

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



FEUP

Interfaces eletro-ópticas para redes de acesso picocelulares

Manuel Guimarães de Campos Monteiro

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Henrique Manuel de Castro Faria Salgado (Professor Doutor)

Coorientador: Luís Manuel de Sousa Pessoa (Doutor)

31 de Julho de 2012

A Dissertação intitulada

“Interfaces Electro-ópticas para Redes de Acesso Picoceulares”

foi aprovada em provas realizadas em 17-07-2012

o júri



Presidente Professor Doutor Abel Jorge Antunes da Costa
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Mário José Neves de Lima
Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática
da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Doutor Luís Manuel Pessoa
Investigador do INESC - TEC

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Manuel Guimarães de Campos Monteiro

Resumo

As redes rádio sobre fibra são consideradas a alternativa mais viável para a implementação de sistemas que respondam de forma eficaz ao crescente tráfego registado nas redes de acesso sem fios.

As novas infraestruturas de rede deverão garantir capacidade, cobertura e largura de banda, associadas à mobilidade inerente aos sistemas *wireless*. Estas exigências implicam a utilização de portadoras de elevada frequência alocadas na banda das ondas milimétricas, permitindo taxas de transmissão na ordem dos Gb/s. No entanto, a elevada atenuação registada na propagação de sinais elétricos a altas frequências traduzir-se-á numa redução significativa da dimensão das células de acesso.

Os pontos de acesso baseados nesta tecnologia e que garantem um alcance de apenas alguns metros são designados como *pico* células. As redes rádio sobre fibra baseadas em infraestruturas *pico* celulares só serão economicamente viáveis se forem utilizados conversores eletro-óticos de reduzida complexidade eletrónica e elevada eficiência. O grande desafio da próxima geração de redes baseadas em *pico* células passa por reduzir os custos de implementação dos pontos de acesso garantindo, simultaneamente, a interoperabilidade dos sistemas e a transparência em relação aos protocolos e *standards* utilizados.

Identificada a importância de soluções simples e de baixo custo para os pontos de acesso, a Universidade de Glasgow, numa parceria com a Universidade do Algarve, propôs uma solução baseada na integração de díodos de efeito de túnel ressonante com díodos *laser* e fotodetectors. O *RTD-PD-LD* é um dispositivo optoeletrónico integrado que tira partido da característica corrente-tensão dos díodos de efeito de túnel ressonante. A característica inerente a estes *nano* dispositivos, que apresenta uma região de resistência diferencial negativa, permite implementar osciladores elétricos de elevada frequência.

Este trabalho tem como principal objetivo caracterizar o desempenho do *RTD-PD-LD* na ligação ascendente e descendente.

Esta caracterização é realizada com base num protótipo do dispositivo que deverá integrar uma montagem laboratorial, permitindo avaliar a resposta a diversas modulações de fase e frequência. A avaliação do desempenho de cada uma das modulações só deverá ser realizada depois de concluída a caracterização do *RTD-PD-LD* na ausência de sinal e na presença de uma única portadora não modulada.

No desenvolvimento desta tese são apresentados os resultados dos testes efetuados, bem como a sensibilidade do dispositivo a variações na potência ótica e a resposta a sinais multi portadora.

Abstract

Radio over fiber networks are considered the most reliable solution for supporting the continuous growth in wireless communication systems.

The next generation infrastructures should be able to provide wide coverage, higher capacity and bandwidth while ensuring wireless mobility. The new radio systems will use the millimeter-wave frequency band for providing data rates about Gb/s. However, operating at lower microwave frequencies will reduce radio cells due to the large atmospheric absorption recorded in this band. This so-called picocells are access points with few meters range. Pico-cellular radio over fiber networks can only be economically competitive if they rely on efficient and non-complex optical/electrical converters. The major challenge for the next generation networks is to provide interfaces for transparent operation, avoiding frequency conversions.

Recognizing this, Glasgow University in association with Universidade do Algarve proposed a new solution that is able to offer simpler and cost effective access points. This device is based on the integration of resonant tunneling diodes with laser diodes and photo-detectors. RTD-PD-LD is an optoelectronic integrated device that takes advantage of the resonant tunneling diode current-voltage characteristic. These nanoelectronic devices exhibit a negative differential resistance that is used to implement high frequency oscillators.

The main goal for this work is to implement and test uplink and downlink connections using RTD-PD-LD.

The experimental setup is based on a RTD-PD-LD prototype that should be able to provide information to evaluate phase and frequency modulations. After electrical characterization, optical and electrical injection can be tested with a single carrier.

In the following, not only the outcomes of the experimental test but also the RTD-PD-LD behavior to optical power variations and electrically injected multicarrier signals performance have been presented.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço ao Professor Doutor Henrique Salgado pela ajuda na escolha do tema, por me ter orientado e guiado quando a tese parecia perder o rumo e, acima de tudo, por me ter apresentado o mundo das comunicações óticas.

Ao Doutor Luís Pessoa e ao Mário Pereira pela ajuda técnica, pelas boas dicas e por todas as contribuições que me guiaram durante todo este processo; obrigado por me terem ensinado a manipular o equipamento, as técnicas laboratoriais e por me terem incentivado a procurar sempre uma nova solução.

Ao Bruno Romeira pela paciência e ajuda na resolução dos problemas e pela cedência e reparação dos dispositivos.

Ao Doutor João Oliveira pela constante disponibilidade e pelas dicas de carácter mais teórico.

À minha prima Inês e à minha irmã Teresa pela ajuda e disponibilidade que sempre demonstraram e pela paciência que tiveram em fazer a revisão deste trabalho.

Finalmente, mas não menos importante, aos meus pais, Gabriela e Manuel, que me aconselharam e suportaram todos estes anos e que sempre me apoiaram e aturaram, mesmo nos momentos mais difíceis.

Manuel Campos Monteiro

“Everything is linear if plotted log-log with a fat magic marker.”

Mar’s Law

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Âmbito e Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura da Dissertação	3
2	Rádio sobre Fibra	5
2.1	A tecnologia <i>RoF</i>	5
2.2	Arquitetura das redes <i>RoF</i>	7
2.2.1	<i>BB-over-Fiber</i>	8
2.2.2	<i>IF-over-Fiber</i>	9
2.2.3	<i>RF-over-Fiber</i>	10
2.3	Técnicas para transporte de sinais <i>RF</i> em canais óticos	11
2.3.1	Geração de sinais <i>RF</i> por Modulação de Intensidade com Detecção Direta	12
2.3.2	Geração de sinais <i>RF</i> através de técnicas de Detecção Ótica Heterodina	13
2.3.3	Geração de sinais <i>RF</i> através de técnicas de Conversão Harmónica	15
2.4	O efeito da dispersão cromática nas ligações <i>RoF</i>	15
2.4.1	Dispersão cromática	16
2.4.2	Impacto na propagação de sinais <i>RF</i> em canais óticos	16
2.5	Redes pico- e femtocelulares	19
3	Técnicas de Modulação Digital	21
3.1	Introdução	21
3.2	Modulações de Fase	21
3.2.1	BPSK	22
3.2.2	QPSK	23
3.2.3	8-PSK	24
3.2.4	$\frac{\pi}{4}$ -DQPSK	27
3.2.5	$\frac{\pi}{8}$ -D8PSK	28
3.3	Modulações de Frequência	30
3.3.1	2-FSK	31
3.3.2	<i>M</i> -FSK	33
3.4	GMSK	35
3.5	Métodos para avaliação da qualidade da ligação	37
3.5.1	<i>Error Vector Magnitude</i>	37
3.5.2	<i>Bit Error Rate</i>	39
3.6	Conclusão	40

