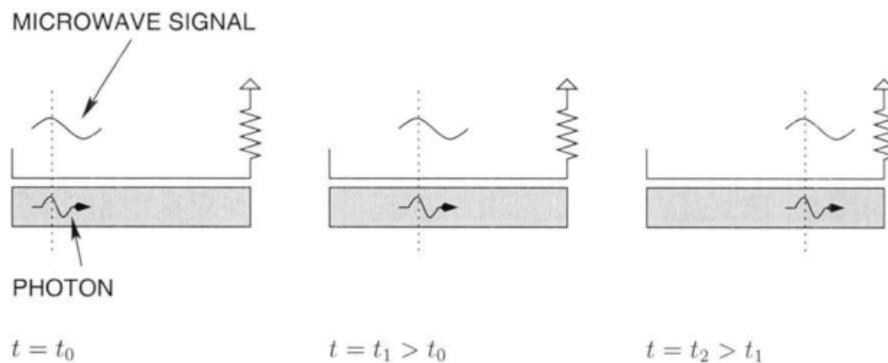


Figura 3.3: Igualdade entre a velocidade do sinal ótico e eléctrico

O sinal eléctrico, basicamente, parece-se como um sinal DC para a onda ótica. A fase instantânea da onda ótica de saída depende apenas da amplitude do sinal eléctrico aplicado em cada instante de tempo, i.e o modulador não tem qualquer tipo de memória do sinal eléctrico aplicado ao eléctrodo no passado, sendo desta maneira, maximizada a largura de banda do modulador.

### 3.2.2 Modulação em Intensidade Externa

Como já foi referido serão aqui analisadas, matematicamente, soluções de modulação em intensidade externa, nomeadamente a solução recorrendo ao modulador *Mach-Zehnder*

#### 3.2.2.1 Modulador Externo Mach Zehnder

Moduladores *Mach-Zehnder* (MZM) são moduladores externos tipicamente usados para sistemas de grande envergadura e de grande capacidade, devido sobretudo, á qualidade de sinal superior que proporcionam comparando com outros sistemas de modulação em intensidade, nomeadamente, os sistemas de modulação direta ou moduladores externos de eletro-absorção. O MZM proporciona um *chirp* inferior, além de proporcionar larguras de banda mais curtas e maior

resistência à dispersão cromática [7]. O material mais comum para fabricar MZM é o Niobato de Lítio, que é um cristal eletro-ótico, em que o índice de refração varia em resposta a uma campo elétrico.

### Modulador *Mach Zehnder*

A operação de um modulador *Mach-Zehnder* é bastante simples. Um onda ótica de entrada é dividida em duas, indo depois alimentar os dois caminhos, cada um contendo um modulador de fase descrito na secção anterior. Podemos ver na figura 3.4, um esquema clássico do *MZM*.

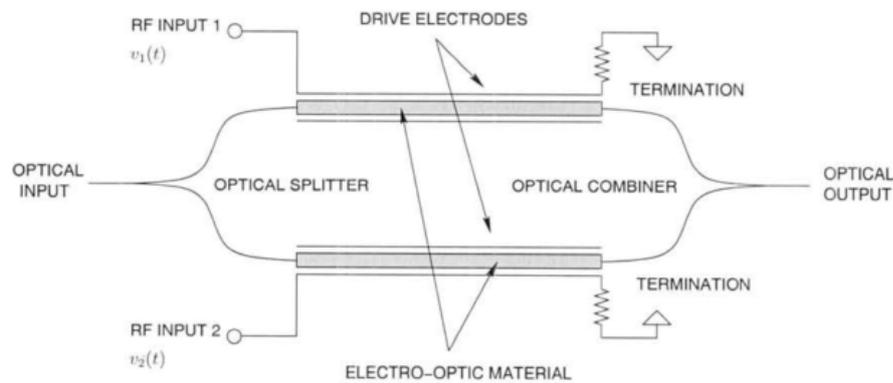


Figura 3.4: Modulador MZ

A fase de cada caminho pode ser manipulada independentemente. Se a diferença de fase entre os dois caminhos for  $0^\circ$ , então quando os dois sinais óticos são combinados na saída, **interferência construtiva** irá ocorrer, originando um sinal de saída igual ao de entrada. Por outro lado, se a diferença de fase entre os dois caminhos for  $180^\circ$ , **interferência destrutiva** irá ocorrer, e o sinal de saída será completamente extinto. Entre estes dois extremos, a intensidade na saída do interferómetro vai variar de acordo com a diferença de fase entre os dois caminhos.

Se dois sinais  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  forem aplicados à entrada do modulador MZ como mostrado na figura 3.4, então irá haver uma diferença de fase entre os dois caminhos da forma da equação (4.4) :

$$\phi_1(t) = \phi_0 - \frac{v_1(t)}{V_\pi} \pi = \phi_0 - \Delta\phi_1 \quad (3.9)$$

$$\phi_2(t) = \phi_0 - \frac{v_2(t)}{V_\pi} \pi = \phi_0 - \Delta\phi_2 \quad (3.10)$$

O campo elétrico de saída do modulador MZ será então dado por:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} [e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)}] \quad (3.11)$$

onde,  $E_{in}$  e  $E_{out}$  são os campos elétricos da onda ótica à entrada e saída do modulador, respetivamente.

O campo elétrico normalizado em função da entrada será então:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{e^{j(\phi_0 - \Delta\phi_1(t))} + e^{j(\phi_0 - \Delta\phi_2(t))}}{2} = \frac{1}{2}e^{j\phi_0}(e^{-j\Delta\phi_1(t)} + e^{-j\Delta\phi_2(t)}) \quad (3.12)$$

O termo  $e^{j\phi_0}$  será ignorado, pois é um desvio de fase igual para os dois braços. Continuando:

$$\begin{aligned} \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} &= \frac{1}{2} \cos[\Delta\phi_1(t)] + \cos[\Delta\phi_2(t)] + j \sin[\Delta\phi_1(t)] + j \sin[\Delta\phi_2(t)] = \\ &= \cos\left[\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}\right] e^{j[\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)]/2} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Podemos concluir que a saída do MZ é uma combinação de modulação de amplitude, dada pelo termo em cosseno, e modulação de fase, dada pela exponencial complexa.

Para tornar a modulação puramente em intensidade,  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  são tornados iguais, para que  $\Delta\phi_1(t) = -\Delta\phi_2(t) \equiv \Delta\phi$  e o termo da modulação de fase desaparece, ficando apenas o seguinte termo:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos(\Delta\phi(t)) \quad (3.14)$$

A configuração MZM baseada nesta configuração é a denominada de *push-pull*. Neste modo de operação, a potência à saída do MZM será dada por:

$$\begin{aligned} \frac{P_{o,out}}{P_{o,in}} &= \cos^2(\Delta\phi(t)) \\ P_{o,out} &= \frac{P_{o,in}}{2} [1 + \cos(2\Delta\phi(t))] \end{aligned} \quad (3.15)$$

Podemos ver na figura, a relação entre a transmissão ótica do modulador  $P_{o,out}/P_{o,in}$  e  $\Delta\phi(t)$  mostrada na figura 3.5.

Como podemos comprovar, existe uma relação não linear entre o sinal elétrico aplicado  $v_1(t)$  e a potência ótica à saída do modulador. Para sistemas analógicos, como o descrito, é preferível manter uma relação linear para evitar distorção harmônica, causada por não linearidades na característica, que irá originar o aparecimento de espúrios/réplicas indesejados do sinal. Para isso, uma tensão de polarização  $V_{bias}$  é somada a um ou ambos os caminhos, para que a diferença de fase seja de  $(2n - 1)\frac{\pi}{2}$  radianos, em que  $n$  é um inteiro. Esta tensão de polarização move o ponto de operação na função característica para o centro de região quase linear. Quando o  $\Delta\phi(t)$  é mantido pequeno, a característica do modulador reduz-se a:

$$\frac{P_{o,out}}{P_{i,in}} = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\Delta\phi(t)) + (2n - 1)\frac{\pi}{2}] = \frac{1}{2} [1 \pm \sin(2\Delta\phi(t))] \approx \frac{1}{2} [1 \pm \sin(2\Delta\phi(t))] \quad (3.16)$$

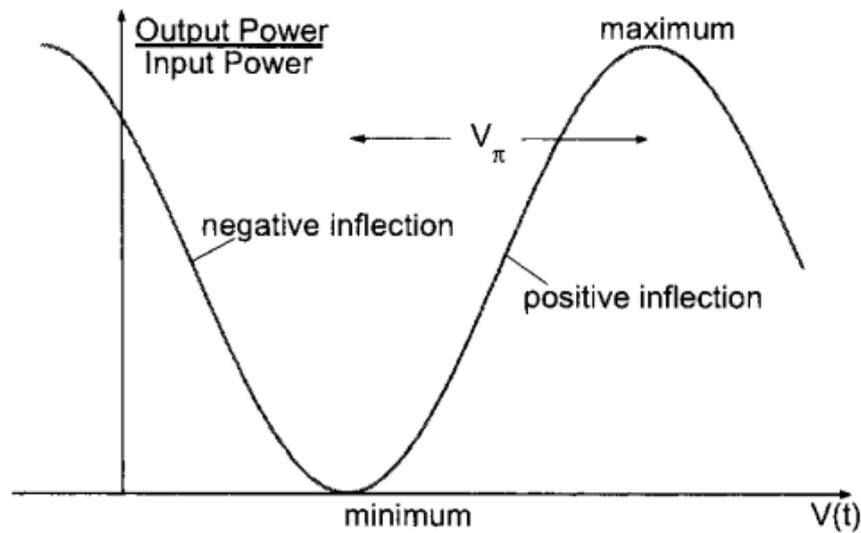


Figura 3.5: Característica da transmissão ótica do Modulador MZ [4]

Temos então uma característica linear. O sinal na equação acima depende se  $n$  é ímpar ou par, embora na maior parte das vezes o modulador seja polarizado com  $n$  par para que a saída não seja invertida.

### 3.3 Detecção e Desmodulação Ótica

Nesta secção é feita uma análise matemática aos equipamentos de deteção/desmodulação de sinais óticos modulados em intensidade e em fase, usada a deteção direta para sinais óticos modulados em intensidade e deteção interferométrica seguida de deteção balanceada para sinais modulados em fase.

#### 3.3.1 Deteção Direta

A técnica mais simples de recetores óticos consiste na utilização de deteção direta. Em sistemas de deteção direta, o recetor converte diretamente o sinal ótico para um sinal elétrico banda base através do uso de um foto-díodo [17]. Esta técnica será a usada para detetar sinais modulados através do MZM. Assim, o recetor toma decisões baseando-se na potência de sinal detetado.

Podemos exprimir a potência de um sinal modulado em intensidade da forma:

$$P(t) = P_t [1 + ms(t)] \quad (3.17)$$

em que  $P(t)$  é a potência ótica média transmitida.  $s(t)$  é a modulação analógica do sinal e  $m$  é o índice de modulação definido por:

$$m = \frac{\Delta I}{I_B} \quad (3.18)$$

sendo  $\Delta I$  a variação de corrente em torno do ponto de polarização. Para não haver distorção no sinal ótico, a modulação deve estar confinada à região linear. Se  $\Delta I > I_B$ , resultará no corte do sinal e por consequência distorções severas.

No recetor, a corrente ótica gerada pelo sinal ótico analógico é:

$$i_s(t) = R_d M P_r [1 + m_s(t)] = I_p M [1 + m_s(t)] \quad (3.19)$$

onde  $R_d$  é a responsividade do detetor,  $P_r$  é a potência ótica recebida,  $I_p = R_d P_r$  é a fotocorrente primária,  $M$  é o ganho do foto-detetor e  $s(t)$  corresponde ao sinal elétrico sinusoidal, então a média do quadrado da corrente de sinal no foto-detetor na saída é:

$$\langle i_s^2 \rangle = \frac{1}{2} (R_d M m P_r)^2 = \frac{1}{2} (M m I_p)^2 \quad (3.20)$$

### 3.3.2 Detecção Interferométrica seguida de Detecção Balanceada

Tradicionalmente, modulação em intensidade externa com deteção direta (*IMDD*) era o método preferido para sinais analógicos na fibra [7]. Contudo, a utilização de uma ligação analógica modulada em fase proporciona diversas vantagens: não há necessidade de polarizar o modulador de fase no transmissor, o que é bastante atraente para soluções com antenas remotas. Além disso, o SNR da ligação é melhorado por força da utilização de deteção interferométrica e balanceada. [18]

#### Detecção Interferométrica

A deteção interferométrica faz uso de um interferómetro MZ em que os dois caminhos possuem comprimentos diferentes. O sinal ótico é dividido à entrada, atravessando os dois caminhos. O sinal que atravessa o caminho superior é atrasado de um símbolo ( $T_s = 1/B$ ) [3]. Um esquema deste tipo é mostrado no esquema da figura:

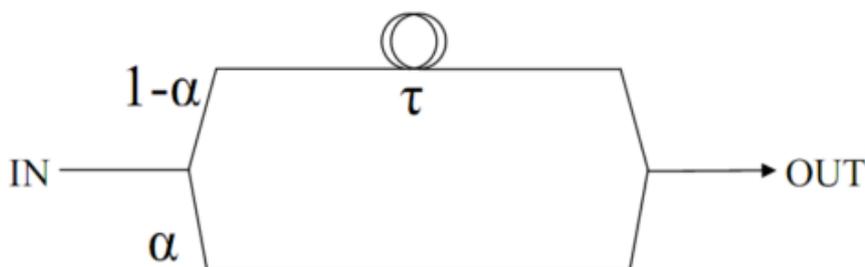


Figura 3.6: Interferómetro com atraso [5]

Em cada braço do interferómetro propaga-se um sinal ótico modulado em fase. Os dois caminhos são depois recombinados, e a modulação de fase é convertida para modulação em intensidade [3].

Em contraste com um modulador MZ que tipicamente apenas possui um porto de *output*, o interferómetro contém dois *couplers* de 3 dB, com duas saídas. Quando um campo ótico  $A(t)$  incide num dos portos de *input*, as potências nos portos de *output* são dadas por [3]:

$$P_{\pm}(t) = \frac{1}{4}|A(t) \pm A(t - T_s)|^2 \quad (3.21)$$

Esta deteção é denominada auto-coerente pois uma réplica atrasada do sinal ótico é usada em vez de um oscilador local requerido nas deteções coerentes. [3]

### Detecção Balanceada

No caso da deteção direta, existe a rejeição de metade da potência recebida. Na prática, a performance do recetor é melhorada consideravelmente ao usar dois foto-detetores para detetar as duas potências  $P_{\pm}(t)$ . As correntes resultantes são subtraídas [3]. Um esquema de deteção balanceada é mostrada na figura:

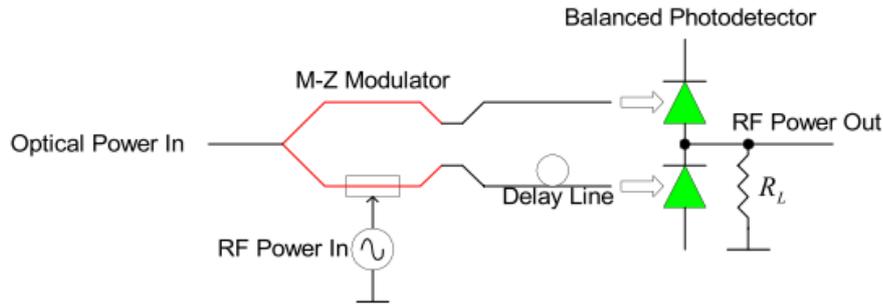


Figura 3.7: Deteção Balanceada

Para um sinal elétrico da forma  $v(t) = V_0 \sin(\omega t)$ , e com o campo elétrico do laser modulador  $E_{in}(t) = k\sqrt{2P_o}e^{j\omega t}$  a matriz de transferência à saída do segundo *coupler* do interferómetro será dada por [7]:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau(\tau) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} e^{i\phi(t)} \begin{bmatrix} E_{in}(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

onde  $E_1$  e  $E_2$  são os campos elétricos à saída do interferómetro e  $\phi(t) = (\phi_{rf}) \sin(\omega t)$  é o desvio de fase do campo elétrico do laser no modulador de fase causado pelo sinal RF,  $\phi_{rf} = \pi(V_o/V_\pi)$ . O operador  $\tau(\tau)$  tem a propriedade de  $\tau(\tau)E(t) = E(t - \tau)$ , em que  $\tau$  é o atraso diferencial no interferómetro MZ. Desenvolvendo a matriz:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\phi(t)} E_{in}(t) [\tau(\tau) - 1] \\ e^{j\phi(t)} E_{in}(t) [j\tau(\tau) + j] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\phi(t-\tau)} [E_{in}(t-\tau) - E_{in}] \\ e^{j\phi(t-\tau)} [jE_{in}(t-\tau) + jE_{in}] \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Fica então:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\phi(t-\tau)}(k\sqrt{2P_o}e^{j\omega_o(t-\tau)} - k\sqrt{2P_o}e^{j\omega_o(t)}) \\ e^{j\phi(t-\tau)}(jk\sqrt{2P_o}e^{j\omega_o(t-\tau)} + jk\sqrt{2P_o}e^{j\omega_o(t)}) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Finalmente a corrente ótica que atravessa cada foto-díodo pela equação:

$$I_{1,2}(t) = I_{dc} \mp I_{dc} \sin \Delta \phi \quad (3.25)$$

em que  $I_{dc} = (R_d P_o)/2$  e  $\Delta \phi = 2\phi(t - \tau) - 2\phi(t)$ , representa a diferença de fase entre dois símbolos vizinhos [3].

A corrente elétrica final, resultante da subtração de  $I_1$  e  $I_2$  será então:

$$I_{det}(t) = 2I_{dc} \sin \Delta \phi \quad (3.26)$$

Por exemplo no caso do *BPSK*,  $\Delta \phi = 0$  ou  $\pi$  dependendo dos bits transmitidos. Assim, podemos reconstruir a corrente original de bits a partir de variações temporais do sinal elétrico.

### Benefícios da Detecção Balanceada

A detecção interferométrica, juntamente com a detecção balanceada, oferece benefícios na razão sinal-ruído, por força da eliminação do ruído de *RIN* em comparação com detecção apenas com um foto-díodo. [19, 20]

Existem três fontes de ruído no recetor ótico numa ligação analógica ótica. Estes são: o ruído térmico, ruído de *shot*, e ruído de Intensidade (*RIN*) [6].

O ruído térmico é representado pela seguinte equação:

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kT_a \Delta f}{R} \quad (3.27)$$

sendo  $i_{th}^2$  a média da corrente de ruído térmico,  $T_a$  é a temperatura em *kelvins*,  $k$  é a constante de *Boltzmann* ( $1.38 \times 10^{-23} \text{ Joule/K}$ ), e  $\Delta f$  é a largura de banda do circuito. O ruído de *shot* pode ser representado por:

$$\overline{i_{sh}^2} = 2e(\langle I_D \rangle + I_d) \Delta f \quad (3.28)$$

onde,  $e$  é a carga do eletrão,  $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ Coulomb}$ ,  $\overline{I_D}$  é a foto-corrente média, e  $I_d$  é a corrente negra do foto-díodo. O *RIN* está relacionado com flutuações na intensidade do laser causadas por emissões espontâneas de luz. Os valores típicos de *RIN* andam na ordem dos -155dB/HZ [6]. O espectro da potência do *RIN* não é constante, logo não é do tipo ruído branco. O *RIN* pode ser assim expresso:

$$RIN = \frac{\langle (i_{RIND}/R_d)^2 \rangle}{\Delta f \langle (I_D/R_d)^2 \rangle} = \frac{\langle i_{RIND}^2 \rangle}{\Delta f \langle I_D^2 \rangle} \quad (3.29)$$

Da equação anterior, obtém-se a média da corrente quadrada do ruído de *RIN* do recetor como:

$$\langle i_{RIND}^2 \rangle = RIN \times \langle I_D^2 \rangle \Delta f \quad (3.30)$$

Observa-se que o ruído de *RIN*  $\langle i_{RIND}^2 \rangle$  é proporcional a  $\langle I_D^2 \rangle$  enquanto que o ruído de *shot* é linearmente proporcional a  $I_D$ .

Assim, o ruído de *RIN* é então dominante, no momento em que a potência do laser está a aumentar.

Na figura 3.8 podemos ver a influência que cada tipo de ruído tem no ruído total no recetor, assumindo um *RIN* de um laser DFB em -155dB/Hz.

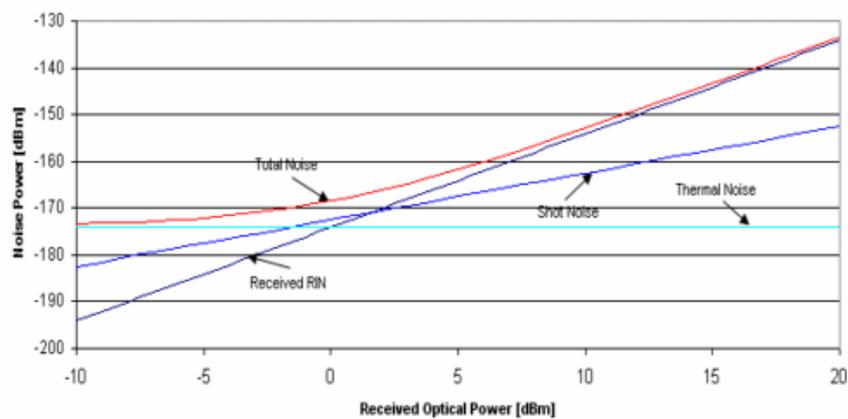


Figura 3.8: Potência ótica calculada vs. potência ótica recebida do foto-díodo, assumindo um valor de *RIN*= -155dB/Hz. [6]

Pela análise da figura 3.8, podemos notar que o ruído *RIN* recebido para um simples foto-detector será dominante, quando a potência ótica recebida é maior que 2 dBm, havendo assim uma redução do *SNR* da ligação.

O detector balanceado irá remover o ruído de *RIN* numa ligação analógica, mesmo quando as potências de entrada de cada foto-díodo são diferentes como está mostrado na figura 3.9. Contudo para um máximo cancelamento de ruído de *RIN*, é aconselhado que a diferença entre os dois foto-díodos não exceda os 5%.

Assumindo, então que todas as fontes de ruído não estão correlacionadas, o *SNR* da ligação no foto-detector pode ser expresso:

$$SNR_s = \frac{i_D^2 \cdot \eta^2}{(\langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle + i_{RIN}^2) \cdot \Delta f} \quad (3.31)$$

em que,  $\eta$  consiste no ganho de inserção ou ganho de ligação. No caso da deteção balanceada o ruído *RIN* é cancelado enquanto que o ruído de *shot* e ruído térmico permanecem a ser importantes na potência total de ruído. A relação sinal de ruído no detector balanceado será então:

$$SNR_B = \frac{(i_D^2) \cdot \eta^2}{(\langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle) \cdot \Delta f} \quad (3.32)$$

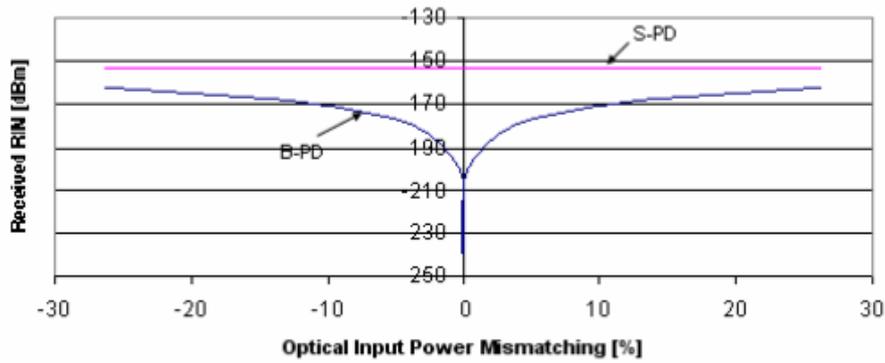


Figura 3.9: Efeito da diferença de potência entre os dois foto-díodos no cancelamento do ruído de RIN, assumindo o foto-detetor com  $0.75A/W$ , RIN do DFB laser  $-155dB/Hz$ , e potência ótica de entrada de  $10dBm$ . [6]

A melhoria no SNR num detetor balanceado é explicada pela equação:

$$\frac{SNR_B}{SNR_S} = \frac{(\langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle + \langle i_{RIN}^2 \rangle)}{(\langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle)} = \frac{4kT_a/R + 2.e.(I_d + \langle I_D \rangle) + RIN \cdot \langle I_D^2 \rangle}{4kT_a/R + 2.e.(I_d + \langle I_D \rangle)} \quad (3.33)$$

A figura 3.10 mostra o melhoramento do  $SNR$  na detecção balanceada numa ligação analógica para diferentes níveis de  $RIN$

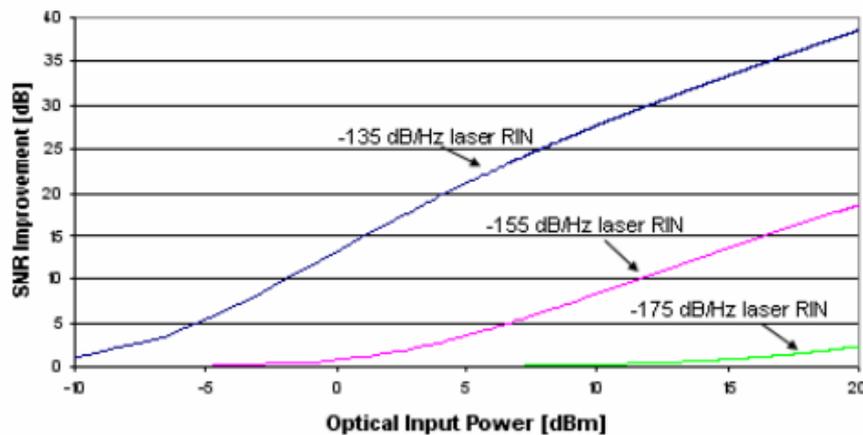


Figura 3.10: Melhoria no SNR de um detetor balanceado para diferentes potências óticas e diferentes valores de RIN de laser. [6]

Pode-se ver na figura 3.10 que quanto maior o valor de  $RIN$  num laser, maior é o melhoramento do  $SNR$  com o aumento da potência injetada.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi feita uma análise à modulação de intensidade externa com *mach-zehnder*, e da modulação em fase. Foi visto o funcionamento do simples modulador de fase, com modulação em intensidade da potência ótica do laser pelo sinal RF. Depois foi abordado o modulador *mach-zehnder*, formado por dois moduladores de fase e tecidas considerações sobre a sua característica que irá ser linear para pequenos sinais.

Além disso, também foram abordadas as técnicas de detecção direta e balanceada. Na detecção direta foi descrita a corrente elétrica recebida. Quanto à detecção balanceada, procedeu-se à formulação das expressões de potência recebida em cada um dos dois detetores depois da passagem pelo interferómetro. Seguidamente foi formulada a expressão da corrente elétrica detetada. Por fim, discutiu-se a vantagem da eliminação do ruído de RIN na melhoria do SNR nos sistemas com detecção balanceada.

No próximo capítulo, serão discutidas as configurações IM-DD e PM-BD, derivando-se as expressões para o ganho de pequenos sinais e figura de ruído.



## Capítulo 4

# Configurações Rádio-sobre-Fibra: IM-DD e PM-BD

### 4.1 Introdução

Neste capítulo 5, irá ser feito um encadeamento das tecnologias de modulação e detecção óticas já mencionadas em duas configurações de ROF que vão ser alvo de simulações e discussão de resultados: as configurações IM-DD e PM-BD.

### 4.2 Modulação em Intensidade e Detecção Direta (IM-DD)

A configuração IM-DD é mostrada na figura 4.1 e compreende um laser, um modulador em quadratura *Mach-Zehnder* em modo *push-pull* e um foto-díodo p-i-n. Neste caso consideramos apenas apenas uma saída para o modulador MZ numa ligação ponto-a-ponto

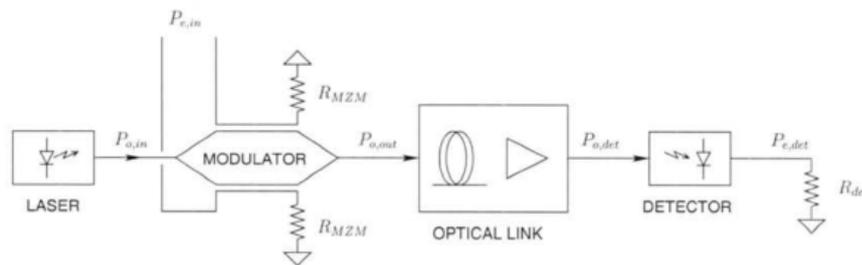


Figura 4.1: Modulação em intensidade (*Mach-Zehnder* com detecção direta [4])

O campo elétrico à saída do laser é  $E_{in}(t) = k\sqrt{2P_0}e^{j\omega_0 t}$ , onde  $P_0$  é a potência ótica com frequência angular  $\omega_0$ . O sinal RF tem uma tensão  $v(t) = V_{dc} + V_o \sin(\omega t)$  em que  $V_{dc}$  é a corrente de *bias*, e  $V_o$ , a amplitude da tensão do sinal de RF, com uma frequência  $f_{rf} = \omega/2\pi$ . Como já visto no capítulo 4 relativo ao modulador *Mach-Zehnder*, na configuração *push-pull*, a tensão RF

produzirá um desvio de fase de  $\phi_1 = (\phi_{rf}) \sin(\omega t)$  num caminho e  $-\phi_1$  no outro braço, sendo que  $\phi_{rf} = \pi(V_{rf}/V_\pi)$ .

Um aspeto fundamental para avaliar o desempenho do sinal tendo em conta, a presença de espúrios, consiste no índice de modulação do sinal aplicado, que é definido como a amplitude de tensão de pico do sinal aplicado ao modulador sobre a tensão de referência:

$$m = \frac{\max(v(t))}{V_\pi} \quad (4.1)$$

Se tivermos em conta apenas o sinal sinusoidal variante no tempo de input  $v(t) = V_o \sin(\omega t)$ , a potência ótica à saída do modulador da equação (3.16) é:

$$P_{o,out}(t) = \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm \sin(2 \frac{V_0}{V_\pi} \pi \sin(\omega t))] = \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm \sin(2m\pi \sin(\omega t))] \quad (4.2)$$

Ao transmitir um sinal através de uma característica não linear, diversos harmónicos serão criados. Estes harmónicos são criados pelo segundo termo na equação (4.2), sendo que esta é linear se o argumento da senoide for pequeno. Esta função é assim definida:

$$x(t) = \sin(2m\pi \sin(\omega t)) \quad (4.3)$$

A não linearidade será melhor descrita usando uma série de *Fourier* na forma complexa:

$$x(t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1} \sin((2k-1)\omega t) \quad (4.4)$$

$J_{2k-1}$  é a função de *bessel* de primeiro grau. A potência ótica de saída será então:

$$P_{o,out} = \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(2m\pi) \sin((2k-1)\omega t)] \quad (4.5)$$

A partir destas fórmulas, pode-se apurar a amplitude de cada espúrio harmónico em função do índice de modulação aplicado. A figura 4.2 indica o rácio entre o harmónico e o nível DC em função do índice de modulação.

Pode-se notar em 4.2 que ao aumentar o índice de modulação, irão surgir o aparecimento de harmónicos.

Baseando-nos no esquema da figura 4.1, é possível definir o ganho para pequenos sinais da solução *IMDD*, usando o modulador *mach-zehnder* e deteção direta com apenas um foto-díodo. Assim o ganho será definido como o rácio entre a potência elétrica á saída do detetor e a potência elétrica á entrada do modulador:

$$G = \frac{P_{e,det}}{P_{e,in}} \quad (4.6)$$

A diferença de fase entre os dois braços do modulador:

$$\Delta\phi(t) = \frac{v(t)}{V_\pi} \pi \quad (4.7)$$

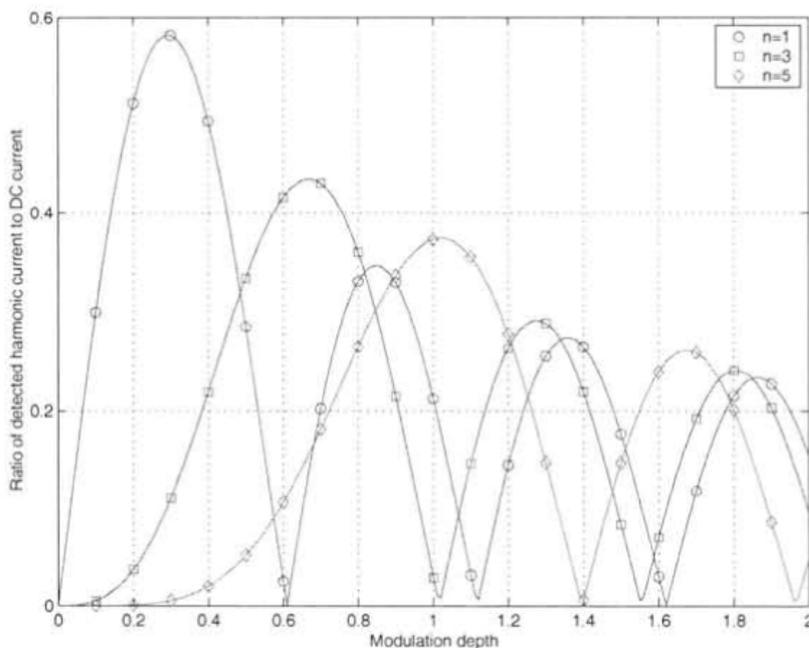


Figura 4.2: Geração de harmônicos num sistema rádio-sobre-fibra [4]

A potência elétrica de entrada no modulador será:

$$P_{e,in} = \frac{\langle v^2(t) \rangle}{Z_{in}} \quad (4.8)$$

sendo  $\langle v^2(t) \rangle$  a média da tensão quadrada de pico e  $Z_{in}$  a resistência de terminação no modulador. Depois do sinal ótico se ter propagado na fibra, a potência ótica no detetor é dada por:

$$P_{o,det} = G_o P_{o,out} \quad (4.9)$$

onde,  $G_o$  é o ganho entre a saída do modulador e a entrada do detetor, normalmente menor que a unidade. Então usando a equação (4.9) e equação (4.2), a potência ótica no detetor pode ser encontrada:

$$P_{o,det} = G_o \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm 2\Delta\phi(t)] = G_o \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm 2\frac{v(t)}{V_\pi}\pi] \quad (4.10)$$

O foto-detetor é proporcional à potência de uma onda ótica incidente. A maioria dos foto-díodos usados em comunicações óticas são foto-díodos de polarização inversa, o que significa que variações na luz incidente, levarão a uma correspondente modulação da corrente. A corrente  $I_{det(t)}$  que o detetor recebe será então o produto:

$$I_{det}(t) = R_d P_{o,det} = R_d G_o \frac{P_{o,in}}{2} [1 \pm 2\frac{v(t)}{V_\pi}\pi] = I_{det,dc} + i_{det}(t) \quad (4.11)$$

A corrente de *output* consiste num termo DC,  $I_{det,dc}$ , e um termo variante no tempo,  $i_{det(t)}$ . Assim a potência ótica AC detetada no detetador será:

$$P_{e,det} = \langle i_{det}^2(t) \rangle Z_{out} = \frac{R_d^2 G_o^2 P_{o,in}^2 \pi^2 Z_{out}}{V_\pi^2} \langle v^2(t) \rangle \quad (4.12)$$

Por fim temos o ganho da ligação para pequenos sinais:

$$G = \frac{P_{e,det}}{P_{e,in}} = \frac{R_d^2 G_o^2 P_{o,in}^2 \pi^2 Z_{out} Z_{in}}{V_\pi^2} \quad (4.13)$$

Na figura 4.3 é possível observar o ganho para pequenos sinais a variar com o foto-corrente recebida para diferentes valores de  $V_\pi$ :

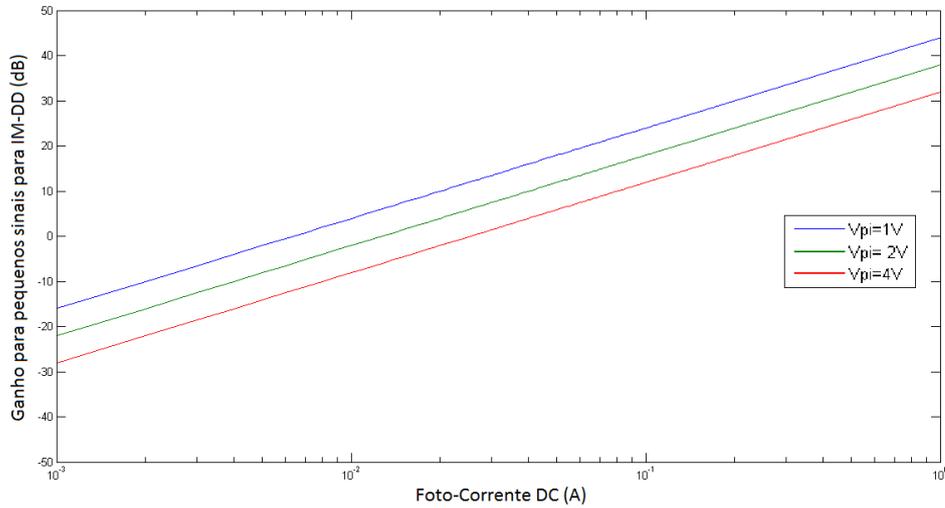


Figura 4.3: Ganho da configuração IMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de  $V_\pi$

É possível verificar na figura 4.3, como esperado, que o ganho da ligação aumenta com o aumento da foto-corrente recebida e com a diminuição de  $V_\pi$ .

A partir da equação (4.13), é possível retirar a expressão da figura de ruído, que é definida como:

$$NF_{rf} \equiv \frac{N_{out}}{Gk_B T} \quad (4.14)$$

onde  $k_B$  é a constante de *boltzman* e o  $T$  é a temperatura e  $N_{out}$ , constitui a densidade espectral de ruído de potência total na saída do sistema. Continuando temos:

$$NF_{rf} \equiv \frac{N_{out} V_\pi^2}{R_d^2 G_o^2 P_{o,in}^2 \pi^2 Z_{out} Z_{in} k_B T} \quad (4.15)$$

Na figura 4.4 é possível observar a figura de ruído para a solução IMDD a variar com a foto-corrente, para diferentes valores de  $V_\pi$ :

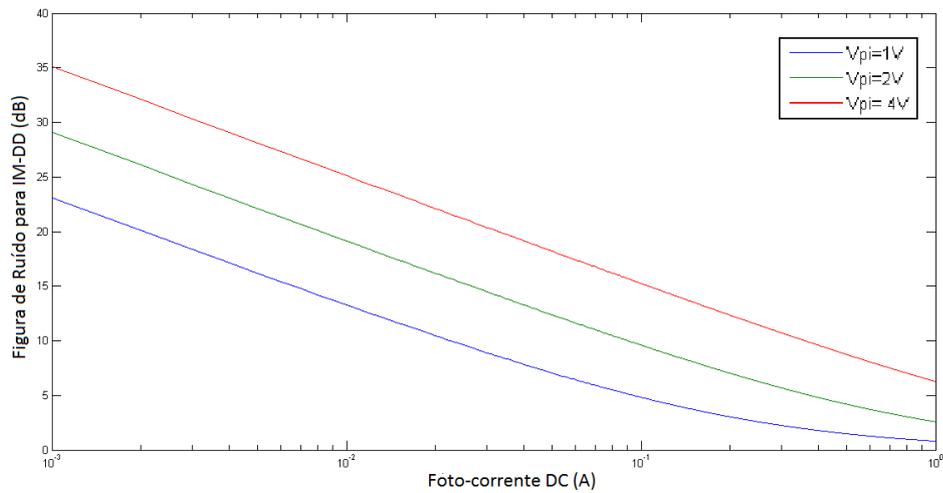


Figura 4.4: Figura de ruído da configuração IMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de  $V_{\pi}$

Podemos ver na figura 4.4 que a figura de ruído diminui com o aumento da foto-corrente DC e com a diminuição de  $V_{\pi}$ .

### 4.3 Modulação em Fase com Detecção Interferométrica e Detecção Balanceada (PM-BD)

A arquitetura de modulação com detecção interferométrica é mostrada na figura 4.5:

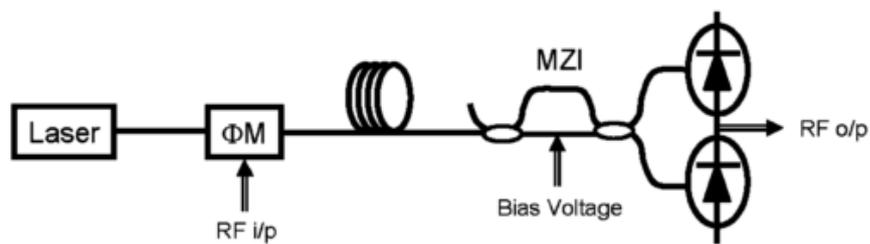


Figura 4.5: Sistema com modulação em fase, interferômetro e detecção balanceada [7]

A implementação aqui construída consiste num laser, modulador, um interferômetro e dois detetores balanceados.