4	Solução <i>RTD-PD-LD</i>	43
4.1	Introdução	43
4.2	Díodos de Efeito de Túnel Ressonante	44
4.3	Circuito ótico eletrônico integrado	45
4.3.1	<i>RTD-LD</i>	46
4.3.2	<i>RTD-PD</i>	46
4.3.3	<i>RTD-PD-LD</i>	47
5	Função <i>uplink</i>: <i>RTD-LD</i>	49
5.1	Introdução	49
5.2	Montagem Laboratorial	49
5.3	Característica ($I - V$)	51
5.4	Sincronização com Portadora RF	52
5.5	Sincronização com Portadora RF Modulada	55
5.5.1	Modulações de Fase	56
5.5.2	Modulações de Frequência	65
5.5.3	Modulação <i>GMSK</i>	74
5.6	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>	76
5.7	Conclusão	77
6	Função <i>downlink</i>: <i>RTD-PD</i>	79
6.1	Introdução	79
6.2	Montagem Laboratorial	79
6.3	Característica ($I - V$)	80
6.4	Sincronização com Portadora Ótica	82
6.5	Sincronização com Portadora Ótica Modulada	86
6.5.1	Modulações de Fase	86
6.5.2	Modulações de Frequência	88
6.5.3	Modulação <i>GMSK</i>	95
6.6	Conclusão	97
7	Conclusões e Trabalho Futuro	99
7.1	Satisfação dos Objetivos	99
7.2	Trabalho Futuro	100
A	Parâmetros experimentais das montagens <i>back-to-back</i>	103
B	Parâmetros experimentais das montagens <i>uplink</i> e <i>downlink</i>	107
	Referências	111

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de uma ligação <i>RoF</i> . (Adaptado de [1])	5
2.2	Esquemas para o transporte de sinais sobre fibra ótica: <i>BB-over-Fiber</i> (a), <i>IF-over-Fiber</i> (b), <i>RF-over-Fiber</i> (c). (Adaptado de [2])	7
2.3	Esquema de ligação <i>BB-over-Fiber</i> . (Adaptado de [1, 2])	8
2.4	Esquema de ligação <i>IF-over-Fiber</i> . (Adaptado de [1, 2])	9
2.5	Espectro ótico de uma ligação <i>IF-over-Fiber</i> . (Adaptado de [2])	9
2.6	Esquema de ligação <i>RF-over-Fiber</i> , com modulação externa. (Adaptado de [1, 2]) . .	10
2.7	Espectro ótico de uma ligação <i>RF-over-Fiber</i> . (Adaptado de [2])	11
2.8	Modulação ótica de sinais <i>RF</i> através de modulação direta (a) e com recurso a um modulador externo (b). (Adaptado de [3])	12
2.9	Potência <i>RF</i> recebida em função da distância de transmissão do canal ótico. (Adaptado de [2, 4-6])	17
2.10	Potência <i>RF</i> recebida em função da frequência da portadora modulada, f_c , para uma distância de transmissão de 30km. (Adaptado de [2, 5])	18
2.11	Atenuação específica associada aos gases atmosféricos em função da frequência do sinal <i>RF</i> . (Adaptado de [7])	19
3.1	Esquema de um modulador <i>PSK</i> . (Adaptado)	22
3.2	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>BPSK</i>	23
3.3	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>QPSK</i>	25
3.4	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>8PSK</i>	26
3.5	Esquemas das possíveis constelações para uma modulação <i>QPSK</i> convencional (a) e com uma rotação de $\pi/4$ radianos (b), onde as setas representam os caminhos através dos quais o modulador pode alterar o seu estado.(Adaptado de [8])	27
3.6	Esquema dos oito estados que a fase do modulador $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i> pode assumir.(Adaptado de [8])	28
3.7	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i>	28
3.8	Esquemas das possíveis constelações para uma modulação <i>8PSK</i> convencional (a) e com uma rotação de $\pi/8$ radianos (b), onde as setas representam os caminhos através dos quais o modulador pode alterar o seu estado.	29
3.9	Esquema dos oito estados que a fase do modulador $\frac{\pi}{8}$ - <i>D8PSK</i> pode assumir. . . .	29
3.10	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\frac{\pi}{8}$ - <i>D8PSK</i>	30
3.11	Esquema de um modulador <i>FSK</i> . (Adaptado)	30
3.12	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>2-FSK</i>	32
3.13	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>4-FSK</i>	34
3.14	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>8-FSK</i>	34
3.15	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>16-FSK</i>	35
3.16	Impulsos $g(t)$ usados na modulação <i>GMSK</i> . (O impulso é deslocado temporalmente $2.5T_b$) .	36

3.17	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>GMSK</i>	37
3.18	Esquema de uma constelação de referência com o ponto efetivamente transmitido (a) e representação do respetivo vetor de erro (b). (Adaptado de [9, 10])	38
3.19	Probabilidade de <i>bit</i> errado em modulações <i>M-PSK</i> (a) e em modulações <i>M-FSK</i> (b).	41
4.1	Característica <i>I – V</i> do <i>RTD</i> determinada com base na equação 4.1. (Adaptado de [11–13])	45
4.2	<i>RTD-LD</i> : esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [11, 12])	46
4.3	Esquema de um <i>RTD</i> onde é incorporado um guia de onda ótico. (Adaptado de [14, 15])	47
4.4	<i>RTD-PD</i> : esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [16])	47
4.5	<i>RTD-PD-LD</i> : esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [11, 12, 16])	48
5.1	Esquema da montagem laboratorial utilizada para teste da função <i>uplink</i>	50
5.2	Esquema elétrico do <i>Bias-T</i>	50
5.3	Característica <i>I – V</i> do <i>RTD</i> com destaque para a região <i>NDR</i>	51
5.4	Espectro em função da tensão de polarização.	52
5.5	Frequência de oscilação livre (a) e respetiva amplitude (b) em função da tensão de polarização.	53
5.6	Gama de sincronismo em função da tensão de polarização para diferentes valores de potência da portadora <i>RF</i>	54
5.7	Desvio entre a frequência central da gama de sintonia e a frequência de oscilação livre.	55
5.8	Gama de sincronismo em função da potência da portadora <i>RF</i>	56
5.9	<i>EVM</i> em modulações <i>BPSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	57
5.10	Espectros recebidos para a modulação <i>BPSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a) e de 2MHz (b).	57
5.11	<i>EVM</i> em modulações <i>QPSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	58
5.12	Constelações recebidas para a modulação <i>QPSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a) e de 4MHz (b).	58
5.13	<i>EVM</i> em modulações 8- <i>PSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	59
5.14	Espectros recebidos para a modulação 8- <i>PSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).	60
5.15	<i>EVM</i> em modulações $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	61
5.16	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i> com uma largura de banda do sinal de 2MHz.	61
5.17	<i>EVM</i> em modulações $\frac{\pi}{8}$ - <i>D8PSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	62
5.18	Constelações recebidas para a modulação $\frac{\pi}{8}$ - <i>D8PSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).	62
5.19	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>PSK</i>	63
5.20	Espectros recebidos para as modulações <i>BPSK</i> (a) e <i>QPSK</i> (b) com sinais de largura de banda de 500kHz.	64
5.21	<i>SNR</i> em função da potência da portadora <i>RF</i> para modulações <i>PSK</i>	64
5.22	<i>BER</i> teórico em função da <i>SNR</i> determinada experimentalmente para modulações <i>PSK</i>	65

5.23	<i>EVM</i> em modulações 2- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	66
5.24	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 2- <i>FSK</i> , com uma largura de banda do sinal de 2MHz e potência da portadora elétrica de -10dBm. . .	67
5.25	<i>EVM</i> em modulações 4- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	68
5.26	Constelações recebidas para a modulação 4- <i>FSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).	68
5.27	<i>EVM</i> em modulações 8- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	69
5.28	Constelações recebidas para a modulação 8- <i>FSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).	70
5.29	<i>EVM</i> em modulações 16- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	71
5.30	Espectros recebidos para as modulações 2- <i>FSK</i> (a), 4- <i>FSK</i> (b), 8- <i>FSK</i> (c) e 16- <i>FSK</i> (d) com sinais de largura de banda de 4kHz.	71
5.31	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>FSK</i>	72
5.32	Comparação do <i>EVM</i> obtido com valores de referência para modulações <i>FSK</i> . . .	73
5.33	<i>SNR</i> em função da potência da portadora <i>RF</i> para modulações <i>FSK</i>	73
5.34	<i>BER</i> teórico em função da <i>SNR</i> determinada experimentalmente para modulações <i>FSK</i>	74
5.35	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>GMSK</i> , com uma largura de banda do sinal de 270.83kHz e potência da portadora elétrica de -10dBm. . .	74
5.36	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>GMSK</i>	75
5.37	Espectrograma da resposta do <i>RTD-LD</i> a um sinal multi portadora.	76
5.38	Espectros de um sinal multi portadora.	77
5.39	Comparação do desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>PSK</i> , <i>FSK</i> e <i>GMSK</i>	78
6.1	Esquema da montagem laboratorial utilizada para teste da função <i>downlink</i>	80
6.2	Característica <i>I - V</i> do <i>RTD</i> , com destaque para a região <i>NDR</i>	81
6.3	Espectro em função da tensão de polarização.	81
6.4	Frequência de oscilação livre (a) e respetiva amplitude (b) em função da tensão de polarização.	82
6.5	Espectro para tensão de polarização $V_{DC} = 2.13$ V.	83
6.6	Guia de onda do protótipo <i>RTD-PD</i> utilizado.	83
6.7	Gama de sincronismo em função da tensão de polarização.	84
6.8	Espectro em função da potência ótica.	85
6.9	Gama de sincronismo em função da potência da portadora <i>RF</i> para diferentes valores de potência ótica.	85
6.10	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>PSK</i>	86
6.11	Espectros recebidos para as modulações <i>BPSK</i> (a), <i>QPSK</i> (b), 8- <i>QPSK</i> (c), $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i> (d) e $\frac{\pi}{8}$ - <i>D8PSK</i> (e) com sinais de largura de banda de 500kHz.	87
6.12	<i>EVM</i> em modulações 2- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	88
6.13	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 2- <i>FSK</i> , com uma largura de banda do sinal de 2MHz e potência da portadora elétrica de 10dBm. . . .	89
6.14	<i>EVM</i> em modulações 4- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	90