Desenvolvendo o  $\sin\Delta\phi$  da equação (3.26), é possível escrever a potência elétrica detetada como [7]:

$$P_{e,det} \approx 32I_{dc}^2 J_0^2(\phi_{rf}) J_1^2(\phi_{rf}) \sin^2\left(\frac{w\tau}{2}\right) Z_{out} \quad (4.16)$$

O ganho para pequenos sinais será então [7]:

$$G = 16 \left( \frac{I_{dc}}{V_\pi} \right)^2 \pi^2 Z_{in} Z_{out} \sin^2 \left( \frac{\omega\tau}{2} \right) \quad (4.17)$$

Na figura 4.6, está caracterizada a relação entre o ganho para pequenos sinais a foto-corrente detetada para diferentes valores de  $V_\pi$ :

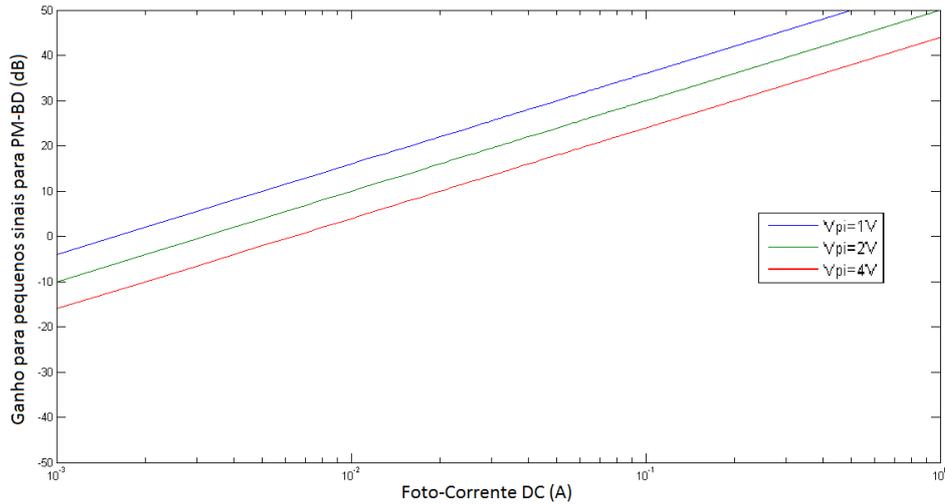


Figura 4.6: Ganho da configuração PMBD em função da corrente foto-detetada para diferentes valores de  $V_\pi$

É possível verificar na figura 4.6, como esperado, que o ganho da ligação aumenta com o aumento da foto-corrente recebida e com a diminuição de  $V_\pi$ .

A partir da equação (4.14), é possível retirar a expressão da figura de ruído, que é definida como:

$$NF_{rf} \equiv \frac{N_{out} V_\pi^2}{16 R_d^2 G_o'^2 P_{o,in}^2 \pi^2 Z_{out} Z_{in} \sin^2 \left( \frac{\omega\tau}{2} \right) k_B T} \quad (4.18)$$

em que  $G_o'$  será o ganho entre a saída do modulador e o detetor balanceado, sempre menor que 1, diferente de  $G_o$  por conter também as perdas do interferómetro.

Na figura 4.7 é possível observar a figura de ruído para a solução PM-BD a variar com a foto-corrente, para diferentes valores de  $V_\pi$ :

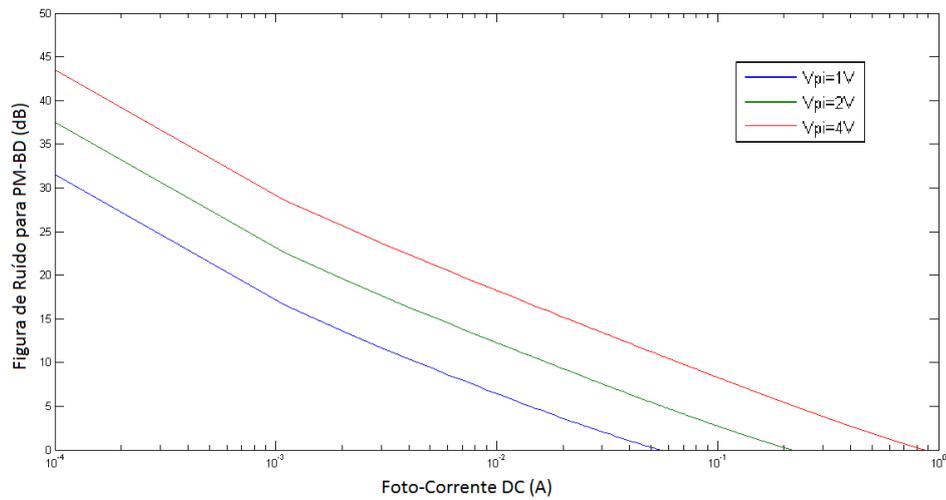


Figura 4.7: Figura de ruído da configuração PMDD em função da foto-corrente para diferentes valores de  $V_{\pi}$  (1,2 e 4 V)

Podemos ver na figura 4.7 que a figura de ruído diminui com o aumento da foto-corrente DC e com a diminuição de  $V_{\pi}$ .

Na figura 4.8 está exemplificada a relação entre o ganho RF normalizado para pequenos sinais e a frequência da portadora RF usada para três valores de atraso no interferômetro (usado para criar um atraso num dos caminhos antes destes serem combinados e detetados pelo detetador balanceado) calculada usando a equação (4.17).

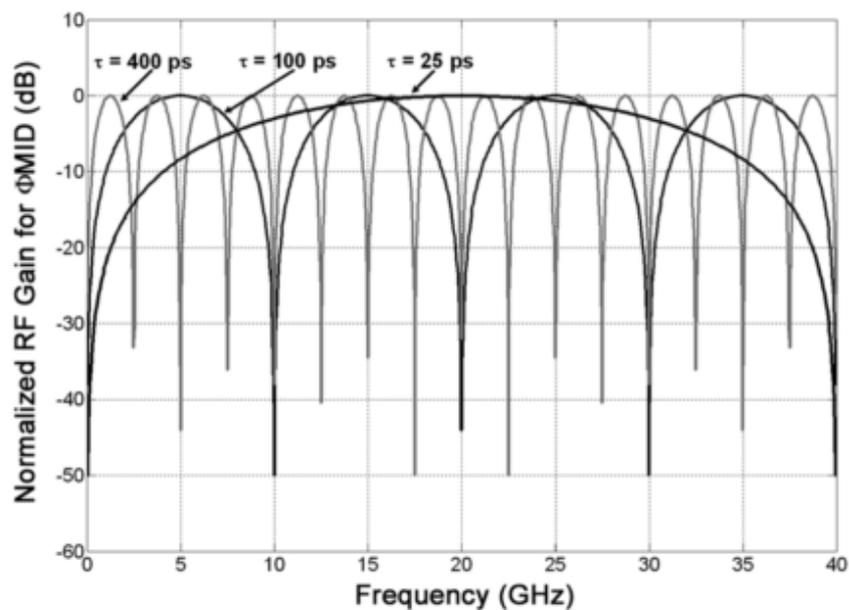


Figura 4.8: Característica do ganho normalizado para modulação em fase com detecção interferométrica para três valores diferentes de  $\tau$  [7]

Na figura 4.8, verifica-se que para 25ps de atraso no interferómetro é possível enviar um conjunto elevado de frequências rádio. Já para valores superiores de atraso, irão ocorrer nulos periódicos em virtude da expressão em  $\sin^2$  no ganho RF, não se podendo realizar comunicações para determinadas frequências RF.

#### **4.4 Conclusão**

Neste capítulo foi então feita uma análise matemática às configurações IM-DD e PM-BD. Foram deduzidas as fórmulas para o ganho de pequenos sinais e figuras de ruído de cada uma delas, sendo mostrado o seu comportamento em função de grandezas como a frequência de transmissão e o atraso no interferómetro. No capítulo seguinte, irá ser descrita a simulação destas configurações numa ligação ponto a ponto, confirmando-se as formulações deste capítulo.

## Capítulo 5

# Simulação ponto-a-ponto: IM-DD e PM-BD

### 5.1 Introdução

Neste capítulo irão ser mostradas e discutidas as simulações realizadas com o objetivo de comparar duas configurações distintas, nomeadamente a configuração IM-DD e PM-BD, em termos de EVM e distorção do espectro, para diferentes valores de potência de entrada. Além disso, irá ser feita também uma análise do efeito da dispersão/comprimento da fibra nas duas configurações, e uma análise da evolução da configuração PM-BD com o valor do atraso do interferómetro.

### 5.2 Simulação ponto-a-ponto

Para simulação, foi usado o programa *VPIphotonics*. Nestas primeiras simulações não foram analisados efeitos de dispersão, atenuação e não lineares com a fibra desativa, além de que o ruído térmico no foto-díodo foi desligado.

As características do **sinal RF** estão descritas na tabela 5.1, e as características do *laser* e foto-díodo estão descritas na tabela 5.2 e 5.3.

Tabela 5.1: Características do sinal RF usado

Modulação	16-QAM
Taxa de dados	200 Mbps
Largura de Banda	60 MHz
Frequência central	5.9 GHz

Tabela 5.2: Características do laser usado

Tipo	DFB
Potência média	1mW
Frequência de Emissão	192.3 THz (1552-64 nm)
<i>Linewidth</i>	10MHz
RIN	-155 dB/Hz

Tabela 5.3: Características do foto-díodo usado

Tipo	PIN
Responsividade	1 A/W
Corrente de Escuro	0 A

A seguir é mostrado na figura 5.1 o esquema de IMDD com modulador de *Mach-Zehnder*. Tal como a figura 5.1 mostra foi usado um gerador de sinal RF QAM, um amplificador elétrico ideal para manipular a potência de entrada, um modulador *mach zehnder* na configuração *push-pull* e com polarização indicada para trabalhar na região linear da sua característica (igual a  $\frac{V_{\pi}}{2}$ ). Além disso temos um foto-díodo PIN sem ruído térmico e de *shot*. Por fim, é usado um detetor QAM, que fornece à saída informações acerca do EVM da ligação.

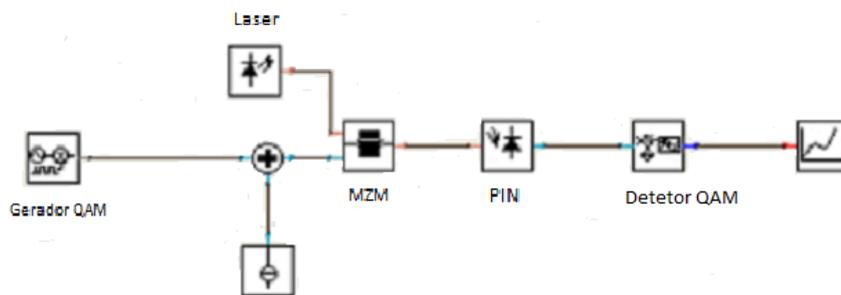


Figura 5.1: Esquema VPI da ligação Downlink IMDD

A seguir, na figura 5.2 é mostrado o esquema da ligação ponto-a-ponto PMBD. Aqui, o mesmo sinal RF é aplicado com a diferença de possuímos um modulador PM e a presença de um interferómetro com 25 ps de atraso e fatores de acoplamento nos dois *couplers* de 0.5. Por fim temos novamente um detetor QAM.

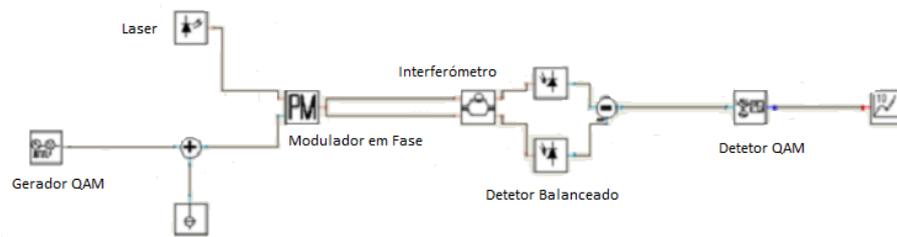


Figura 5.2: Esquema VPI com modulação em fase, interferômetro e detecção balanceada

Fizeram-se então diversas simulações comparando o EVM (*Error Vector Magnitude*) para diversos níveis de potência nas duas simulações.

### ***Error Vector Magnitude***

EVM é uma figura de mérito comum para aferir a qualidade de um sinal modulado digitalmente [21]. O EVM expressa a diferença entre o valor de tensão esperado do símbolo desmodulado, e o valor realmente recebido. Esta medida diz-nos o quão afastada está a constelação recebida dos pontos ideais (ou transmitidos). Tem como vantagem sobre o BER, o fato de não necessitar a desmodulação do sinal digital que modula a portadora nem de ter conhecimento dos bits enviados.

Um sinal enviado por um transmissor ideal terá todos os pontos da constelação precisamente nas posições ideais, contudo imperfeições de vária ordem poderão ocorrer, tais como: perda de portadoras elétricas, ruído de fase, dispersão na fibra, que irão causar desvios nos pontos de constelação recebidos em relação às posições ideais.

Um vetor de erro é um vetor no plano I-Q entre o ponto de constelação ideal e o ponto recebido pelo recetor, sendo então a diferença entre os símbolos recebidos e os símbolos ideais. A potência média do vetor de erro, normalizada para a potência de sinal, constitui o EVM.

A magnitude para o vetor de erro é igual à relação da potência do vetor de erro sobre potência de RMS de referência. Em dB é assim definida:

$$EVM(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{error}}{P_{reference}} \right) \quad (5.1)$$

em que  $P_{error}$  é a potência de RMS do vetor de erro.  $P_{reference}$  é a potência do ponto de maior potência da constelação do sinal correspondente.

Em percentagem o EVM fica:

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{P_{error}}{P_{reference}}} \times 100 \quad (5.2)$$

Apresenta-se então um gráfico comparativo de EVM entre as duas configurações (IMDD E PMBD) testadas na ligação ponto-a-ponto na figura 5.3, para valores de potência de sinal RF de entrada entre os -30 e 16 dBm.

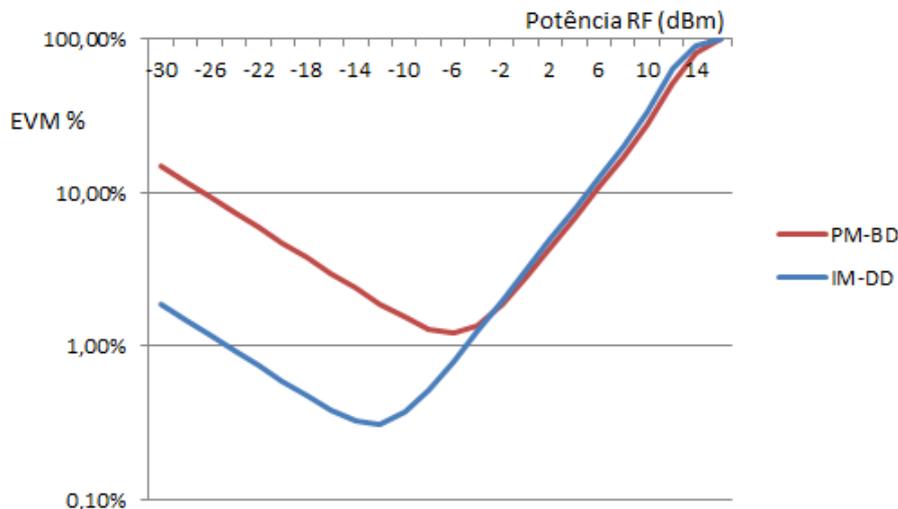


Figura 5.3: Relação entre EVM nas duas configurações vs Potência de sinal de entrada RF

Como se pode ver pelo gráfico da figura 5.3, o sinal apresenta um EVM menor na IM-DD, para sinais com potência até -2 dBm, por força da característica linear do modulador *Mach-Zehnder* para pequenos sinais. Verificamos ainda que para sinais acima dos -2 dBm, o EVM é ligeiramente superior na PM-BD, o que pode resultar da redução do RIN do laser na deteção balanceada.

De seguida, irão ser analisados os espectros elétricos (depois do sinal ser detetado pelo fotodetector) de ambas as configurações para diversos níveis de potência do sinal RF de entrada.

Em primeiro lugar, foi definida um conjunto de valores de potência para os quais foram observados os espectros do sinal de cada configuração. Isso permitirá fazer uma comparação coerente entre as duas configurações. Começou-se o conjunto de valores, pelo valor mínimo de EVM entre as duas configurações, que corresponde ao nível de -12 dBm com EVM igual a 0,31 % em IM-DD, e acabou-se no valor de EVM igual a 100 % que corresponde a 16 dBm para ambas as configurações. Entre estes valores máximos e mínimos, escolheram-se depois valores espaçados em regiões de interesse no gráfico (em que há maior variação do EVM). O conjunto de valores escolhido foi então: -12, -6, -2, 2, 6, 10 e 16 dBm.

Para **IM-DD** temos então a evolução do espectro da componente fundamental com o nível de potência nos gráficos 5.4, 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.9, 5.10.

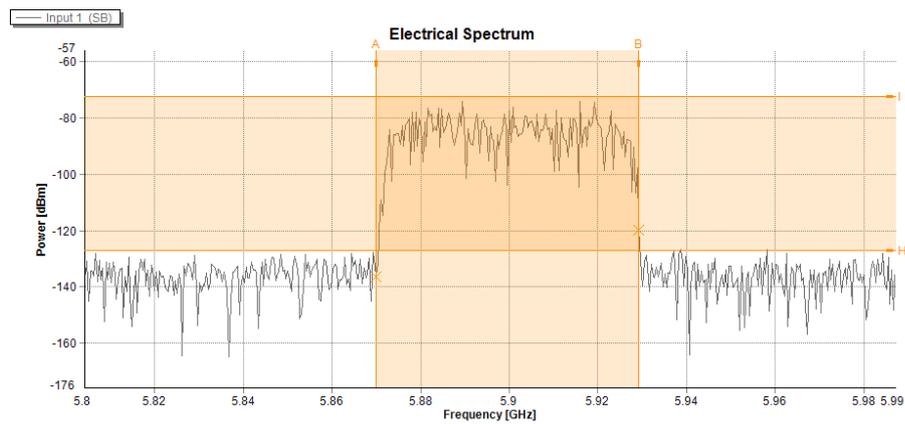


Figura 5.4: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -12 dBm, Nível de potência recebida: -72 dBm, Nível de ruído: -127 dBm, SNR: 55 dB EVM: 0,31 %

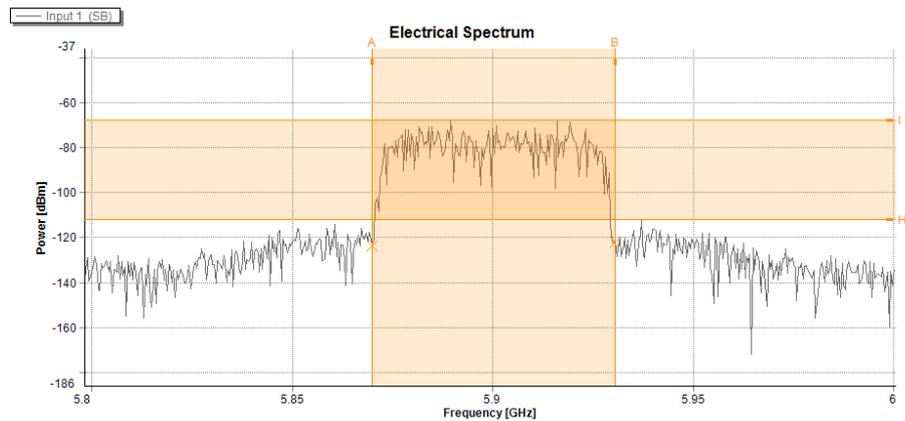


Figura 5.5: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -6 dBm, Nível de potência recebida: -67 dBm, Nível de ruído: -112 dBm, SNR: 45 dB EVM: 0,80 %

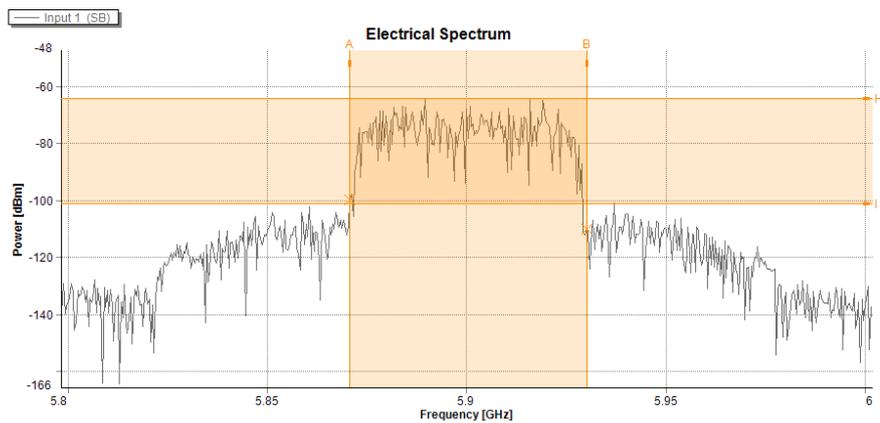


Figura 5.6: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -2 dBm, Nível de potência recebida: -64 dBm , Nível de ruído: -101 dBm, SNR: 37 dB EVM: 1,98 %

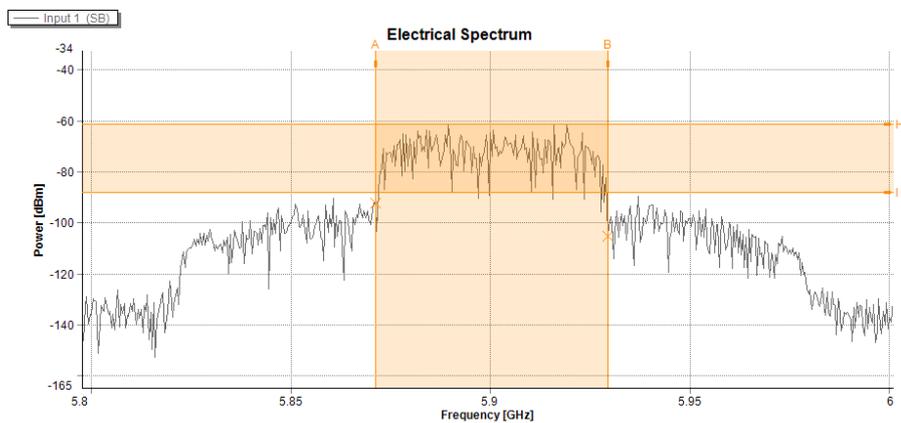


Figura 5.7: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 2 dBm, Nível de potência recebida: -61 dBm , Nível de ruído: -88 dBm, SNR: 27 dB EVM: 4,94 %

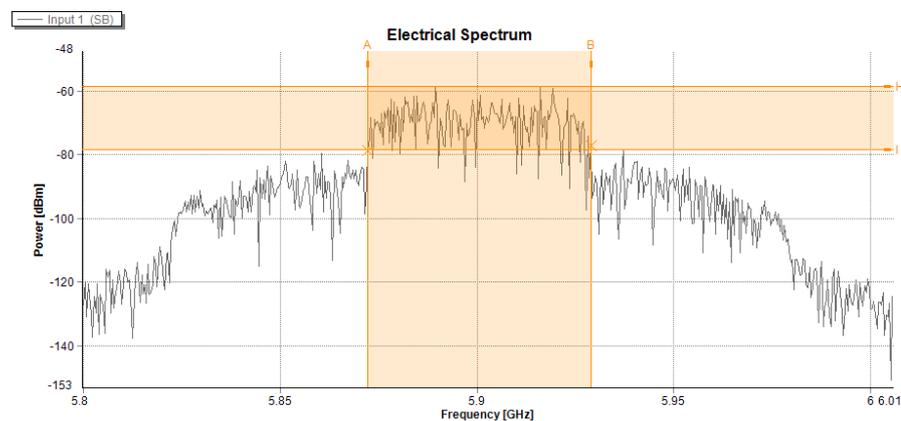


Figura 5.8: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 6 dBm, Nível de potência recebida: -58 dBm , Nível de ruído: -78 dBm, SNR: 20 dB EVM: 12,38 %

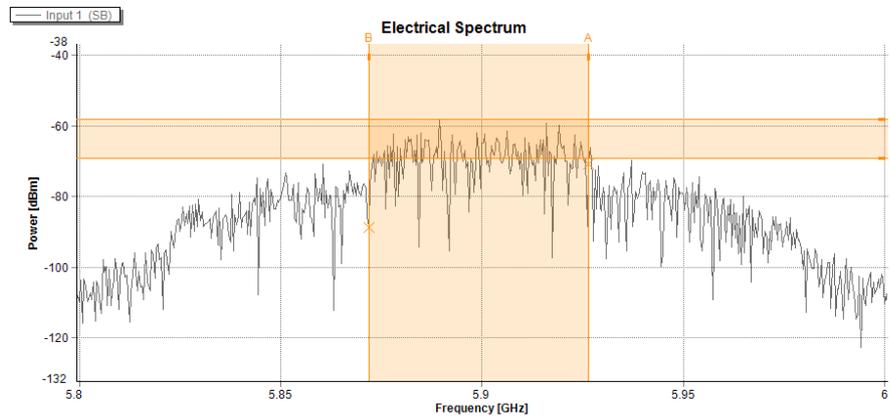


Figura 5.9: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 10 dBm, Nível de potência recebida: -58 dBm, Nível de ruído: -69 dBm, SNR: 11 dB, EVM: 33,11 %

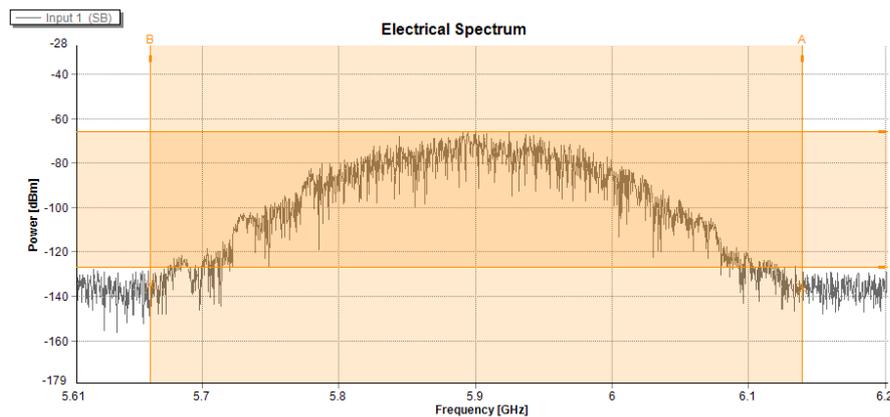


Figura 5.10: IM-DD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 16 dBm, Nível de potência recebida: -65 dBm, Nível de ruído: Indistinguível, SNR: - EVM: 100 %

É possível observar uma cada vez maior subida do nível de distorção, sendo que a partir de certo ponto deixa de ser possível identificar o sinal original de 60 MHz, ficando o seu espectro demasiado alargado por força da distorção não linear decorrente da característica da modulação em questão, como já foi detalhado. Notamos ainda que o sinal, além de sofrer um alargamento.

Para **PM-BD**, o estudo feito foi semelhante e está patente nos espectros das imagens 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15, 5.16, 5.17.

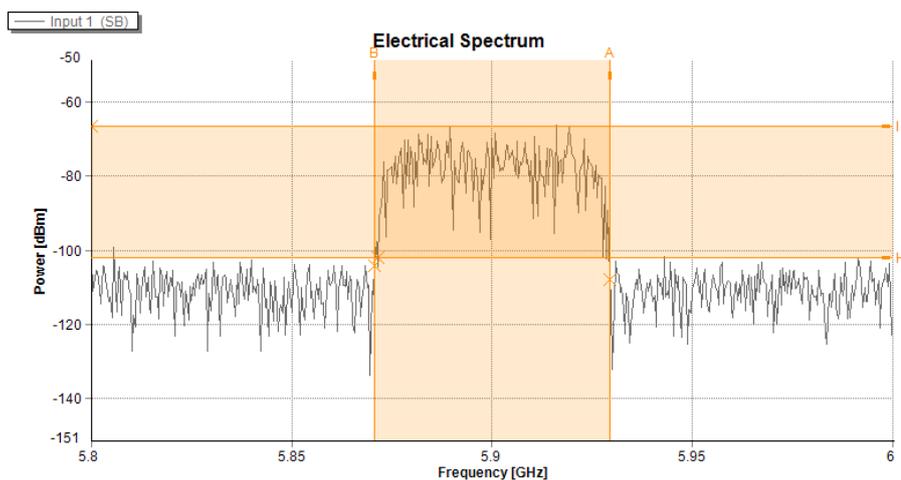


Figura 5.11: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 Ghz. Nível de potência RF: -12 dBm, Nível de potência recebida: -66 dBm, Nível de ruído: -100 dBm, SNR: 39 dB, EVM: 1,90 %

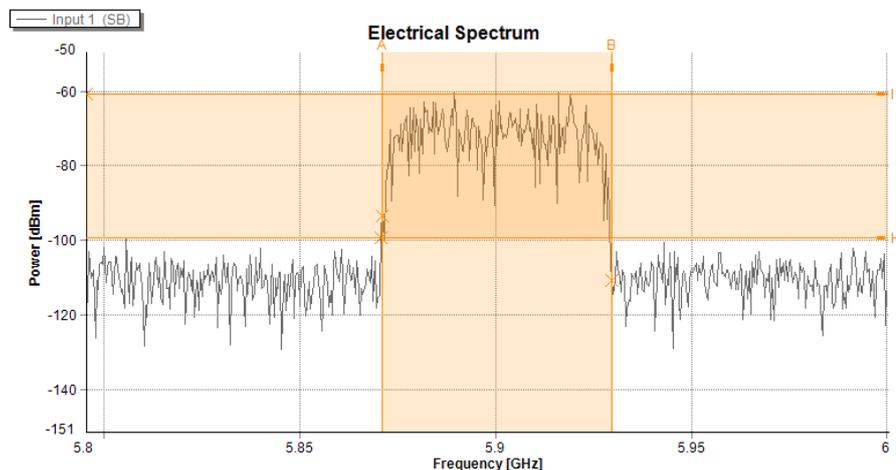


Figura 5.12: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 Ghz. Nível de potência RF: -6 dBm, Nível de potência recebida: -60 dBm , Nível de ruído: -99, SNR: 40 dB; EVM: 1,21 %

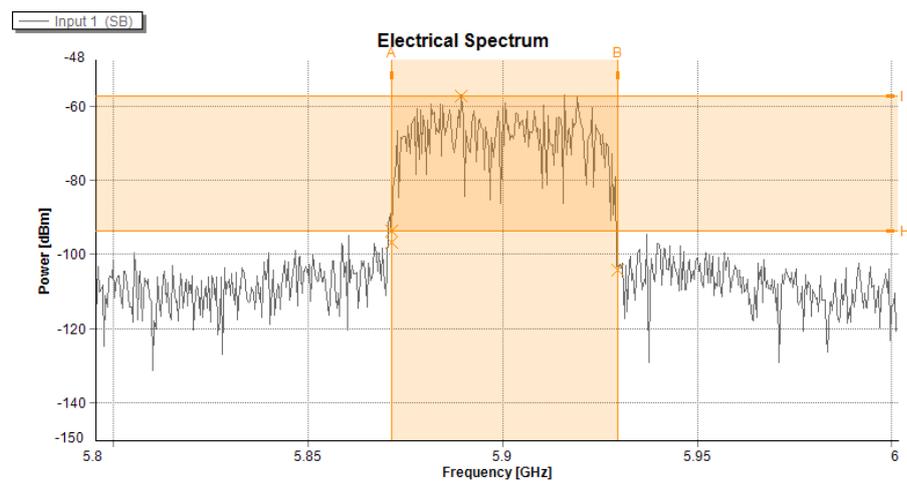


Figura 5.13: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: -2 dBm, Nível de potência recebida: -57 dBm, Nível de ruído: -93, SNR: 36 dB EVM: 1,86 %

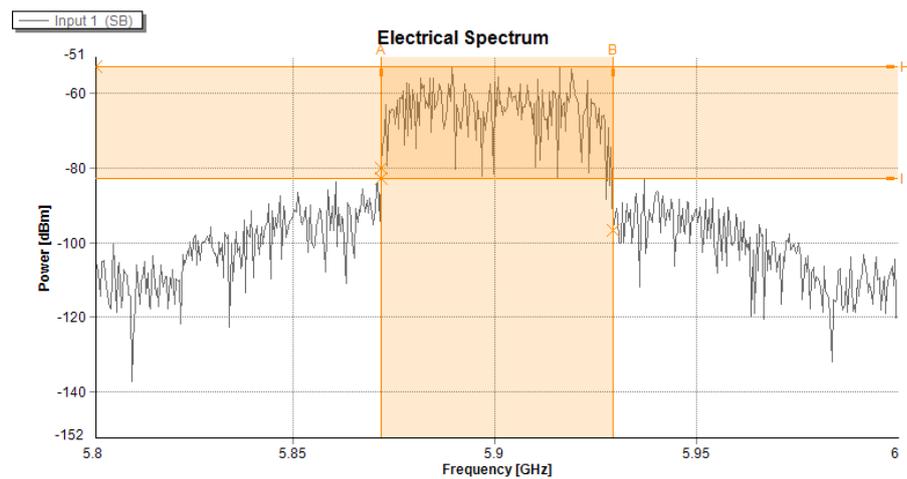


Figura 5.14: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 2 dBm, Nível de potência recebida: -52 dBm, Nível de ruído: -82 dBm, SNR: 30 dB EVM: 4,33 %

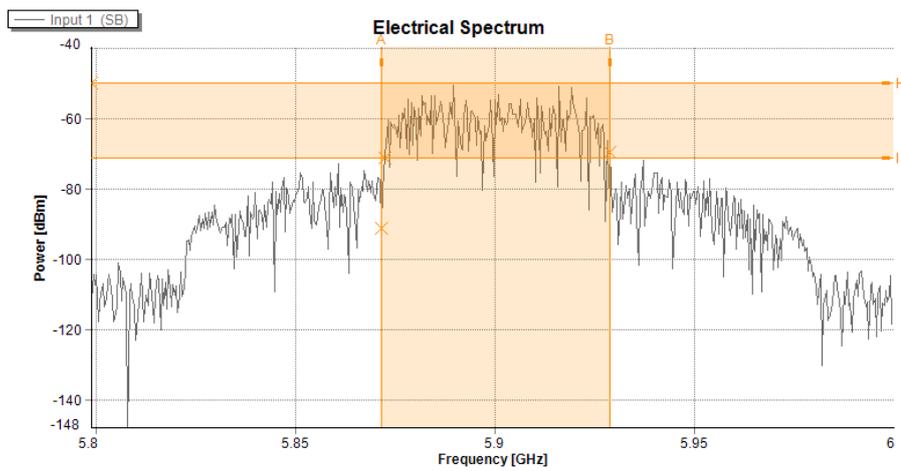


Figura 5.15: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 6 dBm, Nível de potência recebida: -49 dBm, Nível de ruído: -71 dBm, SNR: 22 dB EVM: 10,75 %

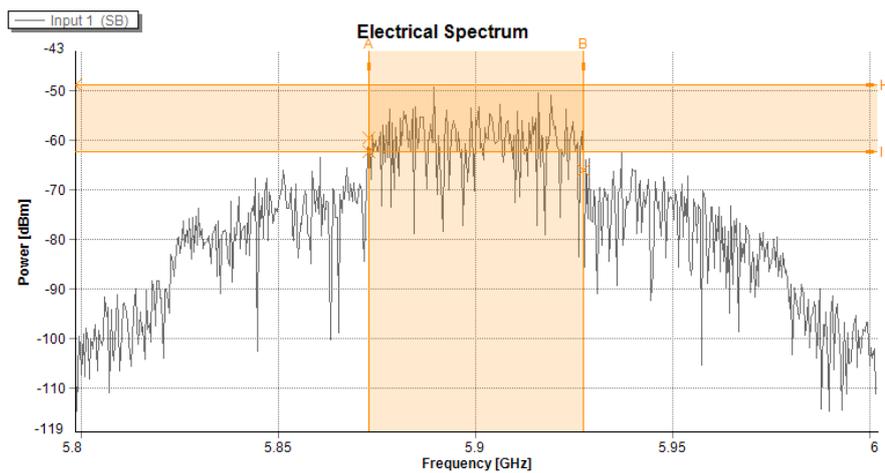


Figura 5.16: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 10 dBm, Nível de potência recebida: -48 dBm, Nível de ruído: -61 dBm, SNR: EVM: 28 %

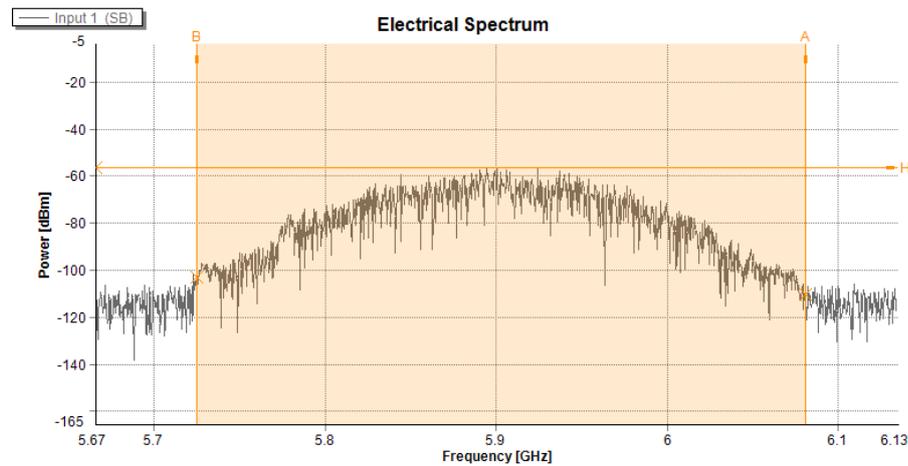


Figura 5.17: PM-BD: Espectro aproximado da componente fundamental com frequência central a 5.9 GHz. Nível de potência RF: 16 dBm, Nível de potência recebida: -56 dBm, Nível de ruído: Indistinguível, SNR: - EVM: 100 %

À semelhança da configuração IM-DD, é possível observar uma cada vez maior subida do nível de distorção, e descida do SNR da ligação, sendo que a partir de certo ponto deixa de ser possível identificar o sinal original de 60 Mhz, ficando o seu espectro demasiado alargado por força da distorção não linear decorrente da deteção interferométrica, que, realiza uma modulação em intensidade do sinal modulado em fase à semelhança do MZM, como já foi detalhado.

Como resumo dos espectros obtidos, é mostrada na figura 5.18 a evolução do SNR de cada configuração simulada

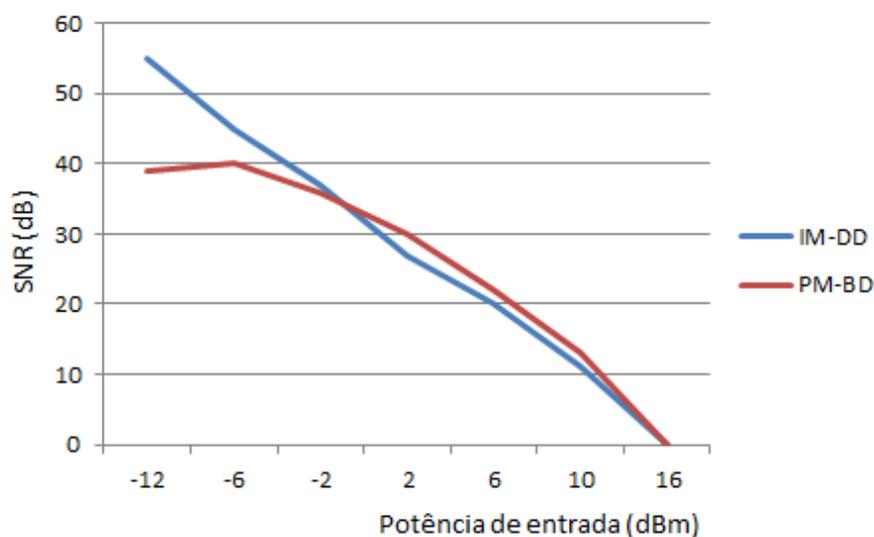


Figura 5.18: Evolução do SNR da ligação com o aumento da potência de entrada para um sinal RF de 200 Mbits/s

Com base na figura 5.18, é possível concluir que a partir de -2 dBm, a configuração PM-BD, por força de ter um melhor EVM irá ter também melhor SNR, resultante do uso de detecção balanceada como já visto. Para valores inferiores a -2 dBm o funcionamento do MZM ainda trabalha na região quase linear, provocando menor distorção linear, enquanto que na configuração PM-BD, o modulador em fase terá uma característica não linear.