6.15	Constelações recebidas para a modulação 4- <i>FSK</i> com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).	91
6.16	<i>EVM</i> em modulações 8- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	92
6.17	Constelações recebidas para a modulação 8- <i>FSK</i> com potência ótica de 9.54 dBm (a) e 6.54dBm (b) e com sinais de largura de banda de 2MHz.	92
6.18	<i>EVM</i> em modulações 16- <i>FSK</i> para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.	93
6.19	Espectros recebidos para as modulações 2- <i>FSK</i> (a), 4- <i>FSK</i> (a), 8- <i>FSK</i> (c) e 16- <i>FSK</i> (d) com sinais de largura de banda de 2kHz.	93
6.20	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>FSK</i>	94
6.21	<i>SNR</i> em função da potência da portadora <i>RF</i> para modulações <i>FSK</i>	95
6.22	<i>BER</i> teórico em função da <i>SNR</i> determinada experimentalmente para modulações <i>FSK</i>	95
6.23	Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação <i>GMSK</i> , com uma largura de banda do sinal de 270.83kHz e potência da portadora elétrica de 10dBm.	96
6.24	Desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>GMSK</i>	96
6.25	Comparação do desempenho do <i>EVM</i> em modulações <i>PSK</i> , <i>FSK</i> e <i>GMSK</i>	97

Lista de Tabelas

A.1	Parâmetros da montagem <i>back-to-back</i> usada na recolha de valores de referência para as modulações <i>PSK</i>	103
A.2	Parâmetros da montagem <i>back-to-back</i> usada na recolha de valores de referência para as modulações <i>FSK</i>	104
A.3	Parâmetros da montagem <i>back-to-back</i> usada na recolha de valores de referência para as modulações <i>GMSK</i>	105
A.4	Mapeamento dos símbolos da constelação para a modulação 8- <i>FSK</i>	105
A.5	Mapeamento dos símbolos da constelação para a modulação 16- <i>FSK</i>	106
B.1	Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para as modulações <i>PSK</i>	107
B.2	Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para as modulações <i>FSK</i>	108
B.3	Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para a modulação <i>GMSK</i>	108

Abreviaturas e Símbolos

Abreviaturas

AM	Amplitude Modulation
AP	Access Point
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Base Band
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
BS	Base Station
CMOS	Complementary metal–oxide–semiconductor
CO	Central Office
CS	Central Station
DD	Direct Detection
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
DSB	Double SideBand
EAM	Electro-Absortion Modulator
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EMI	ElectroMagnetic Interference
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EVM	Error Vector Magnitude
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency-Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
IF	Intermediate Frequency
IM	Intensity Modulation
ISI	InterSymbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
ITU-R	ITU Radiocommunication Sector
LAN	Local Area Network

LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LD	Laser Diode
MS	Mobile Station
MSK	Minimum Shift Keying
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NDR	Negative Differential Resistance
ODSB	Optical Double Side-Band
OEIC	OptoElectronic Integrated Circuit
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFLL	Optical Frequency-Locked Loop
OIL	Optical Injection Locking
OIPLL	Optical Injection Phase-Locked Loop
OPLL	Optical Phase-Locked Loop
OVCO	Optoelectronic Voltage Controlled Oscillator
OW	Optical Waveguide
PD	Photodetector
PM	Phase Modulation
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
RHD	Remote Heterodyne Detection
RoF	Radio-over-Fiber
RTD	Resonant Tunnelling Diode
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SSB	Single Side-Band
WLAN	Wireless Local Area Network

Símbolos

B	largura de banda	(Hz)
B_{BB}	largura de banda do sinal em banda-base	(Hz)
k_B	constante de Boltzmann	
q	carga do elétron	
E_b	energia de <i>bit</i>	(J)
E_s	energia de símbolo	(J)
f_c	frequência da portadora	(Hz)
M	número de estados da modulação	
N_0	densidade espectral de ruído	(W/Hz)
ϕ	fase da portadora	(°)
R_b	taxa de <i>bit</i>	(bit/s)
R_s	taxa de símbolo	(sym/s)
T_b	tempo de <i>bit</i>	(s)
T_s	tempo de símbolo	(s)
WT_b	parâmetro tempo-largura de banda	

Capítulo 1

Introdução

A proposta de tese **Interfaces eletro-ópticas para redes de acesso pico celulares** tem como principal objetivo o estudo de uma nova solução integrada para pontos de acesso - *Access Points (APs)* - com recurso à utilização de circuitos não lineares baseados na integração de díodos de efeito de túnel ressonante - *Resonant Tunnelling Diodes (RTDs)* - com díodos laser - *Laser Diodes (LDs)* - e fotodetetores - *Photodetectors (PDs)*.

Esta solução, desenvolvida pela Universidade de Glasgow em parceria com a Universidade do Algarve, propõe uma nova abordagem para *APs* em aplicações de redes de distribuição de sinais sem fios suportados por fibra ótica, tirando partido da amplificação intrínseca associada aos osciladores *RTD*.

1.1 Âmbito e Motivação

Nos últimos anos temos assistido a um crescimento exponencial das comunicações sem fios. Primeiro através das redes de acesso móveis e posteriormente com a difusão das *Wireless Local Area Networks (WLANs)*.

As redes rádio sobre fibra - *Radio-over-Fiber (RoF)* - são consideradas as soluções mais promissoras e economicamente viáveis no que toca à implementação de redes de acesso sem fios. Estas novas redes de acesso deverão ser capazes de responder à crescente procura de sistemas que assegurem simultaneamente capacidade, cobertura, largura de banda, mobilidade e fiabilidade.

A incessante procura por novos serviços de qualidade, obriga a que a capacidade das atuais redes de acesso baseadas em infraestruturas *WLAN* continue a aumentar em larga escala. O melhoramento das infraestruturas das redes de acesso existentes e que permitirá maior capacidade, implica o aumento da largura de banda utilizada. A limitação implícita em termos de espetro é resolvida através da implementação de um grande número de sistemas de alcance reduzido, sistemas esses baseados em pico- e femtocélulas [17, 18].

Todavia, esta solução acarreta elevados custos de implementação, pelo que o grande desafio da próxima geração das redes de acesso baseadas em pico- e femtocélulas passa por reduzir custos de implementação destas redes, especificamente dos pontos de acesso, que crescerá com a redução do

tamanho das células. Os pontos de acesso estão normalmente encarregues das funções associadas ao processamento dos sinais. Transferindo estas funções para dispositivos colocados a montante na estrutura da rede, será possível reduzir a complexidade das células de acesso e consequentemente baixar os custos de implementação [19].

As atuais redes de acesso, baseadas em infraestruturas *WLAN*, suportam tanto serviços de voz como de dados.

Os operadores que fornecem estes serviços deparam-se com a constante alteração dos *standards* que se espera que continue nos próximos anos. Torna-se óbvio que o grande objetivo das soluções *RoF* é o de assegurar que os dispositivos eletro-óticos, nomeadamente os *APs*, sejam transparentes às frequências de operação utilizadas, aos protocolos e *standards* que suportam essa mesma operação [19].