Além da distorção da componente fundamental, outras componentes não lineares (espúrios) se irão formar ao aumentar os níveis de potência tanto na configuração IM-DD e PM-BD. Nas imagens 5.19, 5.20, 5.21 mostra-se a evolução do espectro elétrico recebido em função do aumento do nível de potência de entrada para IM-DD, para valores de -6, 2 e 16 dBm.

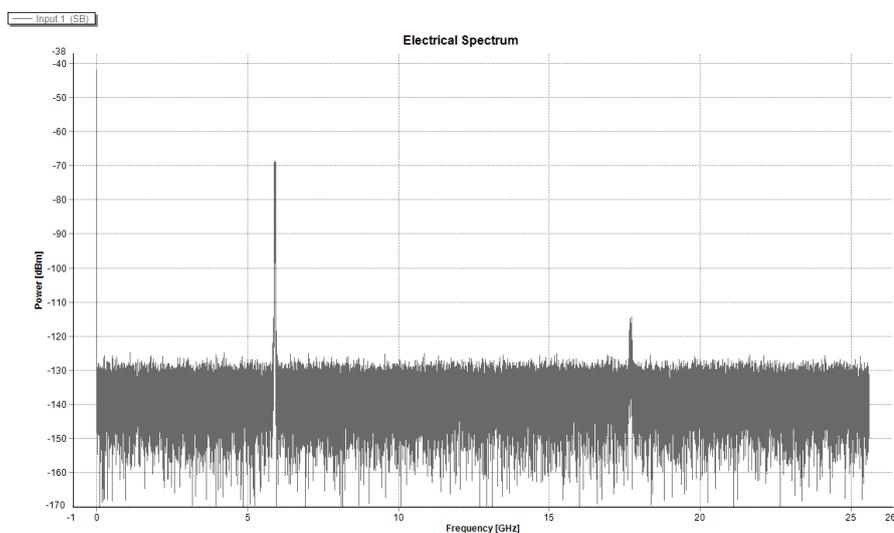


Figura 5.19: IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de -6 dBm

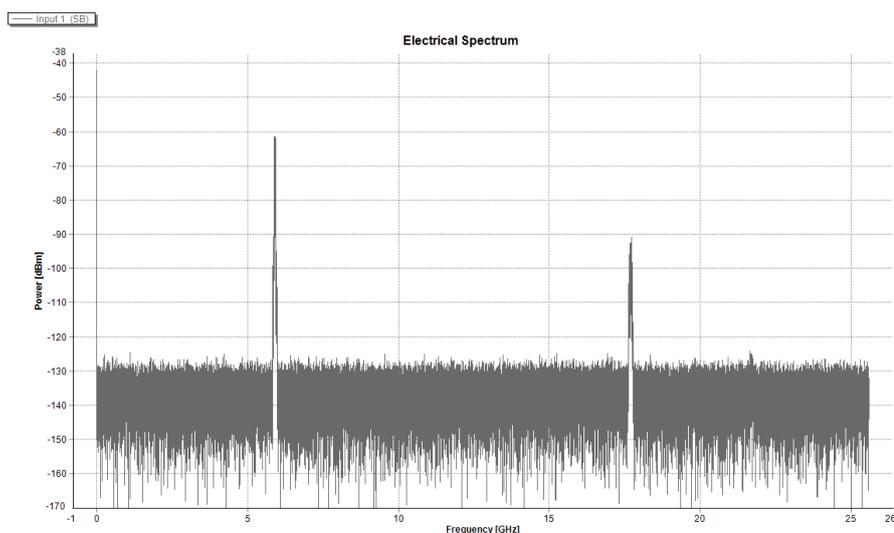


Figura 5.20: IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 2 dBm

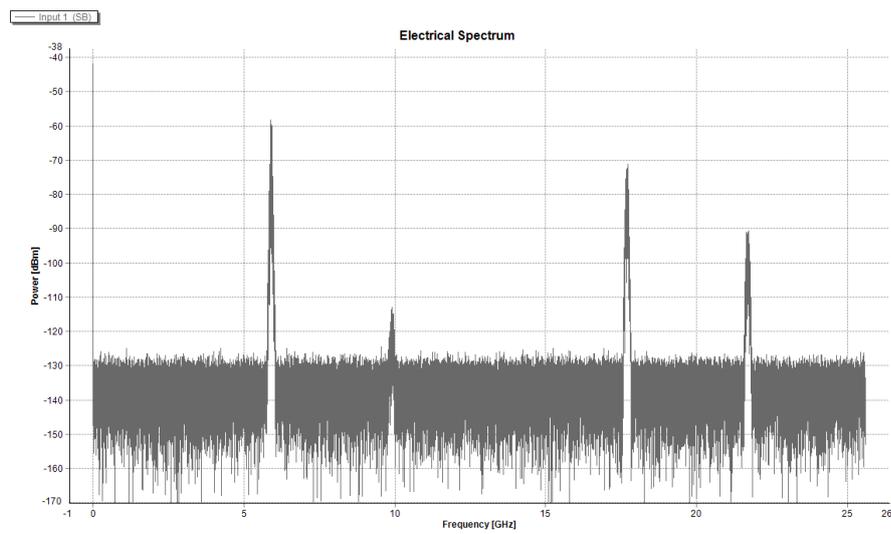


Figura 5.21: IM-DD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 16 dBm

Nas imagens 5.22, 5.23 e 5.24, é possível ver o espectro elétrico recebido para os mesmos valores de potência de entrada para PM-BD.

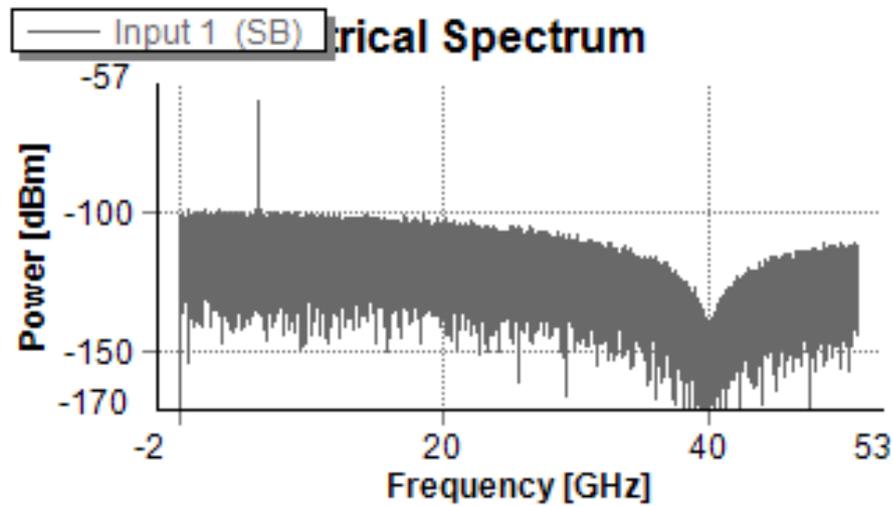


Figura 5.22: PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de -6 dBm

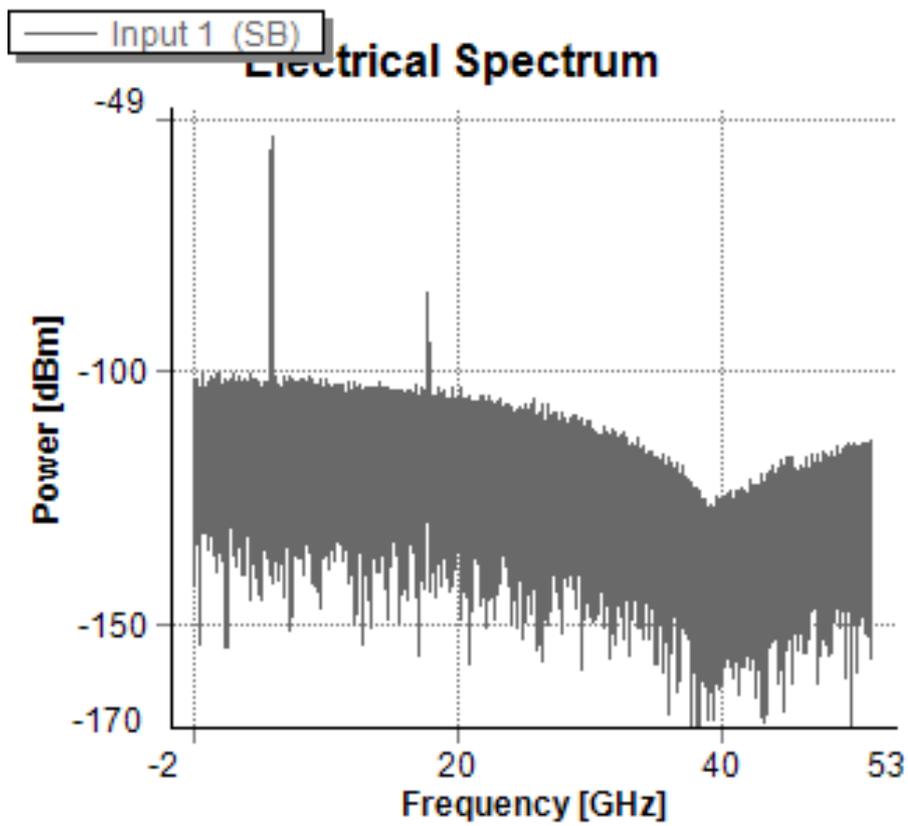


Figura 5.23: PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 2 dBm

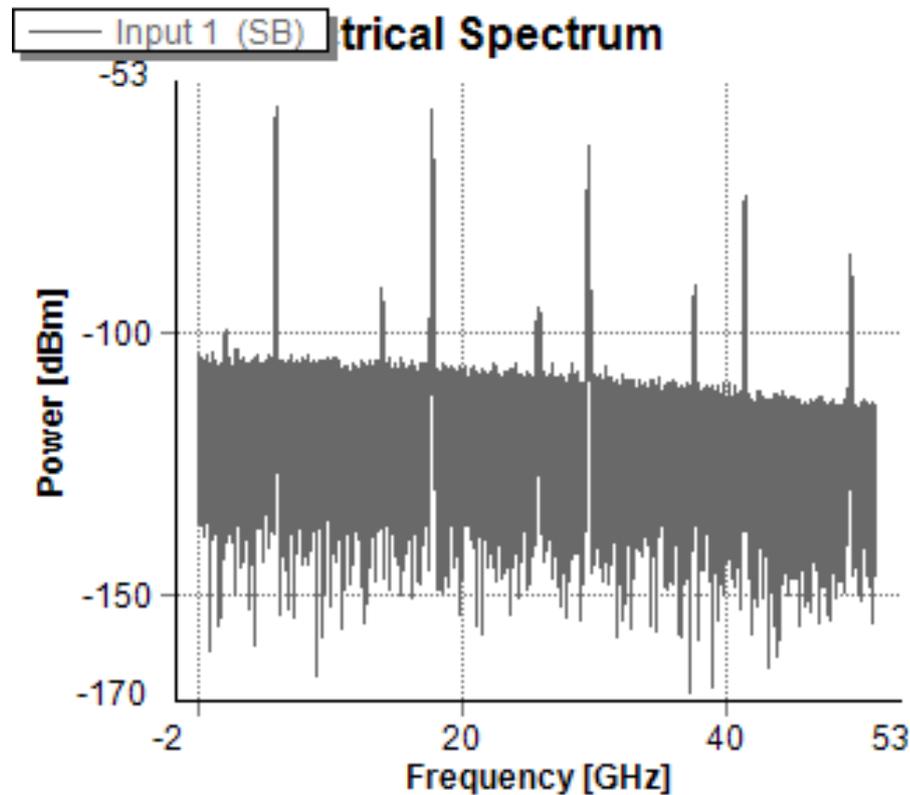


Figura 5.24: PM-BD: Espectro elétrico para ligação com nível de potência RF de entrada de 16 dBm

Como se pode constatar, começam a aparecer diversos espúrios devido às características não lineares de modulação tanto no modulador *mach-zehnder* para IM-DD, como em PM-BD. Comparando a evolução do espectro, constata-se que para IM-DD, é possível observar um espúrio em  $3f_c$  já acima do nível de ruído, mesmo para -6dBm de potência de entrada e 0,80 % de EVM. Já para PM-BD, ainda não são visíveis espúrios para -6 dBm e 1,21 % de EVM. Para o nível de potência intermédia usado, o espúrio em IM-DD já tem mais potência, e para PM-BD já começa a aparecer um espúrio de terceira ordem a  $3f_c$  acima do nível de ruído. Por fim para 16 dBm, que corresponde a 100 % de EVM nas duas configurações, é possível observar 3 espúrios para cerca de  $2f_c$ ,  $3f_c$  e para  $4f_c$  em IM-DD e, para PM-BD é possível observar 9 espúrios.

A presença destes espúrios, não traz grande problema no sinal de interesse da ligação ponto-a-ponto, pois podem ser filtrados. No entanto, distorção de intermodulação de terceira ordem criará componentes na banda do sinal que será tanto maior quanto maior for o nível de potência do sinal RF injetado.

Por fim, são mostradas nas imagens 5.25 e 5.26 as constelações do sinal recebido na configuração IMDD para nível de potência de EVM mínimo e máximo, respetivamente, para se notarem as diferenças na qualidade das constelações, que caracterizam a figura de mérito EVM. O mesmo foi mostrado nas imagens 5.27 e 5.28 para a configuração PM-BD.

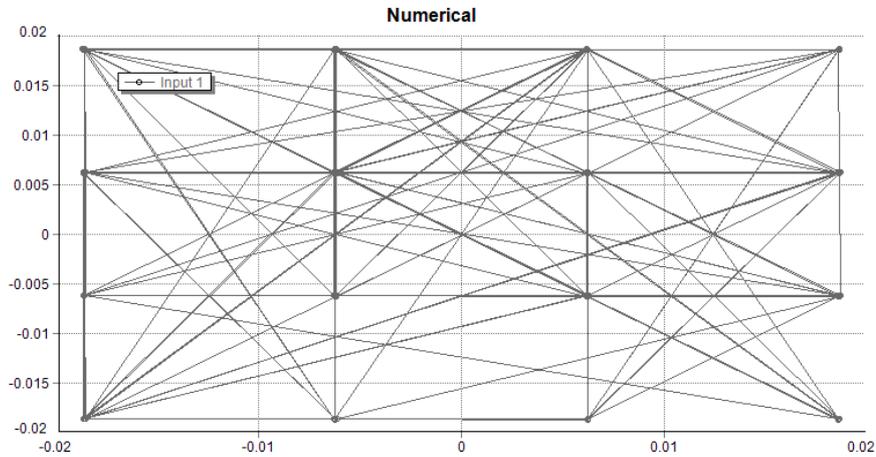


Figura 5.25: IM-DD: Constelação para EVM mínimo de 0,31 % para nível de potência -12 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s)

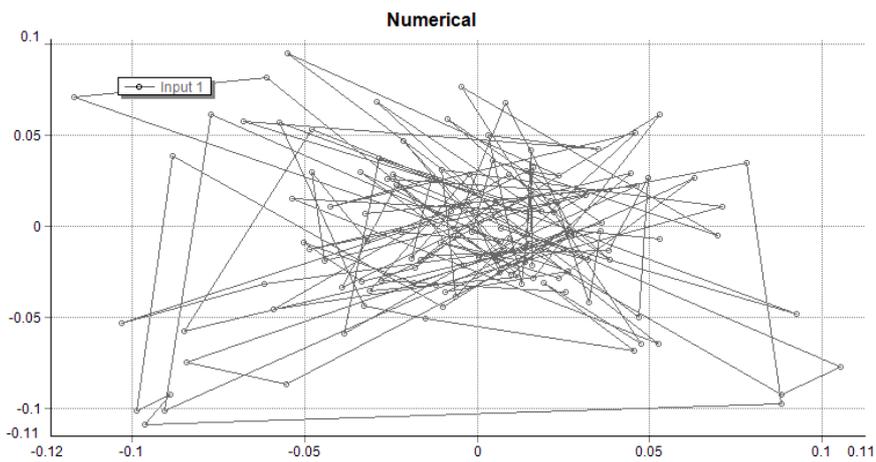


Figura 5.26: IM-DD: Constelação para EVM máximo de 100% para nível de potência de 16 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s)

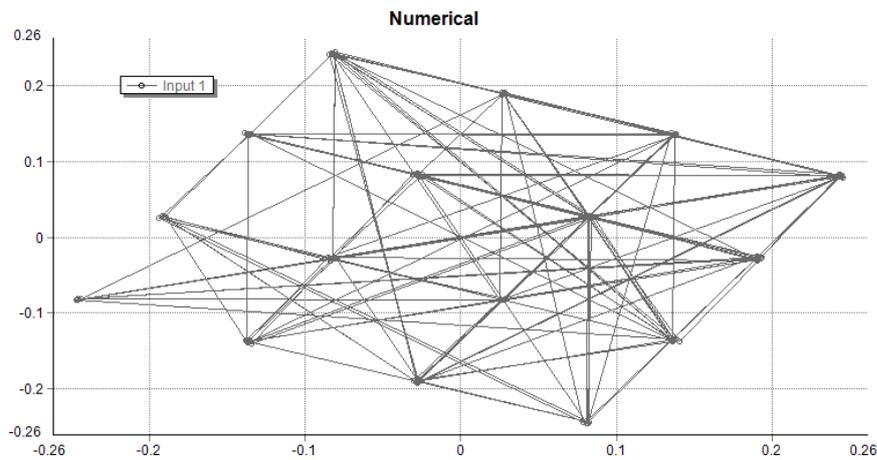


Figura 5.27: PM-BD: Constelação para EVM mínimo de 1,21% para nível de potência de -6 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s)

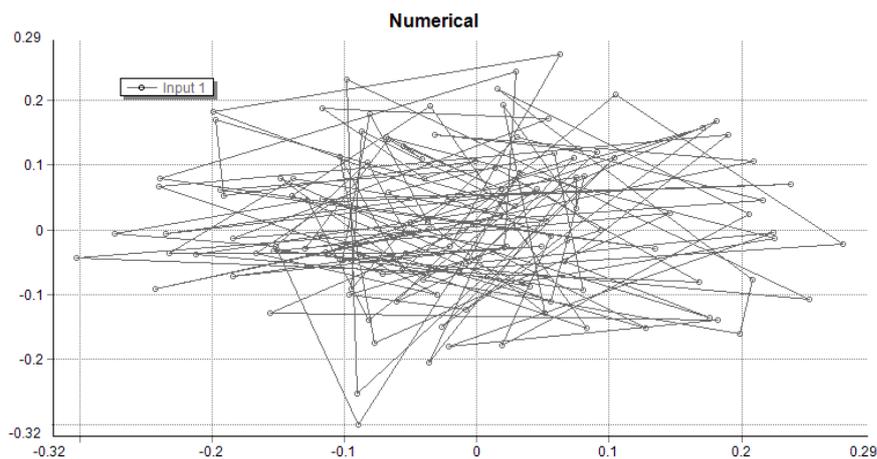


Figura 5.28: PM-BD: Constelação para EVM máximo de 100% para nível de potência de 16 dBm e 200 Mbit/s (50 Msymb/s)

Como é possível observar nas constelações das imagens 5.25 e 5.27, os pontos encontram-se perfeitamente posicionados, o que confirma o valor mínimo da EVM para a configuração IM-DD, correspondente a -12 dBm de potência de entrada, e para a configuração PM-BD, correspondente a -6 dBm. Já para -16 dBm, com EVM igual a 100 % nas duas configurações, as constelações estão disformes nas figuras 5.26 e 5.28. A rotação da constelação observada na figura é explicada em [8] pelo atraso de 25 ps no interferómetro.

### 5.3 Efeito da dispersão da fibra no EVM de IM-DD E PM-BD

Quando existe modulação de uma portadora ótica por um sinal RF, resultará num sinal ODSB, composto por duas bandas laterais correspondentes ao sinal elétrico de cada lado da portadora

ótica [22]. Quando o sinal modulado se propaga através de um meio dispersivo, as duas bandas laterais irão sofrer diferentes desvios de fase relativamente à portadora ótica. Na deteção, irão ser criadas duas componentes de batimento na frequência RF de interesse. A potência recebida do sinal wireless varia dependendo da diferença de fase entre as duas componentes de batimento. [22].

Esta diferença de fase entre as duas componentes está dependente do parâmetro de dispersão da fibra  $D$ , da distância de transmissão e também da frequência RF usada, modelada pela seguinte equação [22]

$$P_{RF} \propto \cos^2\left(\pi c L D \left(\frac{f_{RF}}{f_0}\right)^2\right) \quad (5.3)$$

sendo,  $D$ , o parâmetro de dispersão na fibra em  $ps/nm/km$ ,  $c$ , a velocidade da luz no vácuo e  $L$  representa a distância de transmissão.

Em termos de EVM, visto que o seu cálculo é baseado na potência recebida em relação a uma potência de referência como vimos na equação (5.2), o gráfico da evolução do EVM com o aumento da distância de transmissão está representado na figura 5.29 para um valor de  $D$  igual a  $16 \times 10^{-6} s/m^2$ , para 5.9 GHz de frequência de portadora e para potência de entrada de -6 dBm, com as duas configurações IM-DD e PM-BD representadas.

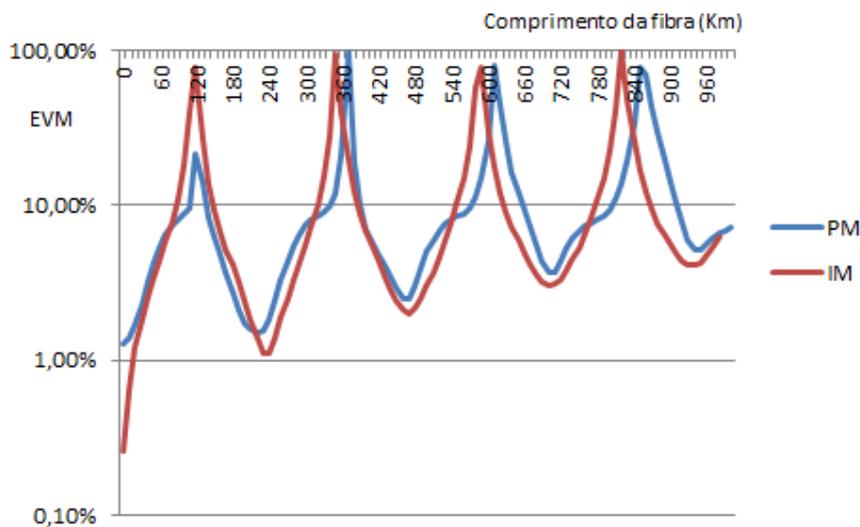


Figura 5.29: Evolução do EVM com a distância de transmissão

Nesta simulação foi feita uma simulação até 1000 km, e verificam-se certos pontos de EVM a 100% com periodicidade, o que equivale a ganho infinitamente baixo. Estes pontos são semelhantes para as duas configurações.

De seguida foi feito um estudo, do impacto da introdução da fibra, na degradação do sinal, avaliando a evolução do EVM para comprimentos de fibra de 25, 75 e 120 km nas duas configurações, para níveis de potência de entrada compreendidos entre -30 e 16 dB, para IM-DD e PM-BD

nas figuras 5.30 e 5.31, respetivamente. Foi usado o mesmo  $D$ , a mesma frequência de portadora do gráfico da figura 5.29.

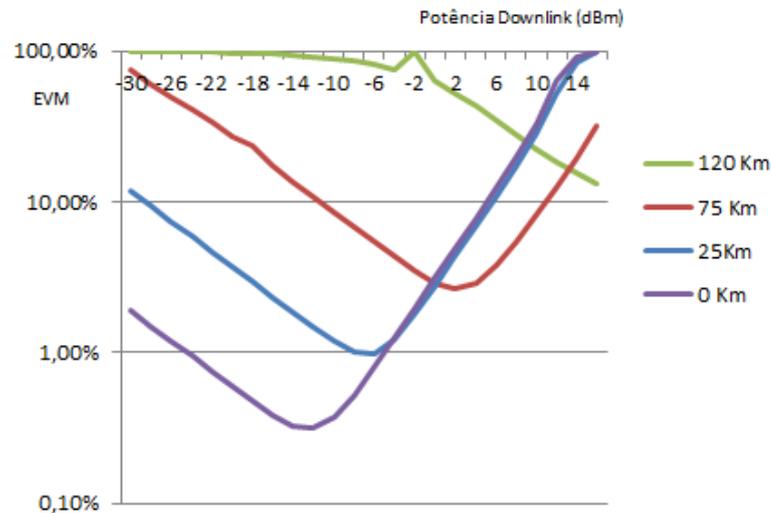


Figura 5.30: IM-DD: Evolução do EVM com a potência de entrada de *downlink*, para comprimentos de fibra de 0, 25, 75 e 120 Km

O fato de para certos valores de potência, o EVM seja melhor para maiores comprimentos de fibra, tem a ver com o comportamento do tipo gráfico da figura 5.29, em que para diferentes níveis de potência, os pontos de EVM a 100 % periódicos estarão em diferentes comprimentos de fibra, por exemplo para -6 dBm, o ponto com EVM a 100 % está em 120 Km, mas para 16 dBm, o EVM a 100 % será para 25 Km.

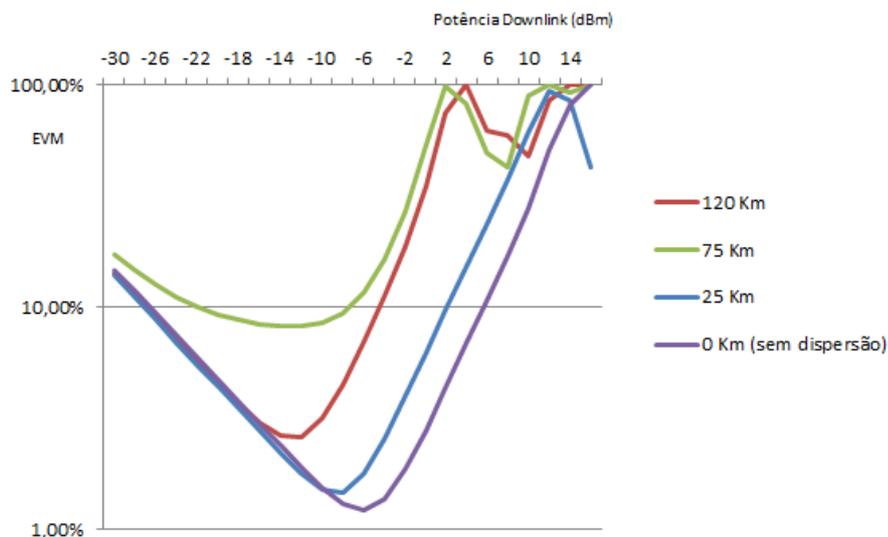


Figura 5.31: PM-BD: Evolução do EVM com a potência de entrada de *downlink* para comprimentos de fibra de 0, 25, 75 e 120 Km

Verifica-se no caso da figura 5.31 para a configuração PM-BD um comportamento semelhante

ao IM-DD em que a dispersão afeta o EVM periodicamente de acordo com o gráfico da figura 5.29.

#### 5.4 Impacto do atraso no interferômetro no EVM em PM-BD

Como foi visto no capítulo anterior, a relação entre o ganho de pequenos sinais e o valor da frequência RF usada tem uma característica do tipo da figura 4.8, para três valores de atraso de interferômetro (25, 100 e 400 ps). Foram feitas três simulações para confirmar este resultado matemático. Tem-se então nas figuras 5.32, 5.33, 5.34, o gráfico da evolução do valor de EVM para diferentes valores da frequência da portadora, para valores de 25 ps, 100 ps, e 400 ps de atraso no interferômetro, respectivamente.

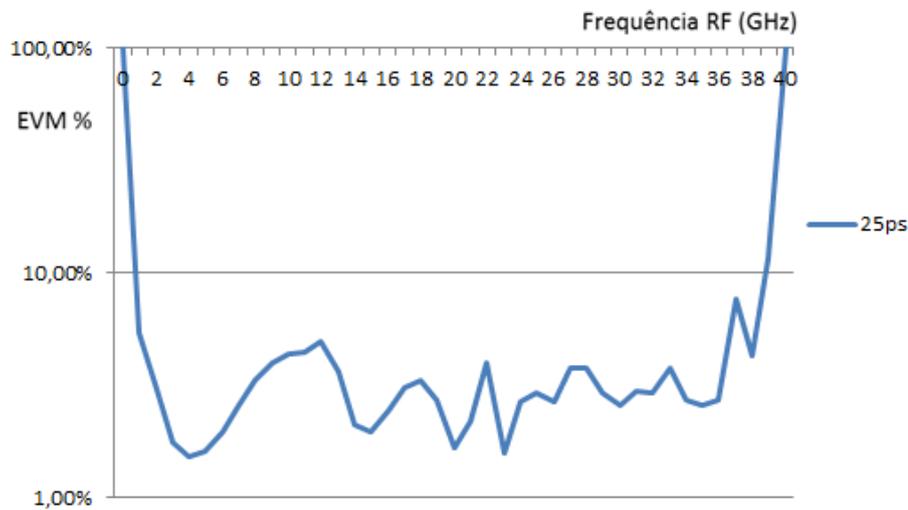


Figura 5.32: PM-BD: EVM para frequências RF em intervalos de 40 GHz para valores no interferômetro de 25 ps

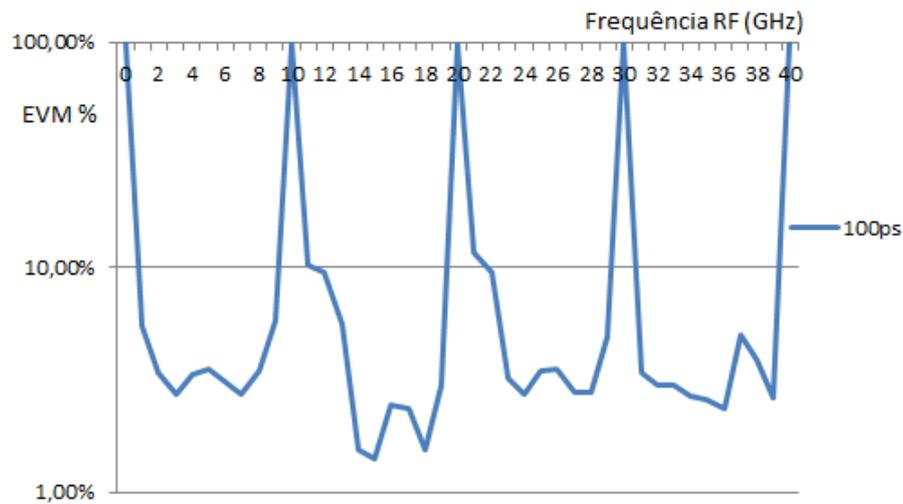


Figura 5.33: PM-BD: EVM para frequências RF em intervalos de 40 GHz para valores no interferômetro de 100 ps

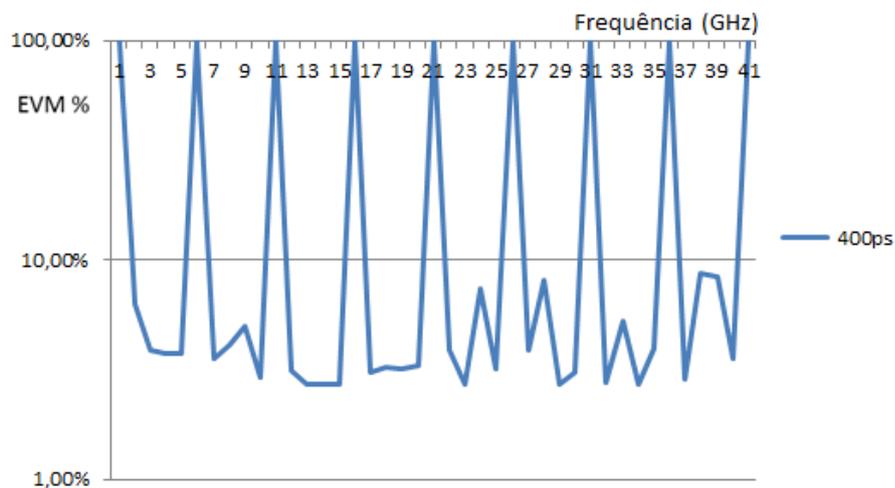


Figura 5.34: PM:BD EVM para frequências RF em intervalos de 40 GB para valores no interferômetro de 400 ps

Como podemos ver por nos gráficos de EVM das figuras 5.32, 5.33 e 5.34, os seus valores máximos (os mais fracos) ocorrem exatamente nas pontos de ganho nulo do gráfico da imagem 4.8, para os mesmos valores de atraso no interferômetro.

## 5.5 Conclusão

Com base nestes resultados, é possível concluir que a partir de -2dBm, a configuração PM-BD, por força de ter um melhor EVM irá ter também melhor SNR, resultante do uso de detecção balanceada como já visto.

Para valores inferiores a -2 dBm na configuração IM-DD, os valores de potência ainda são demasiado pequenos para provocar espúrios não lineares, tendo em conta a característica linear do MZM para pequenos sinais. Na configuração PM-BD, com modulação em fase de característica não linear como visto, o nível de distorção é sempre superior ao da configuração IM-DD, no entanto, devido ao uso da detecção balanceada, terá também potências superiores de saída, apresentando melhores valores de SNR e, conseqüentemente níveis de EVM superiores, para níveis de potência maiores.

Conclui-se também que existem determinados comprimentos de fibra que vão ter EVM de 100 %, de acordo com o nível de potência de entrada do sinal RF, e que o aumento do comprimento da fibra e da dispersão da fibra, não implica, necessariamente um valor de EVM pior.

Por último, o gráfico da relação do ganho RF com a frequência da portadora, para vários valores de atraso no interferómetro, também indicam várias frequências de ganho nulo / EVM de 100 % consoante o nível de atraso usado. Para 25 ps, apenas teremos transmissões de potência nula a 0 Ghz e a 40 Ghz, mas para 40 ps existem nulos periódicos a cada 10 Ghz e para 100 ps, nulos periódicos a cada 5 Ghz.

No próximo capítulo será descrita a simulação de sistemas full-duplex, isto é uma ligação com *downlink* e *uplink*.

## Capítulo 6

# Simulação *Full-Duplex*

### 6.1 Introdução

Neste capítulo irá ser feita uma análise entre três sistemas de transmissão *full-duplex*, isto é, com transmissão de *downlink*, da central para o cliente, e *uplink* do cliente para a central. Os seus desempenhos serão avaliados e comparados entre si em termos de EVM para vários níveis de potência de sinal RF. Numa primeira fase, não irão ser considerados efeitos de distorção causados pela fibra, nem quaisquer tipo de ruídos, a não ser o ruído de RIN do laser. Seguidamente, irá então, ser considerada a dispersão da fibra na comparação entre os três sistemas.

### 6.2 Transmissão *Full-Duplex*

Estes três sistemas têm a particularidade de terem apenas modulação remota, em que apenas uma fonte de luz na estação central é usada para gerar um comprimento de onda para a ligação *downlink*, que por sua vez, será reutilizado na estação base ou remota para se realizar a ligação *uplink*. A vantagem da reutilização da portadora ótica torna as configurações tratadas bastante atraentes do ponto de vista da sua simplicidade e baixo custo.

Os três sistemas discutidos nesta dissertação, diferem entre si pelo tipo de modulação usada no *downlink* e *uplink*: O primeiro sistema a ser discutido será o sistema IM-IM usando modulação em intensidade nas transmissões *downlink* e *uplink*, assim como deteção direta na receção. O segundo será o sistema PM-IM, usando modulação em intensidade na ligação *downlink* e deteção balanceada na receção e modulação em intensidade com deteção direta na ligação *uplink*. A última configuração estudada: PM-PM usa modulação em fase e deteção balanceada nos dois sentidos. Será usada para sinal RF de *uplink*, um sinal com frequência central a 6 Ghz, mantendo-se as condições do sinal RF de *downlink* do capítulo anterior.

Irá ser tratada com pormenor a interferência entre as duas portadoras (de *downlink* e *uplink*) no espectro elétrico de receção da ligação de *uplink* nos três sistemas.

### 6.3 Sistema IM-IM

O sistema IM-IM, como já foi referido em capítulos anteriores, é formado por duas ligações moduladas em intensidade recorrendo a moduladores *mach-zehnder* e um foto-díodo em cada recetor (deteção-direta). A configuração construída no software *VPIPhotonics* é mostrada na figura 6.1.

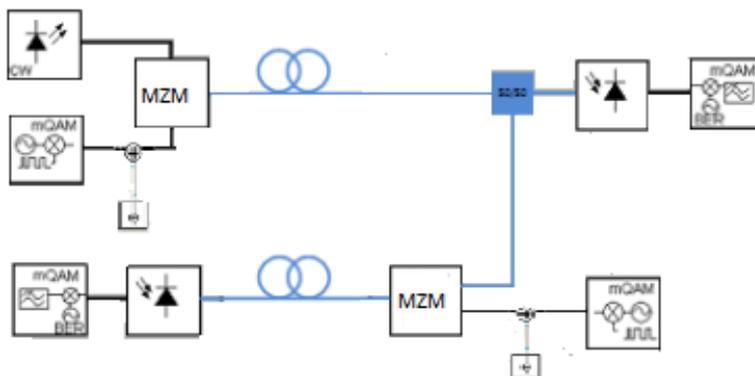


Figura 6.1: Configuração IM-IM standard no *VPIPhotonics*

A configuração da figura 6.1, possui um amplificador de entrada após o gerador QAM para manipular a potência injetada. Antes de ser detetada pelo foto-detetor, o sinal ótico passa por um *splitter* ótico que vai dividir o sinal, sendo depois parte da potência do sinal ótico de *downlink*, reutilizada para a modulação na ligação *uplink*. O sinal RF de *uplink* vai modular em intensidade uma portadora que já está modulada pelo sinal de RF de *downlink*.

Para determinar a corrente que chega ao detetor da transmissão *uplink* há que determinar o campo elétrico de saída do segundo modulador. Sabemos pela expressão (3.14) que o campo elétrico na saída do modulador da ligação *downlink* é  $E_{out}(t) = E_{in}(t)\cos(\Delta\phi(t)_1 + \frac{\pi}{4})$ , acrescentando aqui um desvio de fase adicional de  $\frac{\pi}{4}$  para a modulação ser feita na região linear da característica do modulador. Então o campo que chega ao detetor da ligação *uplink* será:

$$E_{out,1} = E_{out} \cos(\Delta\phi_2(t) + \frac{\pi}{4}) \quad (6.1)$$

em que o  $\Delta\phi_2$  é o desvio de fase sofrido no modulador de *uplink*.

E a corrente, à qual o detetor responde será então:

$$\begin{aligned} I_{det} &= R_d E_{out,1} E_{out,1}^* = \\ &= R_d \cos^2(\Delta\phi_1 + \frac{\pi}{4}) \cos^2(\Delta\phi_2 + \frac{\pi}{4}) = \\ &= R_d \frac{1}{4} (1 + \cos(2\Delta\phi_1 + \frac{\pi}{2})) (1 + \cos(2\Delta\phi_2 + \frac{\pi}{2})) = \\ &= R_d (1 - \sin(2\Delta\phi_1) - \sin(2\Delta\phi_2) - \sin(2\Delta\phi_1) \sin(2\Delta\phi_2)) \end{aligned} \quad (6.2)$$

$\Delta\phi_1$  e  $\Delta\phi_2$  correspondem aos sinais RF e da expansão de cada senoide resultam várias componentes. Como aproximação de pequenos sinais, verifica-se o aparecimento, no espectro elétrico do detetor do *uplink*, das duas frequências RF fundamentais do *downlink* e *uplink*. Contudo para grandes sinais RF de entrada, muito mais combinações espectrais irão aparecer em virtude do caráter não linear do desenvolvimento de *Taylor* de cada senoide.

O gráfico da figura 6.2 mostra o valor do EVM no *uplink* a variar com a potência de entrada no *downlink*, para um valor fixo de potência de entrada no *uplink*.