Conhecida a necessidade de soluções simples e de baixo custo para os *APs* em infraestruturas de redes de acesso pico e femtocelulares, a Universidade de Glasgow, em parceria com a Universidade do Algarve, desenvolveu um dispositivo ótico integrado - *OptoElectronic Integrated Circuit (OEIC)* - que pretende responder a esta necessidade, o *OEIC RTD-PD-LD*.

O *RTD-PD-LD* é um dispositivo opto-eletrónico integrado capaz de realizar a conversão de sinais do domínio elétrico para o domínio ótico e vice-versa. Tem como base um díodo de efeito de túnel ressonante - *Resonant Tunnelling Diode (RTD)*, um nanodispositivo eletrónico com uma característica corrente-tensão ($I - V$) em forma de N fortemente denunciada. O *RTD* exibe uma região de resistência diferencial negativa - *Negative Differential Resistance (NDR)* - que é utilizada para implementar osciladores elétricos de elevada frequência.

1.2 Objetivos

A proposta de tese **Interfaces eletro-óticas para redes de acesso pico celulares** inserida no âmbito do projeto **WOWi**¹, tem como objetivo o estudo, caracterização e teste desta nova solução para *APs* com base nos dispositivos desenvolvidos pela Universidade de Glasgow em parceria com a Universidade do Algarve.

O estudo desta nova solução passa pela implementação e teste das funções *uplink* e *downlink*. A implementação e demonstração das funções *uplink* e *downlink* foi realizada com recurso a um protótipo do *OEIC RTD-PD-LD*.

uplink: a caracterização da função *uplink* deverá permitir avaliar o funcionamento dinâmico do sistema *RTD-LD*. Pretende-se determinar experimentalmente o ponto ótimo de funcionamento do sistema *RTD-LD*, assim como o *locking range*, largura de banda e valores mínimos de potência da portadora elétrica que permitem sincronização e conversão eletro-ótica.

¹O projeto *Wireless-optical-wireless interfaces for picocellular access networks (WOWi)* é financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia e pelo Ministério da Ciência, Tecnologia e Ensino Superior

Deverá ainda ser avaliado o comportamento do sistema através de medidas de erro das constelações recebidas, perante diferentes tipos de modulações de frequência e fase. A caracterização do *RTD-LD* tem como base uma montagem laboratorial que permite a injeção elétrica de uma portadora modulada no *RTD* e a recolha do sinal ótico emitido pelo *LD* e propagado numa fibra ótica mono modo. A recolha do sinal ótico é realizada com um recetor ótico convencional.

downlink: a caracterização da função *downlink* inclui o estudo detalhado do sistema *RTD-PD*. Deverá ser implementado um transmissor ótico baseado num modulador de Mach-Zehnder, de forma a ser possível realizar injeção ótica no dispositivo. Pretende-se com esta montagem laboratorial avaliar as condições ótimas de funcionamento do sistema *RTD-PD*, *locking range* e valores mínimos de potência da portadora ótica que permitem sincronização e a conversão dos sinais para o domínio elétrico. Deverá ser possível comparar o sinal elétrico gerado com o produzido pelo *RTD-PD* e ainda testar diferentes tipos de modulações de frequência e fase.

1.3 Estrutura da Dissertação

O trabalho aqui apresentado tem como objetivo o teste e caracterização do *OEIC RTD-PD-LD*. Este dispositivo é proposto como solução para pontos de acesso em redes pico celulares baseadas em estruturas *RoF*.

Na primeira parte deste trabalho, capítulo 2, é introduzida a tecnologia rádio sobre fibra. Na primeira secção deste capítulo, [A tecnologia RoF](#), são introduzidos alguns conceitos essenciais no contexto das redes *RoF*, e descritas algumas das características que fazem desta tecnologia uma mais valia em relação aos meios convencionais para a propagação de sinais *RF*. Nas secções 2.2 e 2.3 são descritas possíveis arquiteturas para as redes *RoF* e apresentadas técnicas para a geração e transporte de sinais *RF* nestas redes. Finalmente, na secção 2.5, é introduzido o conceito de [Redes pico- e femtocelulares](#) no âmbito da tecnologia *RoF*.

O capítulo [Técnicas de Modulação Digital](#) introduz diversos esquemas de [Modulações de Fase](#) e de [Modulações de Frequência](#) que deverão ser utilizadas na caracterização do *RTD-PD-LD* nos capítulos 5 e 6.

Nas secções 3.2 e 3.3 são apresentados modelos matemáticos que permitem definir o espaço de sinal para as constelações de cada uma destas modulações. São ainda apresentadas constelações e espetros utilizados como valores de referência e obtidos com base numa montagem laboratorial. A secção 3.5, descreve técnicas que permitem avaliar o desempenho do sistema e tirar conclusões sobre a relação sinal ruído - *Signal-to-Noise Ratio (SNR)*.

No capítulo 4, é feita uma introdução à [Solução RTD-PD-LD](#).

Os [Díodos de Efeito de Túnel Ressonante](#) são um dos componentes fundamentais do *OEIC RTD-PD-LD*, e como tal é importante conhecer algumas das propriedades que lhes são inerentes,

nomeadamente a *NDR*, e que são descritas ao longo da secção 4.2. O conhecimento dos princípios subjacentes à integração do *RTD-LD* e do *RTD-PD* são descritos em 4.3.1 e 4.3.2 respetivamente.

Os capítulos 5 e 6 descrevem o procedimento experimental para teste e caracterização do *OEIC RTD-PD-LD* em cada uma das suas funções. Os resultados obtidos e as conclusões inferidas com base nesses resultados são também apresentados nestes dois capítulos.

Finalmente, no capítulo *Conclusões e Trabalho Futuro*, são sintetizadas algumas considerações mais gerais sobre o desempenho do dispositivo sujeito a teste e deixadas algumas indicações de *Trabalho Futuro* que permitirão uma caracterização mais detalhada de alguns aspetos do *OEIC RTD-PD-LD*.

Capítulo 2

Rádio sobre Fibra

2.1 A tecnologia *RoF*

À medida que as exigências em termos de taxas de transmissão e capacidade dos sistemas sem fios aumentam, as redes rádio sobre fibra - *Radio-over-Fiber (RoF)* - são propostas como solução para ultrapassar as limitações de ocupação do espectro inerentes ao aumento da largura de banda. A flexibilidade das ligações *RoF* permite que sejam projetadas por forma a fornecerem um meio de transmissão transparente para sinais analógicos ou digitais [1].

As ligações *RoF* são usadas como meio para distribuir sinais desde as estações centrais - *Central Stations (CSs)* - até às estações base - *Base Stations (BSs)* [3, 20], reaproveitando os núcleos das redes de acesso já implementadas e que têm como base estruturas em fibra ótica. A figura 2.1 apresenta um esquema de uma ligação rádio sobre fibra, onde o sinal rádio é posteriormente emitido pelos *Access Points (APs)* até diversos dispositivos móveis - *Mobile Stations (MSs)*.