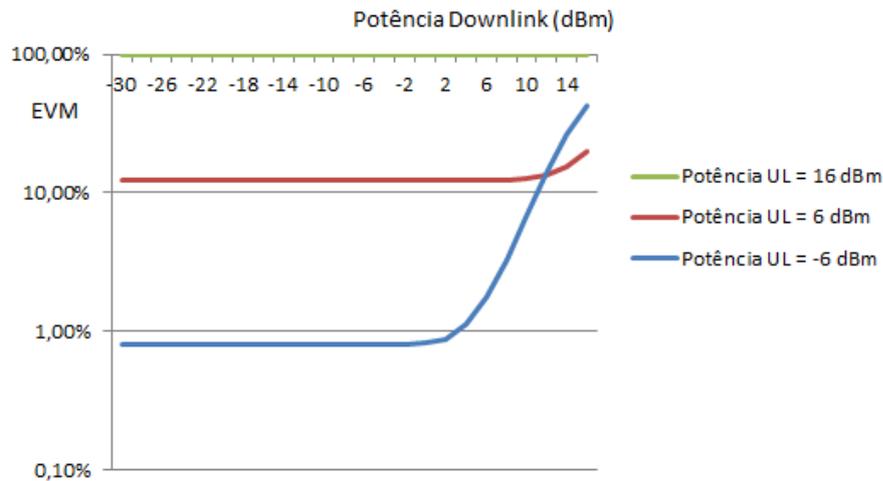


Figura 6.2: IM-IM: Evolução do EVM no *uplink* com a potência no *downlink*, com valores fixos de potência no *uplink* em -6 dBm (azul), 6 dBm (vermelho) e 16 dBm (verde)

Do gráfico da imagem, 6.2 podemos concluir uma degradação evidente do EVM para maiores potências no *uplink*. Verifica-se também que para cada uma das potências de *uplink*, o EVM é praticamente constante para pequenas potências no *downlink*. Por fim, podemos notar que quanto maior for a potência de *uplink* menor será a variação do EVM com o aumento da potência de *downlink*.

De seguida, irão ser mostrados resultados do espectro elétrico que mostram a evolução da portadora RF no detetor *uplink* em função da combinação de níveis de potência no *downlink*, para explicar o gráfico da imagem 6.2.

Para potência no *uplink* de -6 dBm é possível ver nas imagens 6.3, 6.4 e 6.5, a interferência crescente as duas componentes fundamentais de *downlink* e *uplink* para as potências de entrada no *downlink* de -6, 6 e 16 dBm.

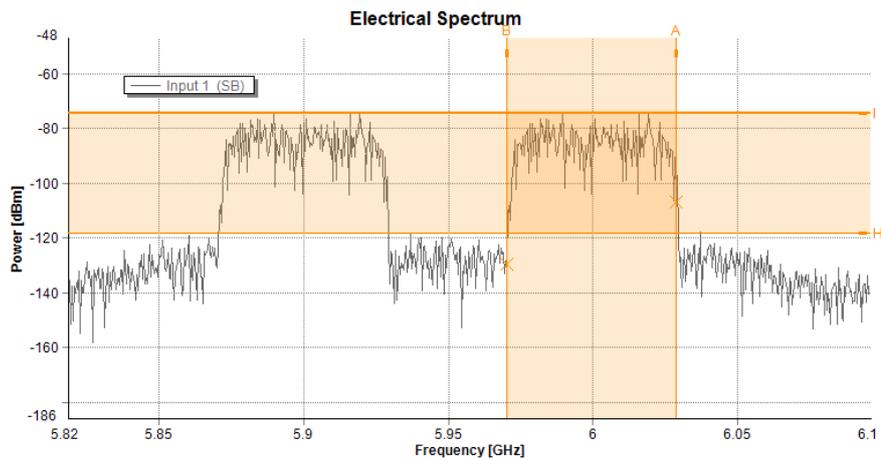


Figura 6.3: IM-IM: Espectro elétrico recebido no detetor de *uplink* para potência RF de entrada no *downlink* e *uplink* de -6 dBm; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ; Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB ; EVM: 0,8 %

Na figura 6.3 podemos confirmar os cálculos matemáticos que indicam o aparecimento das duas componentes fundamentais RF.

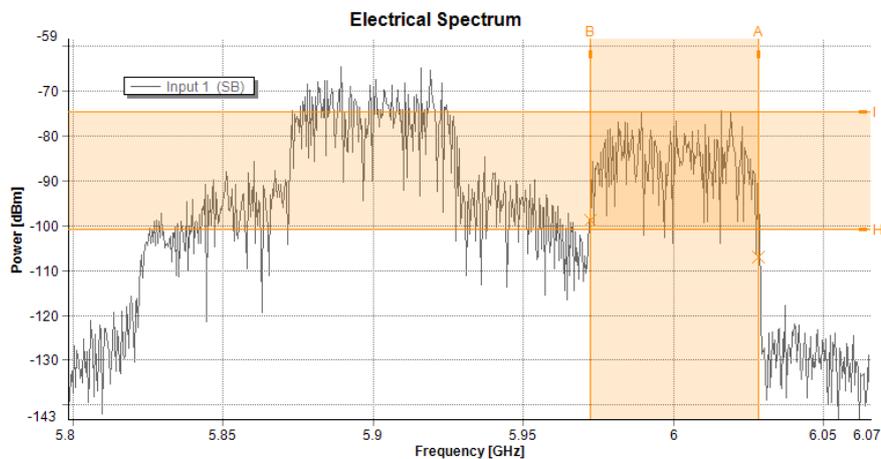


Figura 6.4: IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada no *downlink* de 6 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ; Nível de Ruído: -100 dBm ; SNR: 26 dB; EVM: 1,8%

Na figura 6.4, nota-se um alargamento bastante acentuado do espectro, por força da distorção causada pela interferência entre as duas frequências RF, o que leva a uma sobreposição dos espectros e dos dois sinais RF.

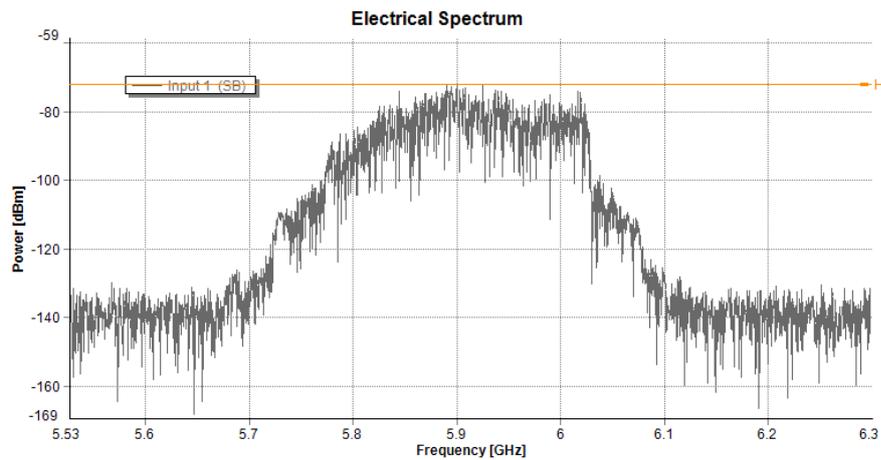


Figura 6.5: IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada *nodownload* de 16 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -72 dBm ; EVM: 42 %

Na figura 6.5, nota-se, claramente, a interferência da portadora *download* no sinal de *uplink*. Para 6.5, a sobreposição dos espectros é de tal forma, que se torna impossível distinguir entre os dois sinais.

## 6.4 Configuração PM-IM

A configuração PM-IM, é formada por uma ligação *download* modulada em fase com detecção balanceada e por uma ligação *uplink* modulada em intensidade recorrendo a moduladores *mach-zehnder* e a um foto-díodo no recetor. A configuração construída no software *VPIPhotonics* é mostrada na figura 6.6:

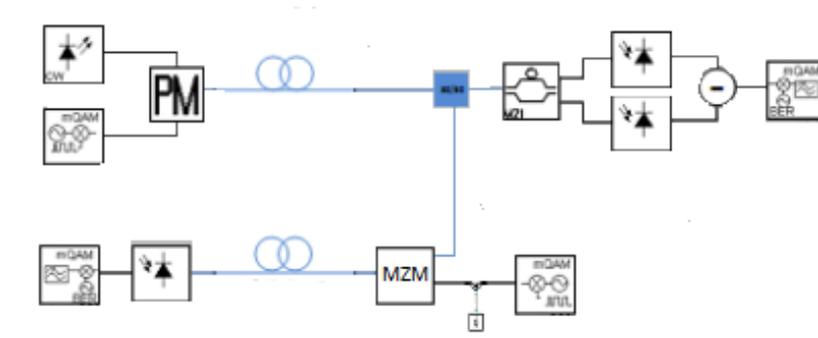


Figura 6.6: Configuração PM-IM standard no *VPIPhotonics*

Mais uma vez, irá ser necessário saber ao certo o campo elétrico de saída do primeiro modulador, o modulador de fase. O sinal ótico de saída do PM irá ser modulado por um sinal RF

proveniente da estação base (BS). Este pode ser definido como:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)e^{j\Delta\phi_1} \quad (6.3)$$

sendo, então, o campo elétrico à saída do *mach-zehnder* da modulação na ligação *uplink* igual a :

$$E_{out,1} = E_{in}(t)e^{j\Delta\phi_1} \cos(\Delta\phi_2(t) + \frac{\pi}{4}) \quad (6.4)$$

E a corrente à qual o detetor responde será então:

$$\begin{aligned} I_{det} &= R_d E_{out,1} E_{out,1}^* = \\ &= R_d (e^{j\Delta\phi_1} e^{-j\Delta\phi_1}) \cos^2(\Delta\phi_2(t) + \frac{\pi}{4}) = \\ &= \frac{R_d}{2} (1 - \sin(2\Delta\phi_2)) \end{aligned} \quad (6.5)$$

Ao contrário da configuração IM-IM, em PM-IM, apenas teremos no espectro elétrico de *uplink* a componente fundamental do sinal de *uplink*, o que reduz bastante as não linearidades presentes na ligação, pois não haverá interferência entre as duas frequências de RF.

Na configuração PM-IM, o valor de potência RF no *downlink* não terá influência na qualidade do EVM do *uplink* como se pode constatar no gráfico da figura 6.7.

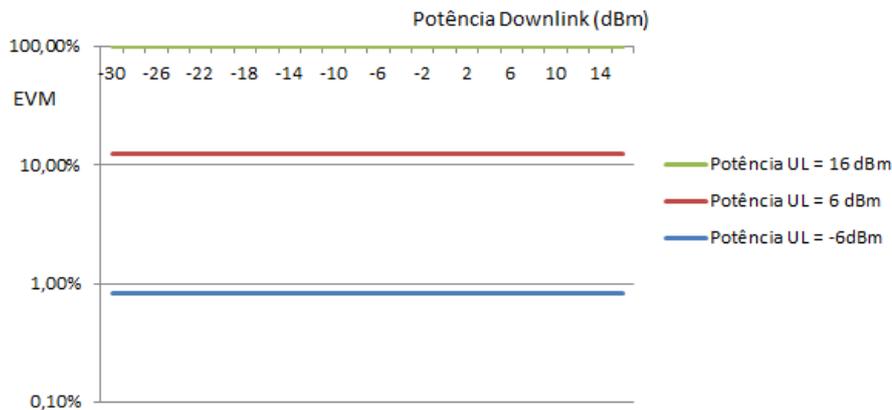


Figura 6.7: PM-IM: Evolução do EVM no *uplink* com a potência no *downlink*, com valores fixos de índice de modulação no *uplink*

Posto isto, o sinal elétrico recebido no *uplink* sofrerá uma distorção semelhante ao de uma configuração IM-DD de apenas um sentido, já vista no capítulo anterior. O sinal recebido no *uplink* não sofrerá, portanto, com a interferência do sinal *downlink*.

A evolução do espectro elétrico do sistema PM-IM está patente nas figuras 6.8, 6.9 e -6.10, em que fica claro que não há qualquer variação do espectro de *uplink* com a variação de potência no *downlink* de -6, 6 e 16 dBm, respetivamente.

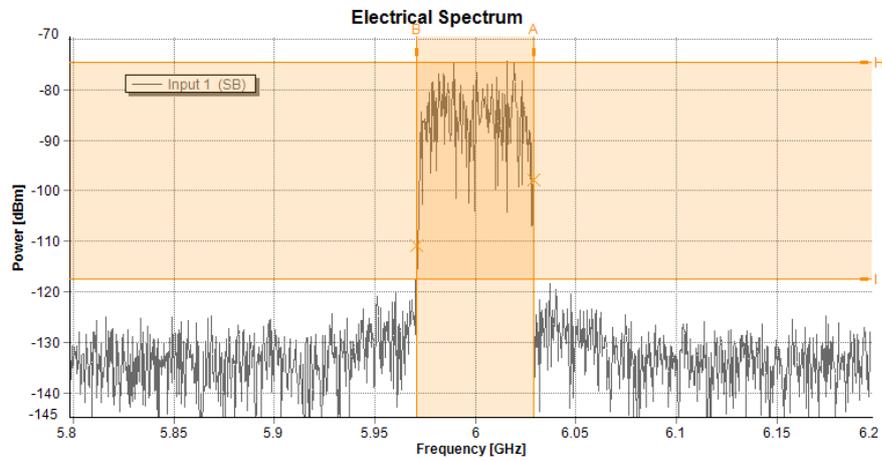


Figura 6.8: PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada *nodownlink* de -6 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB ; EVM: 0,8 %

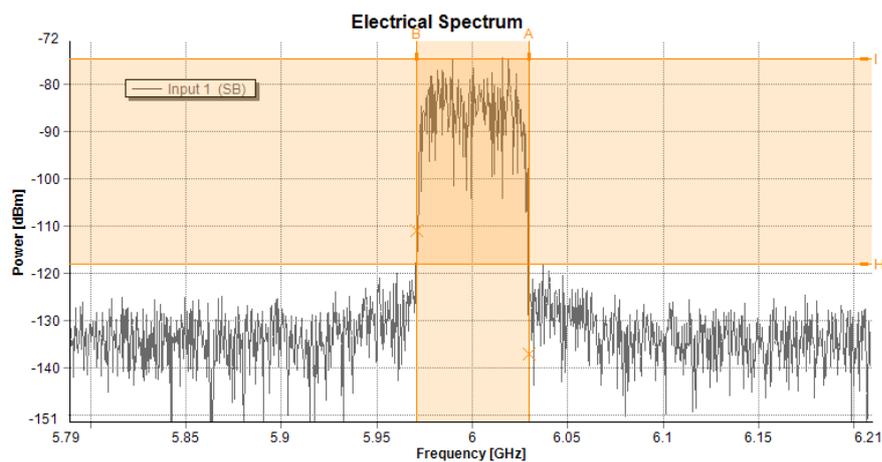


Figura 6.9: PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada *nodownlink* de 6 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114; SNR: 40 dB; EVM: 0,8 %

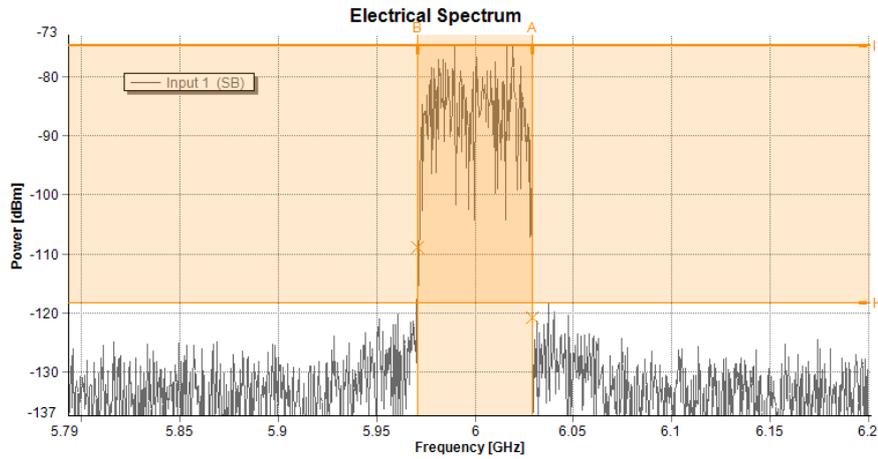


Figura 6.10: PM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada *downlink* de 16 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -74 dBm ;Nível de Ruído: -114 dBm; SNR: 40 dB; EVM: 0,8 %

## 6.5 Configuração PM-PM

A configuração PM-PM, é formada por uma ligação *downlink* e por uma ligação *uplink* moduladas em fase com detecção balanceada. A configuração construída no software *VPIPhotonics* é mostrada na figura 6.11:

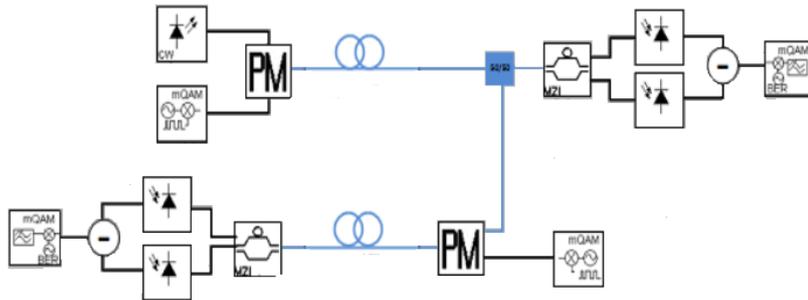


Figura 6.11: Configuração IM-IM standard no *VPIPhotonics*

O campo elétrico de saída no modulador de fase será:

$$\begin{aligned}
 E_{out,2} &= E_{in}(t)e^{j\Delta\phi_1}e^{j\Delta\phi_2} = \\
 &= E_{in}(t)e^{j(\Delta\phi_1+\Delta\phi_2)}
 \end{aligned}
 \tag{6.6}$$

Depois de passar pelo interferómetro, a corrente eléctrica da equação (3.25) aplica-se, mas neste caso,  $\Delta\phi$  ficará:

$$\Delta\phi = 2(\phi_1(t - \tau) + \phi_2(t - \tau)) - 2(\phi_1(t) + \phi_2(t)) \quad (6.7)$$

então a corrente final será:

$$I_{det}(t) = R_d P_o \sin(2(\phi_1(t - \tau) + \phi_2(t - \tau)) - 2(\phi_1(t) + \phi_2(t))) \quad (6.8)$$

De seguida é mostrado um gráfico na figura 6.12, que indica a evolução do valor de EVM no detetor *uplink*, com a potência RF do *downlink*, fixando uma potência RF *uplink*.

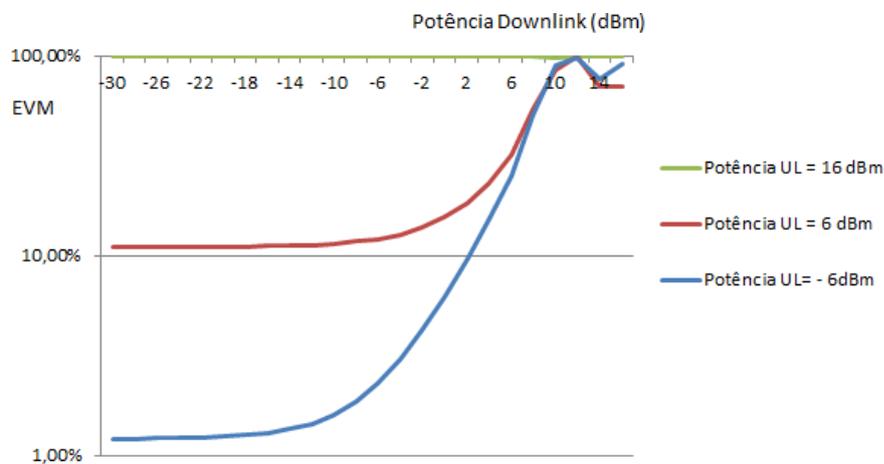


Figura 6.12: PM-PM: Evolução do EVM no *uplink* com o índice de modulação no *downlink*, com valores fixos de potência no *uplink*

Do gráfico da imagem 6.12 podemos retirar a conclusão que a evolução do EVM no *uplink* com a variação da potência RF de *downlink*, é bastante mais influenciada pela potência RF no *downlink* do que para os outros sistemas, pois PM tem maior propensão a formação de não linearidades, como vimos nos capítulos 3, 4 e 5.

De seguida, irão ser mostrados resultados do espectro eléctrico que mostram a degradação do espectro do sinal RF no detetor *uplink* para diferentes potências de entrada no *downlink* para se perceber a influência da interferência que o sinal RF de *downlink* exerce sobre o sinal RF de *uplink*.

Para potência no *uplink* de -6 dBm é possível ver nas imagens 6.13, 6.14 e 6.15, uma aproximação da frequência fundamental da portadora RF de *uplink*, para as potências de entrada no *downlink* de -6, 6 e 16 dBm.

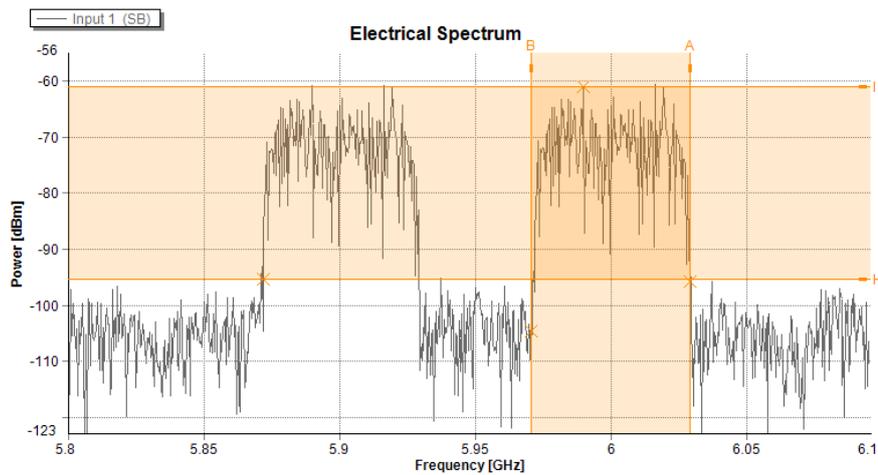


Figura 6.13: PM-BD: Espectro elétrico recebido no detetor de *uplink* para potência RF de entrada no *downlink* e *uplink* de -6 dBm; Nível de potência RF à saída: -60 dBm ;Nível de Ruído: -95 dBm; SNR: 35 dB EVM: 1,45 %

Na figura 6.13 podemos confirmar os cálculos matemáticos que indicam o aparecimento das duas componentes fundamentais RF assim como de outras componentes.

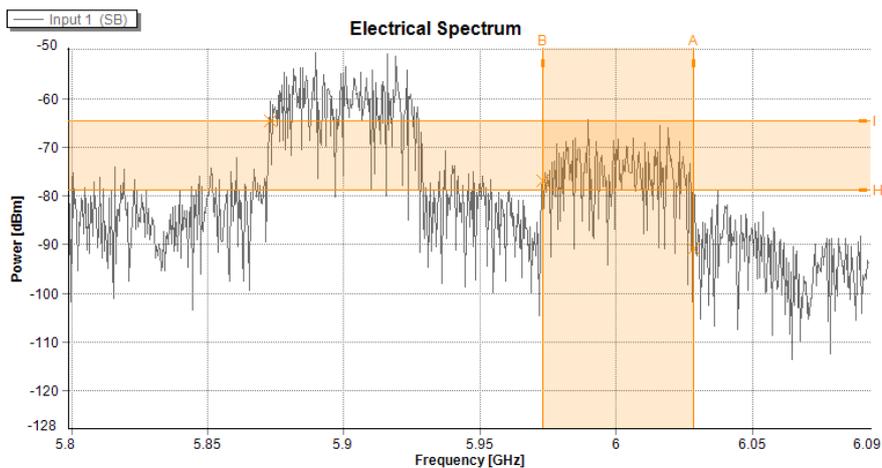


Figura 6.14: IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada no *downlink* de 6 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: -64 dBm ; Nível de Ruído: -78 dBm ; SNR: 14 dB EVM: 25,3 %

Na figura 6.14, nota-se um alargamento bastante acentuado do espectro, devido à sobreposição das duas frequências RF.

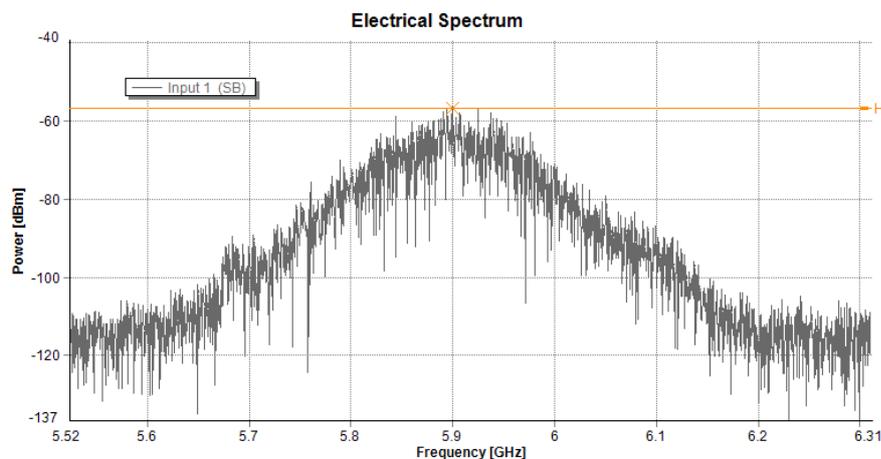


Figura 6.15: IM-IM: Componente fundamental do sinal RF de *uplink* recebida para potência RF de entrada no *downlink* de 16 dBm e -6 dBm de *uplink*; Nível de Potência RF à saída: ; Nível de Ruído: Indistinguível ; EVM: 91 %

Na figura 6.15, os sinais estão de tal maneira distorcidos que já é quase impossível fazer a sua detecção

Comparando o sistema IM-IM com o sistema PM-PM, os níveis de SNR são semelhantes, mas os níveis de ruído são um pouco mais elevados no PM-PM, devido à maior propensão para se formarem não linearidades em PM, mas em contrapartida o sinal apresenta mais potência, devido ao uso de detecção balanceada.

## 6.6 Efeito da Dispersão na ligação Full-Duplex

Similarmente ao que foi feito para a ligação ponto-a-ponto, iremos verificar os efeitos da introdução de fibra, com coeficiente de dispersão, na evolução do EVM. Irá ser feita uma análise comparativa entre quatro comprimentos de fibra: 0, 25, 75 e 120 km para se perceber a degradação do EVM com a variação do comprimento da fibra, variando também a potência de *downlink*. O valor de coeficiente de dispersão,  $D$ , foi de  $16 \times 10^{-6} \text{ s/m}^2$ , para 5.9 GHz e 6 GHz de frequência de portadora de *downlink* e *uplink*, respetivamente, e para potência de entrada no *uplink* de -6 dBm.

### 6.6.1 IM-IM

Na figura 6.16 está uma análise comparativa da evolução do EVM com a potência de *downlink*, com potência de *uplink* fixa de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km.

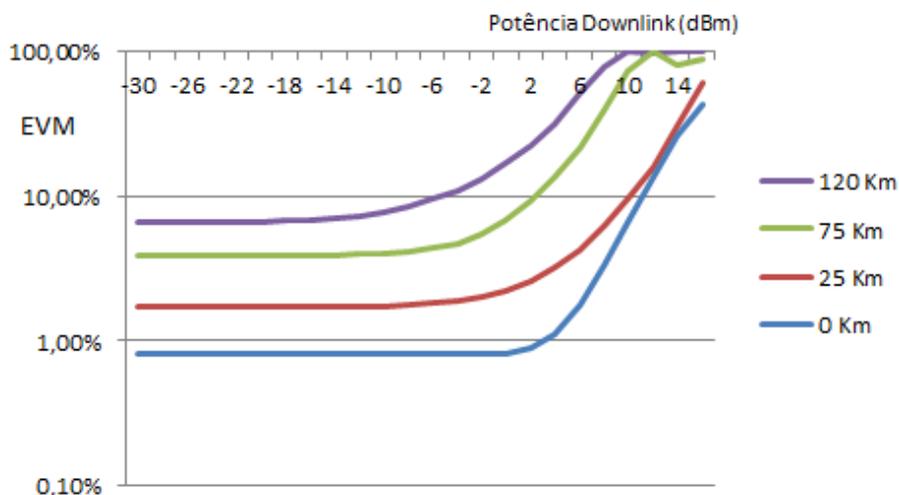


Figura 6.16: IM-IM: Evolução do EVM no *uplink* com a potência no *downlink*, com valores fixos de potência no *uplink* de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km

Na figura 6.16, nota-se uma degradação acentuada do EVM com o aumento do comprimento de fibra usada, o que será de esperar já que a presença de dispersão cromática é um fator determinante para a distorção do sinal de saída.

### 6.6.1.1 PM-IM

Na figura 6.17 está uma análise comparativa da evolução do EVM com a potência de *downlink*, com potência de *uplink* fixa de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km.

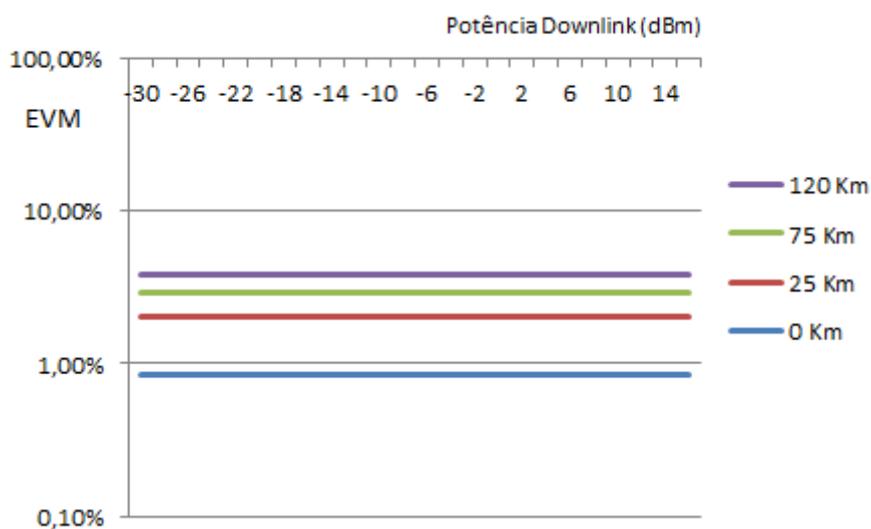


Figura 6.17: PM-IM: Evolução do EVM no *uplink* com a potência no *downlink*, com valor fixos de potência no *uplink* de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km

Na figura 6.17, como seria de esperar não há qualquer tipo de variação de EVM do sinal recebido na ligação *uplink* com a potência de *downlink*. Nota-se contudo uma degradação do EVM natural com o aumento do comprimento (dispersão) da fibra.

### 6.6.1.2 PM-PM

Na figura 6.18 está uma análise comparativa da evolução do EVM com a potência de *downlink*, com potência de *uplink* fixa de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km.

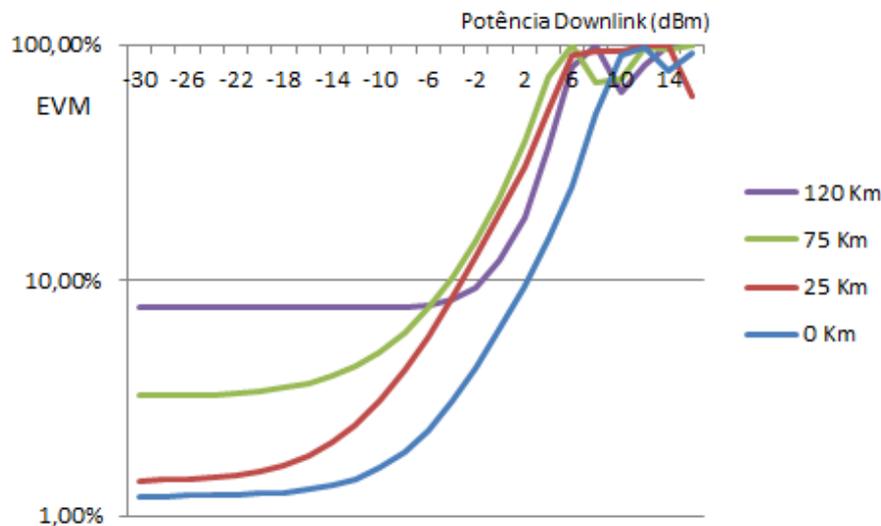


Figura 6.18: PM-PM: Evolução do EVM no *uplink* com a potência no *downlink*, com valor fixos de potência no *uplink* de -6 dBm, para 0, 25, 75 e 120 Km.

Já na figura 6.18, nota-se aqui um fenómeno semelhante ao visto no anterior capítulo em que a degradação de EVM acontece bem mais "rápido" (para potências mais baixas) em comparação com o sistema IM-IM.

## 6.7 Conclusão

Conclui-se pela análise dos espectros em questão e dos gráficos de EVM, que de, entre todas as configurações, a configuração PM-IM deve ser a escolhida para níveis de potência acima dos -2 dBm, visto que ao compararmos com a configuração PM-PM e IM-IM, o fato de não haver interferência com a portadora RF de *downlink* (o que leva também a níveis de SNR mais elevados), tornam este sistema imbatível.

Comparando IM-IM com PM-PM, os níveis de SNR são semelhantes, mas os níveis de ruído são um pouco mais elevados no PM-PM, devido à maior propensão para se formarem não linearidades em PM a partir de potências ainda pequenas, mas em contrapartida o sinal apresenta mais potência, devido ao uso de deteção balanceada.

Através de análise dos gráficos de EVM para o IM-IM, PM-IM e PM-IM, pode-se concluir então, que é preferível usar IM-IM, sempre que a potência de download está abaixo dos -2dBm,

altura em que as não linearidades no *mach-zehnder* começam a causar dano, a partir daí o sistema PM-IM é preferível ao sistema PM-PM pois não tem distorções causadas pela interferência dos dois sinais.

## Capítulo 7

# Conclusões

Comparando as configurações IM-DD e PM-BD, é possível concluir que a partir de -2 dBm, a configuração PM-BD, por força de ter um melhor EVM irá ter também melhor SNR, resultante do uso de detecção balanceada como já visto.

Para valores inferiores a -2 dBm na configuração IM-DD, os valores de potência ainda são pequenos para provocar espúrios não lineares, tendo em conta a característica "quase"linear do MZM para pequenos sinais. Na configuração PM-BD, com modulação em fase de característica não linear como visto, o nível de distorção é sempre superior ao da configuração IM-DD, no entanto, devido ao uso da detecção balanceada, terá também potências superiores de saída, apresentando melhores valores de SNR e, conseqüentemente níveis de EVM superiores, para níveis de potência maiores.

Conclui-se também que existem determinados comprimentos de fibra que vão ter EVM de 100 % ou ganho nulo, de acordo com o nível de potência de entrada do sinal RF, e que o aumento do comprimento da fibra e, por conseguinte, da dispersão da fibra, não implica, necessariamente um valor de EVM pior.

Por último, as funções da relação do ganho RF com a frequência da portadora, para vários valores de atraso no interferómetro, também indicam frequências de ganho nulo / EVM de 100 % consoante o nível de atraso usado. Para 25 ps, apenas teremos transmissões de potência nula a 0 Ghz e a 40 Ghz, mas para 40 ps existem nulos periódicos a cada 10 Ghz e para 100 ps, nulos periódicos a cada 5 Ghz.

Em termos da análise dos três sistemas analisados: IM-IM, PM-IM e PM-BD,conclui-se pela análise dos espectros em questão e dos gráficos de EVM, que de, entre todas as configurações, a configuração PM-IM deve ser a escolhida para níveis de potência acima dos -2 dBm, visto que ao comparar-mos com as configurações PM-PM e IM-IM, o fato de não haver interferência com a portadora RF de *downlink* (que leva também a níveis de SNR mais elevados), tornam este sistema como a escolha preferencial nestas condições.

Comparando IM-IM com PM-PM, os níveis de SNR são semelhantes, mas os níveis de distorção são um pouco mais elevados no PM-PM, devido à maior propensão para se formarem não

linearidades em PM a partir de potências ainda pequenas, mas em contrapartida o sinal apresenta mais potência, devido ao uso de detecção balanceada.

Através de análise dos gráficos de EVM para o IM-IM e PM-IM, pode-se concluir que é preferível usar IM-IM, sempre que a potência de downlink está abaixo dos -2dBm, em que as não linearidades deste sistema começam a causar dano, a partir daí o sistema PM-IM é preferível ao sistema PM-PM pois não tem distorções causadas pela interferência das portadoras de *downlink* e *uplink*.

# Referências

- [1] Anthony Ng. Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems door. Relatório té, Technische Universiteit Eindhoven, 2005.
- [2] A Nirmalathas, C Lim, D Novak, e R B Waterhouse. Progress in Millimeter-Wave Fiber-Radio Access Networks. páginas 27–38, 2001.
- [3] Agrawal P. Govind. *Fiber-Optical Communication Systems*. Wiley, 3rd editio edição, 2002.
- [4] Victor Hum. Electro-optic Modulators for Radio-on-Fibe Applications. Relatório té, University of Calgary, 2001.
- [5] Maria C Santos Blanco e Telecommunication Engineering. Master thesis.
- [6] Yves Painchaud, Michel Poulin, Michel Morin, e Michel Têtu. Performance of balanced detection in a coherent receiver. 17(5):3659–3672, 2009.
- [7] Vincent J Urick, Frank Bucholtz, Preetpaul S Devgan, Jason D Mckinney, e Keith J Williams. Phase Modulation With Interferometric Detection as an Alternative to Intensity Modulation With Direct Detection for Analog-Photonic Links. 55(9):1978–1985, 2007.
- [8] Márcio Almeida, Pedro Pinho, e Fernando M V Ramos. Radio over Fiber ( RoF ). (November):24–25, 2011.
- [9] B Charbonnier, H Le Bras, P Urvoas, Q T N Guyen, M Huchard, e A Pizzinat. Upcoming perspectives and future challenges for ROF. páginas 3–5, 2006.
- [10] Shifted Fiber, Using Chirped, e Fiber Grating. FADING-FREE TRANSPORT OF 60GHz-OPTICAL DSB SIGNAL IN NON-DISPERSION SHIFTED FIBER USING CHIRPED FIBER GRATINGS. (3):223–226, 1998.
- [11] F Ramos, Student Member, J Marti, V Polo, e Student Member. On the Use of Fiber-Induced Self-Phase Modulation to Reduce Chromatic Dispersion Effects in Microwave / Millimeter-Wave Optical Systems. 10(10):1473–1475, 1998.
- [12] Hideyuki Sotobayashi e Ken-ichi Kitayama. Cancellation of the Signal Fading for 60 GHz Subcarrier Multiplexed Optical DSB Signal Transmission in Nondispersion Shifted Fiber. 17(12):2488–2497, 1999.
- [13] Bob Davies, Jan Conradi, e Senior Member. Hybrid Modulator Structures for Subcarrier and Harmonic Subcarrier Optical Single Sideband. 10(4):600–602, 1998.
- [14] Eric Vergnol, Fabrice Devaux, Daniel Tanguy, e P Elisabeth. Integrated Lightwave Millimetric Single Side-Band Source : Design and Issues. 16(7):1276–1284, 1998.

- [15] David Wake, Claudio R Lima, Student Member, e Phillip A Davies. Optical Generation of Millimeter-Wave Signals for Fiber-Radio Systems Using a Dual-Mode DFB Semiconductor Laser. 43(9), 1995.
- [16] D Wake, D G Moodie, D D Marcenac, L D Westbrook, e D Nettet. Novel Techniques for High-Capacity 60-GHz Fiber-Radio Transmission Systems. 45(8):1416–1423, 1997.
- [17] Gerd Keiser. *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill, 2nd edition, 1991.
- [18] Chromatic Dispersion in microwave in Fiber-0 millimeter-Wave Links. 44(10), 1996.
- [19] S. Yamashita e T. Okoshi. Suppression of beat noise from optical amplifiers using coherent receivers. *Journal of Lightwave Technology*, 12(6):1029–1035, Junho 1994.
- [20] Vincent J Urick, Frank Bucholtz, James L Dexter, Keith J Williams, e Christopher Mcdermitt. Increased spurious-free dynamic range for an all-Raman 105 km link using phase modulation and balanced detection. páginas 4–5.
- [21] Michael D Mckinley, Kate A Remley, Maciej Myslinski, J Stevenson Kenney, e Bart Nauwe-laers. EVM Calculation for Broadband Modulated Signals . páginas 45–52, 2004.
- [22] Christina Lim, Ampalavanapillai Nirmalathas, Yizhuo Yang, Dalma Novak, e Rod Wa-terhouse. Radio-over-Fiber Systems. 7632:1–10, 2009.