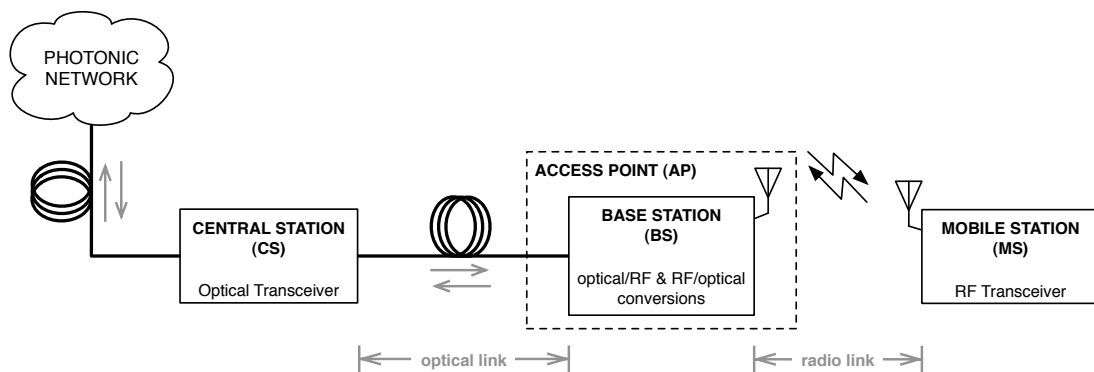


FIGURA 2.1: Diagrama de uma ligação *RoF*. (Adaptado de [1])

A tecnologia *RoF* aparece como uma solução bastante atrativa no contexto das redes pico- e femtocelulares [18]. O aumento das exigências de serviços de banda larga, através de redes de acesso fixas ou sem fios, implica o uso de portadoras com comprimentos de onda cada vez mais pequenos (na ordem das milésimas do metro) que suportem o constante crescimento dos volumes

de tráfego nestas redes. Por sua vez, o recurso a ondas milimétricas oferece alguns benefícios, tais como a elevada largura de banda e a elevadas perdas por atenuação que levam a uma menor distância de transmissão em linha de vista [1]. Numa primeira avaliação, este segundo benefício pode não parecer vantajoso, todavia as consequências que daí resultam são certamente. Pelo facto de a transmissão em linha de vista se tornar menos eficiente serão necessárias diversas células de muito curto alcance, pico- e femtocélulas, o que resulta num aumento evidente do fator de reutilização do espectro de frequências. Apesar de a utilização de portadoras de elevada frequência impedir a transmissão em linha de vista para distâncias mais elevadas, o recurso a ligações *RoF* pode resolver este problema pelo facto de estas ligações serem totalmente transparentes [1, 21].

As ligações *RoF* garantem um canal para a transmissão de sinais *Radio Frequency (RF)* em todo o seu espectro ($DC - 300\text{GHz}$) [19]. A ligação ótica descendente - “downlink”, é responsável por distribuir os sinais *RF* desde as estações centrais - *CSs* - até a um grande número de *BSs*, conhecidas como pontos de acesso - *APs*. As ligações ascendentes e que chegam aos *APs* são posteriormente reencaminhadas até às *CSs* para processamento [18]. Esta é uma das grandes vantagens associadas ao conceito das redes *RoF* visto que, não existindo qualquer tipo de processamento dos sinais nos *APs*, é possível reduzir significativamente a complexidade das estações base. Desta forma, os *APs* terão apenas como função a conversão ótico-elétrica e elétrico ótica e a propagação dos sinais *RF* que podem ser transmitidos na rede com perdas muito reduzidas e tipicamente de 0.2dB/Km [19].

De forma resumida é possível enumerar algumas das principais vantagens da tecnologia *RoF* [3, 18]:

- baixas perdas por atenuação;
- elevada largura de banda;
- imunidade a interferências, nomeadamente *ElectroMagnetic Interference (EMI)*;
- transparência em relação às frequências e larguras de banda de operação, assim como às técnicas de modulação utilizadas;
- consumos energéticos reduzidos;
- simplicidade e reduzida dimensão das estações base;
- instalações simples e de fácil manutenção;
- possibilidade de se centralizar todo o processamento e operação nas *CSs*;
- alocação dinâmica de recursos.

2.2 Arquitetura das redes RoF

Existem diferentes esquemas para transporte de sinais *RF* nas redes *RoF*. A principal diferença entre esquemas reside nas técnicas utilizadas para gerar e modular as portadoras que distribuem a informação sobre os canais óticos e que assentam nas bandas de frequência utilizadas [1].

A figura 2.2 apresenta três esquemas para o transporte de sinais sobre canais de fibra ótica:

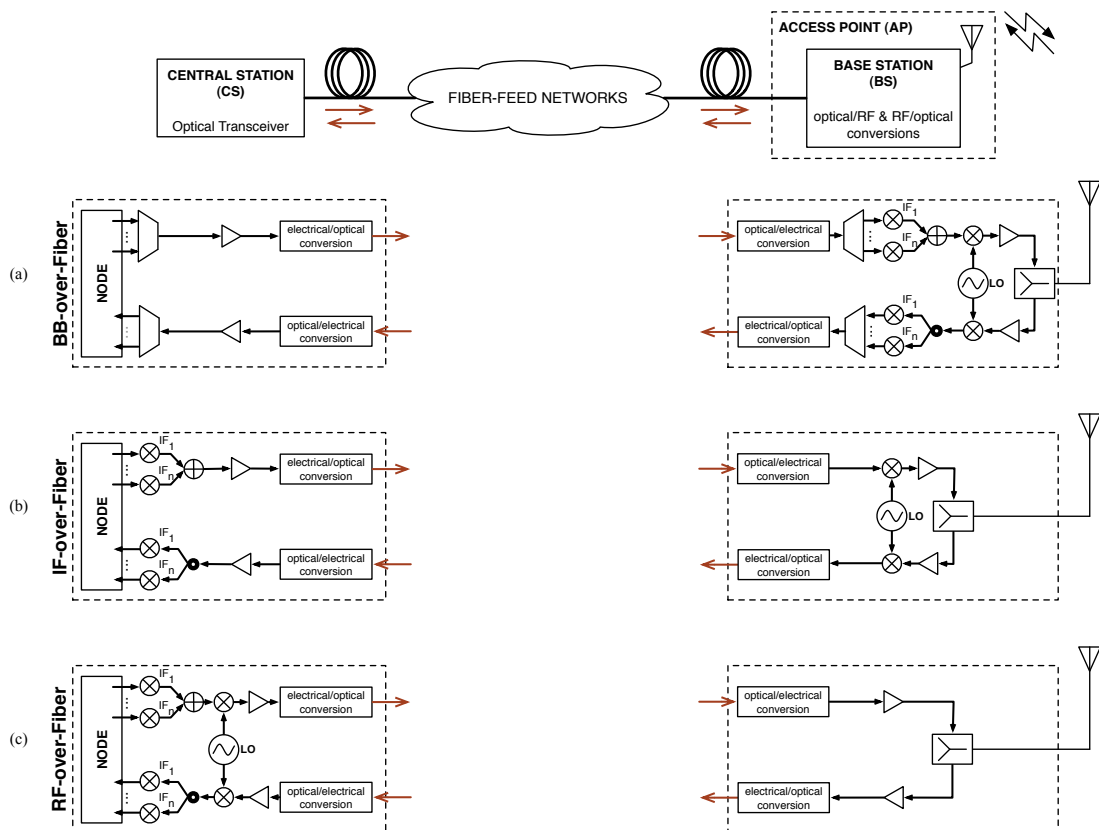


FIGURA 2.2: Esquemas para o transporte de sinais sobre fibra ótica: *BB-over-Fiber* (a), *IF-over-Fiber* (b), *RF-over-Fiber* (c). (Adaptado de [2])

Uma análise cuidadosa dos esquemas da figura 2.2 permite concluir que para cada um dos casos ilustrados é utilizada uma banda de frequências diferente:

- banda base - *Base Band (BB)*;
- banda das frequências intermédias - *Intermediate Frequency (IF)*;
- banda das rádio frequências - *Radio Frequency (RF)*.

Comparando os três esquemas apresentados é possível inferir que deverá existir um compromisso entre a complexidade eletrônica e as interfaces opto-eletrônicas em cada uma das *BSs*.

Um dos grandes desafios no transporte de portadoras milimétricas em sistemas rádio fibra é a distribuição eficiente dos sinais rádio pelas diferentes *BSs*, mantendo a simplicidade, funcionalidade e desenho compacto dos *APs*. Torna-se claro que um dos objetivos das novas soluções *RoF* passará pela construção de *APs* que sejam transparentes às frequências de operação utilizadas e aos protocolos subjacentes, assim como a redução da sua complexidade de implementação e os custos de implementação [2, 19].

Nas secções que se seguem serão aprofundadas as diferentes arquiteturas para ligações *RoF*, com especial atenção ao processamento dos sinais nas *BSs*.

2.2.1 *BB-over-Fiber*

A arquitetura *BB-over-Fiber* é dos esquemas apresentados na figura 2.2 o que menor complexidade ao nível ótico exige às *BSs*. A figura 2.3 apresenta um esquema mais detalhado de uma ligação *BB-over-Fiber*.

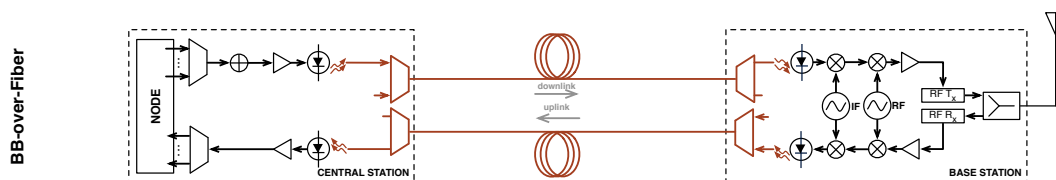


FIGURA 2.3: Esquema de ligação *BB-over-Fiber*. (Adaptado de [1, 2])

Este esquema de transporte de sinais em canais óticos utiliza a informação em banda base para modular diretamente o *LASER*. Na ligação descendente - *downlink* - o sinal ótico resultante é injetado numa fibra ótica e transportado desde as *CSs* até às *BSs*. A necessidade de componentes opto-eletrônicos de baixa largura de banda, determina a simplicidade das ligações óticas associadas a este tipo de configuração. Por outro lado, a complexidade das *BSs* aumenta consideravelmente porque é necessário realizar conversões de frequência de *BB* para *RF* e vice-versa, com o objetivo de garantir também a ligação ascendente - *uplink*. Apesar de já ser possível evitar o uso de osciladores locais nas *BSs*, através de processamento remoto, este esquema de transporte não é transparente [22]. Como tal a complexidade das *BSs* torna a reconfiguração do sistema uma tarefa difícil [1, 2].

Uma das grandes vantagens deste esquema para o transporte de informação em redes *RoF* é o facto de utilizar interfaces opto-eletrónicas lentas e circuitos eletrónicos amplamente estudados e desenvolvidos para o processamento dos sinais. A transmissão digital e as características de intermodulação são outras das vantagens associadas a este tipo de ligações [23]. Finalmente convém referir que, tal como acontece na arquitetura *IF-over-Fiber*, os efeitos da dispersão cromática da fibra são fortemente reduzidos [2].

Os mais recentes desenvolvimentos na tecnologia *CMOS* e o aparecimento de componentes fotônicos baseados em silício, antevêm que seja possível encontrar soluções de baixo custo e de design compacto para as *BSs*. Tome-se como exemplo a integração de um *transceiver* de alta frequência num único *chip* [24, 25]. O aparecimento de componentes fotônicos baseados em silício, compatíveis com a tecnologia *CMOS*, permitiu a sua integração com os eletrônicos já existentes, dando origem aos circuitos opto-eletrônicos integrados - *OptoElectronic Integrated Circuits (OEICs)* [26].

2.2.2 *IF-over-Fiber*

Tal como acontecia na arquitetura *BB-over-Fiber*, também no caso dos esquemas *IF-over-Fiber* é necessária a utilização de um oscilador local nas estações base para fazer a conversão de frequência [3]. A figura 2.4 tem como objetivo ilustrar uma ligação *IF-over-Fiber* e o processamento que tem lugar nas estações base.

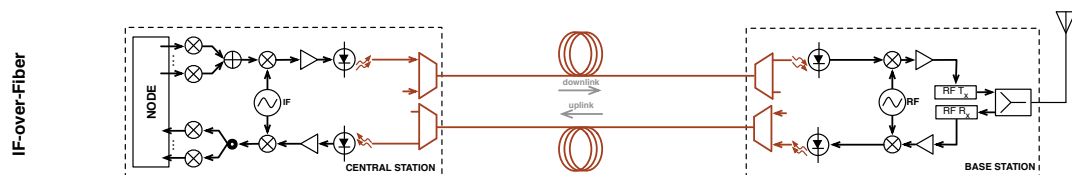


FIGURA 2.4: Esquema de ligação *IF-over-Fiber*. (Adaptado de [1, 2])

Neste caso, os sinais rádio a transmitir são transladados para uma frequência intermédia *IF* nas estações centrais e posteriormente modulados e inseridos num canal ótico. O esquema da figura 2.5 tem como objetivo representar o espectro no canal ótico.

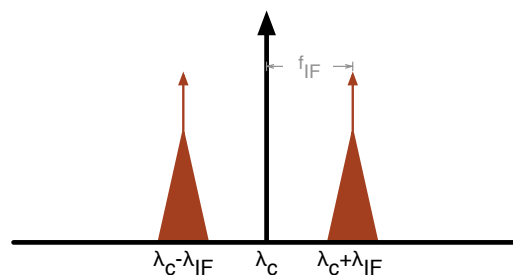


FIGURA 2.5: Espectro ótico de uma ligação *IF-over-Fiber*. (Adaptado de [2])

Tal como acontece com os sinais em banda base, a transmissão de portadoras óticas moduladas por sinais *IF* é menos afetada pelos efeitos de dispersão cromática inseridos pelo canal de

transmissão. Esta é uma das grandes vantagens das arquiteturas *IF-over-Fiber*, que ainda por cima utilizam componentes eletrônicos de baixa velocidade. No entanto, existem algumas desvantagens associadas a esta arquitetura, de onde se destaca o facto de ser necessária uma conversão de frequência *IF* para *RF* antes da difusão do sinal. Esta conversão requer portadoras provenientes de osciladores locais, que podem ou não ser geradas remotamente, e misturadores de alta velocidade. O facto de estas *BSs* não serem transparentes dificulta a possibilidade de expandir ou reconfigurar as redes, tanto para incluir novos canais como alterar frequências de operação [1, 2].

2.2.3 *RF-over-Fiber*

A forma mais simples de transportar sinais milimétricos através de ligações óticas consiste em injetá-los diretamente em canais óticos, não sendo necessária qualquer translação de frequência de nas *BSs* remotas. O esquema da figura 2.6 ilustra este tipo de arquitetura para redes *RoF*.

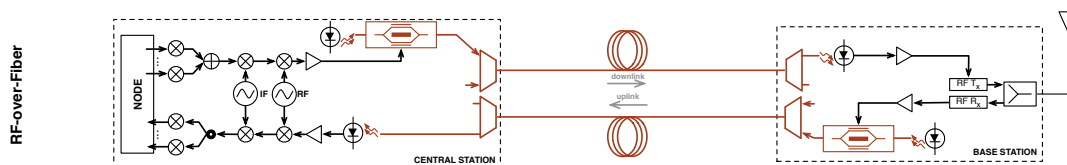


FIGURA 2.6: Esquema de ligação *RF-over-Fiber*, com modulação externa. (Adaptado de [1, 2])

Neste tipo de configurações o sinal que contém a informação modula a portadora ótica, dando origem a um sinal ótico com duas bandas laterais - *Double SideBand (DSB)*, tal como é representado na figura 2.7. Estas duas bandas laterais estão igualmente espaçadas da portadora central a uma distância f_{RF} [2]. A modulação do sinal ótico é feita a partir de técnicas de modulação direta para frequências mais baixas, normalmente inferiores a 10 GHz, e recorrendo a moduladores externos quando a operação se realiza na banda das ondas milimétricas.

As configurações *RF-over-Fiber* dão origem às configurações mais simples para as *BSs* de entre os três esquemas possíveis, apresentado menor complexidade em termos eletrónicos e evitando a repetição de dispositivos *RF* pelas várias estações interligadas à mesma *CS*. Este tipo de esquema mais centralizado aumenta a flexibilidade das redes *RoF* baseadas na arquitetura *RF-over-Fiber*, reduzindo drasticamente os custos de implementação e reconfiguração [1].

Assim, o papel das *BSs* neste tipo de configurações é reduzido a três funções essenciais:

- amplificação, multiplexagem e demultiplexagem *RF*;
- conversão optico-elétrica na ligação descendente - *downlink*;

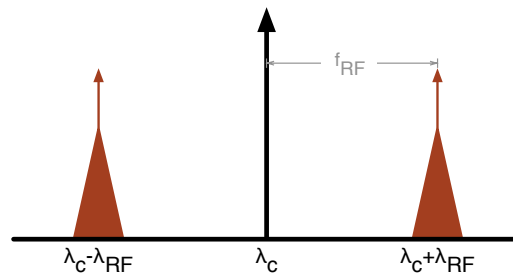


FIGURA 2.7: Espectro ótico de uma ligação *RF-over-Fiber*. (Adaptado de [2])

- conversão eletrico-ótica na ligação ascendente *-uplink*.

Este tipo de configuração exige a utilização de técnicas de modulação ótica de alta velocidade e de fotodíodos de alto desempenho capazes de converter diretamente os sinais óticos modulados para o domínio das *RFs*. Uma das soluções passa pela utilização de moduladores externos com capacidade de gerar portadoras milimétricas, (60 – 70 GHz).

Um dos problemas associados ao aumento da frequência das portadoras, que deverá ser tido em conta quando se projetam soluções baseadas nesta arquitetura, é a influência da dispersão cromática da fibra nos sinais recebidos quando se utiliza deteção direta. Para frequências próximas dos 60GHz, o efeito da dispersão cromática é de tal forma elevado que em ligações com cerca de 1 km de extensão o sinal se extingue por completo [4]. Este efeito não era predominante nas soluções *BB-over-Fiber* e *IF-over-Fiber* porque as frequências de operação eram consideravelmente mais baixas.

2.3 Técnicas para transporte de sinais RF em canais óticos

Na secção anterior foram apresentadas diferentes arquiteturas para as redes *RoF*. Nesta secção são apresentadas e descritas as técnicas que suportam o transporte de sinais *RF* em cada uma dessas arquiteturas e que podem ser classificadas segundo os princípios de modulação e deteção utilizados em cada uma delas [1, 3, 27].

Estas técnicas podem ser agrupadas em três categorias:

- Modulação de Intensidade/Deteção Direta - *Intensity Modulation (IM)/Direct Detection (DD)*;
- Deteção Ótica Heterodina - *Remote Heterodyne Detection (RHD)*;
- Conversão harmónica.

A geração elétrica de sinais milimétricos tem associados custos elevados e complexidade excessiva devido aos osciladores eletrónicos utilizados nos diversos estágios de conversão de frequências. Normalmente, e tal como acontece no caso das arquiteturas *RoF*, estes sinais são

posteriormente distribuídos até diversas estações remotas. Das perdas associadas à propagação de sinais elétricos nos canais convencionais (e.g., cabo coaxial), e graças à elevada largura de banda e perdas reduzidas oferecidas pelos canais óticos, surge a necessidade de se gerarem portadoras milimétricas no domínio ótico [1].

Nas configurações *BB-over-Fiber* e *IF-over-Fiber* utilizam-se normalmente técnicas heterodinas que permitem maior precisão e uma redução do ruído de fase. A utilização destas técnicas permite ultrapassar os problemas impostos pela perda de eficiência dos osciladores *RF* utilizados, resultado do aumento da frequência das portadoras [1]. No entanto, os sistemas baseados na utilização de osciladores locais apresentam melhor sensibilidade na receção [3]. Neste resumo, onde se apresenta uma comparação para a sensibilidade dos recetores em cada uma das três arquiteturas, conclui-se que o esquema *BB-over-Fiber* produz melhores resultados do que as ligações *IF-over-Fiber* em cerca de 4 dB. Por outro lado, os esquemas baseados em arquiteturas *IF-over-Fiber* têm uma maior sensibilidade, cerca de 2 dB, quando comparados com as ligações *RF-over-Fiber*. As ligações *RF-over-Fiber* utilizam técnicas *IM/DD*.

2.3.1 Geração de sinais *RF* por Modulação de Intensidade com Detecção Direta

A técnica mais simples para distribuir sinais *RF* em canais óticos consiste em modular diretamente a intensidade da fonte de luz ótica e usar posteriormente um fotodetetor para recuperar o sinal transmitido.

Existem duas formas de modular a intensidade de uma fonte de luz ótica. A primeira consiste em deixar o sinal *RF* modular diretamente a corrente de polarização do *Laser Diode (LD)*. A outra opção tem como base a utilização de um *LD* a operar em modo contínuo, em conjugação com um modulador externo para controlar a intensidade da luz [1, 3]. O esquema da figura 2.8 apresenta duas soluções para transmissores que efetuam conversão elétrico ótica. Uma das soluções tem como base os princípios da modulação direta, enquanto que a outra recorre ao uso de um modulador de Mach-Zehnder - *Mach-Zehnder Modulator (MZM)*.

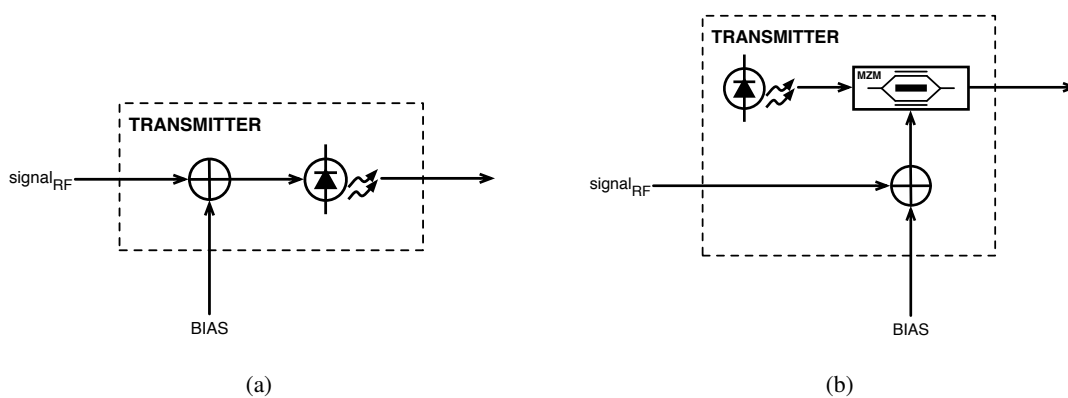


FIGURA 2.8: Modulação ótica de sinais *RF* através de modulação direta (a) e com recurso a um modulador externo (b). (Adaptado de [3])

Apesar de mais simples, a modulação direta não é apropriada para modular portadoras milimétricas devido às limitações de largura de banda dos *LDs*. Como tal, o recurso à utilização de moduladores externos é uma solução bastante comum em sistemas *RF-over-fiber*. Nestes moduladores externos incluem-se o já referido modulador de *Mach-Zehnder* - *MZM*, os moduladores de eletro-absorção - *Electro-Absorption Modulators (EAMs)* e ainda outras técnicas de modulação externa, por exemplo através de moduladores de fase - *Phase Modulation (PM)* [1, 27, 28].

Depois da transmissão e da respetiva deteção por um *Photodetector (PD)*, a corrente no fotodíodo é diretamente proporcional ao sinal RF aplicado diretamente ao *LASER* ou ao modulador externo, usados no emissor. Se o sinal RF usado para modular o transmissor for ele próprio modulado com os dados que se pretendem transmitir, o sinal recebido corresponderá a essa mesma informação. Assim, preservando-se o formato da modulação dos dados, garante-se a transparência da ligação [1, 3].

A grande vantagem desta técnica para a geração de sinais RF reside no facto de ser bastante simples. Para além disso, se forem utilizadas fibras de baixa dispersão em conjunto com moduladores externos de resposta linear, o sistema de ligação torna-se também linear. Desta forma, a ligação ótica atua simplesmente como um amplificador ou atenuador, sendo totalmente transparente ao formato de modulação do sinal RF transmitido. Como tal, esta técnica garante o transporte de informação usando modulações de amplitude - *Amplitude Modulation (AM)*, ou modulações multi-nível, como é o caso dos formatos *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)* [3].

É, porém, na gama de frequências dos 30 GHz aos 100 GHz [29] que as desvantagens associadas à técnica de modulação *IM/DD* mais se evidenciam. Isto porque para gerar sinais com estas frequências é necessário que o sinal modulador possua uma frequência igualmente elevada. Esta necessidade inviabiliza a utilização de técnicas de modulação direta, devido à limitada largura de banda e às não linearidades inerentes aos díodos *laser*. Outra das desvantagens inerentes às técnicas de modulação para portadoras de elevada frequência tem que ver com a dispersão cromática associada aos canais óticos que introduz penalidades na relação sinal-ruído - *Signal-to-Noise Ratio (SNR)*, e consequentemente nas distâncias de transmissão. Este fenómeno é descrito com maior detalhe no capítulo 2.4 dedicado ao estudo do impacto da degradação do *SNR* na distância de transmissão [1–3].

2.3.2 Geração de sinais RF através de técnicas de Deteção Ótica Heterodina

As arquiteturas *RoF*, com base em técnicas de geração de sinal por modulação de intensidade, quer por modulação direta quer utilizando moduladores externos, estão fortemente limitadas pelo fenómeno de dispersão cromática associada às ligações em fibra ótica. A existência de outras soluções para a geração de sinais RF no domínio ótico, como é o caso das técnicas de deteção heterodinas, permitem ultrapassar esta limitação inerente aos canais óticos.

A técnica de geração de sinais RF com base em deteção ótica heterodina consiste em transmitir numa mesma fibra sinais óticos provenientes de duas fontes diferentes e com comprimentos de onda distintos. No *PD* é gerado um sinal elétrico cuja frequência de batimento corresponde ao desvio da frequência instantânea dos dois sinais óticos transmitidos, produzindo-se assim um sinal

à frequência RF desejada. Como tal, o fotodíodo é um componente chave nas técnicas de detecção heterodina, porque além de realizar a conversão ótico-elétrica é também responsável por misturar os sinais, comportando-se como um misturador [3, 27]. O princípio da detecção ótica heterodina, pode ser explicado assumindo que os sinais óticos à saída das fontes de luz são representados como [27]:

$$E_1 = E_{01} \cos(\omega_1 t + \phi_1) \quad (2.1)$$

$$E_2 = E_{02} \cos(\omega_2 t + \phi_2) \quad (2.2)$$

onde E_{01} , E_{02} são os termos que definem a amplitude, ω_1 , ω_2 a frequência angular, e ϕ_1 , ϕ_2 a fase de cada um dos sinais óticos. Considerando que o PD tem uma largura de banda limitada, a corrente de saída no fotodetector será dada por:

$$I_{RF}(t) = A \cos[(\omega_1(t) - \omega_2(t)) + (\phi_1(t) - \phi_2(t))] \quad (2.3)$$

onde A é uma constante determinada pelas amplitudes E_{01} , E_{02} e pela responsividade R do fotodíodo e definida como [3]:

$$A = 2R \cdot E_{01} \cdot E_{02} \quad (2.4)$$

O resultado da equação 2.3 representa um sinal elétrico cuja frequência corresponde à diferença das frequências dos sinais óticos que chegam ao PD . Esta técnica é capaz de gerar sinais com frequências na banda dos THz , sendo limitada apenas pela largura de banda do fotodetector [27]. Como tal, nos sistemas baseados em técnicas de detecção heterodina, é necessário controlar de forma muito precisa o desvio das frequências instantâneas de cada um dos sinais óticos. Só assim será possível gerar um sinal elétrico com uma frequência estável [3].

Uma das grandes desvantagens desta técnica para gerar portadoras RF é precisamente a necessidade de controlar este desvio nas frequências e o ruído de fase, visto que este último constitui um problema grave em sistema de transmissão digitais. Assim, e com base no resultado da equação 2.3 onde se mostra que o ruído de fase do sinal elétrico gerado no PD é influenciado pela largura de banda das portadoras óticas, é necessário garantir que este tipo de ruído é reduzido. A redução do ruído de fase pode ser alcançada garantindo que as duas portadoras óticas são coerentes em termos de fase [1, 3, 27]. Das técnicas que garantem um desvio de frequência estável e a correlação da fase das duas portadoras óticas, destacam-se as seguintes quatro:

- Malha ótica de frequência síncrona - *Optical Frequency-Locked Loop (OFLL)*;
- Malha ótica de fase síncrona - *Optical Phase-Locked Loop (OPLL)*;
- Injeção ótica síncrona - *Optical Injection Locking (OIL)*;
- Malha de injeção ótica com fase síncrona - *Optical Injection Phase-Locked Loop (OIPLL)*.

2.3.3 Geração de sinais *RF* através de técnicas de Conversão Harmónica

Na secção anterior foi introduzida uma técnica para a geração de sinais *RF* em sistemas *RoF* que permite ultrapassar as limitações impostas pela dispersão. Aqui, é apresentada uma técnica de conversão harmónica que permite gerar portadoras milimétricas com frequência muito elevada de forma eficiente. Uma das técnicas de conversão harmónica baseia-se na conversão de sinais modulados em frequência para sinais modulados em intensidade e é conhecida como técnica de conversão *FM-IM*.

A técnica de conversão *FM-IM* tira partido dos efeitos introduzidos pela dispersão cromática da fibra, visto que a própria conversão do sinal modulado em frequência *Frequency Modulation (FM)* para um sinal modulado em intensidade *IM* resulta do efeito da dispersão. Quando um díodo *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (LASER)* é controlado por um sinal modulado em frequência, o resultado é um sinal ótico cujo espectro é definido por diversas riscas espectrais separadas pela frequência do sinal *FM*. À medida que o sinal ótico se propaga na fibra, os efeitos dispersivos alteram a fase relativa das bandas laterais, o que se traduz em flutuações da intensidade da luz nos harmónicos do sinal *FM* que modula o *LASER* [3]. A principal desvantagem desta técnica para gerar sinais no domínio ótico, resulta do facto de que a dispersão total introduzida pela fibra depende do seu comprimento. Assim, o comprimento do canal tem influência direta no desempenho desta técnica.

Outra das formas de gerar portadoras milimétricas é através de técnicas de modulação das bandas laterais. As técnicas $2f$ e $4f$ baseiam-se na característica não linear associada aos moduladores de Mach-Zehnder - *MZM*. Finalmente refere-se uma técnica de conversão harmónica baseada na utilização de interferómetros que misturam os sinais provenientes de uma portadora *RF* e de um sinal gerado por um oscilador local. Estes dois sinais são utilizados para modular um *LD* e posteriormente aplicados a um interferómetro de Mach-Zehnder. Uma das desvantagens desta técnica é que o sistema torna-se muito sensível a variações na polarização [3].

2.4 O efeito da dispersão cromática nas ligações *RoF*

Nas arquiteturas *RF-over-Fiber*, onde se utilizam técnicas de modulação de intensidade e de deteção ótica heterodina, o efeito da dispersão cromática introduzido pelo canal ótico pode ser muito limitativo e deve ser tido em conta no projeto e conceção destas redes baseadas em infraestruturas óticas.

O efeito da dispersão cromática é predominante nas ligações *RF-over-Fiber* devido às altas frequências de operação, tornando-se um fator limitativo na distância de transmissão para sinais com frequências superiores a 20 GHz [4]. Os efeitos limitativos da dispersão cromática traduzem-se numa degradação do sinal recebido, o que resulta em interferência intersimbólica - *InterSymbol Interference (ISI)* - e consequentemente numa diminuição do desempenho do sistema [30].

2.4.1 Dispersão cromática

Um dos efeitos mais limitativos dos sistemas de comunicação digital é a interferência intersimbólica *ISI* causada pelo alargamento dos impulsos ao longo da sua propagação na fibra. A dispersão é responsável por este alargamento dos impulsos e, quando não é devidamente compensada, pode ter um impacto devastador na *Bit Error Rate (BER)*, principalmente nos sistemas de débito elevado.

A dispersão cromática resulta de dois tipos de dispersão distintos: a dispersão material e a dispersão do guia de onda. Estes dois tipos de dispersão têm ambos origem no mesmo fenómeno. O facto de os sinais óticos terem uma largura espectral finita faz com que existam diversas componentes espectrais que se propagam na fibra com velocidades diferentes. Esta diferença de velocidades de propagação entre as diversas componentes espectrais do sinal é causada pela dispersão material. A dispersão material manifesta-se como a dependência da frequência no índice de refração da fibra ótica, $n_r(\omega)$. Esta dependência traduz-se em diferentes velocidades de propagação para cada uma das componentes espectrais de um pulso ótico, dando origem a um alargamento do impulso [31].

Por outro lado, a dispersão do guia de onda está relacionada com a estrutura da fibra ótica. Parte da potência que constitui o sinal ótico viaja através da bainha e não no núcleo da fibra. Como o índice de refração do núcleo é maior do que o da bainha, este fenómeno causa também uma variação na velocidade de propagação das diferentes componentes espectrais. Os comprimentos de onda mais baixos, luz azul, encontram-se mais confinados ao núcleo, enquanto que feixes de luz de comprimentos de onda maiores, luz vermelha, estendem-se mais na bainha. Como a bainha tem um índice de refração inferior ao do núcleo, isto significa que a luz vermelha se propaga com velocidade superior à luz azul, resultando em dispersão do sinal.

Uma das formas de quantificar a dispersão num sistema ótico é através do parâmetro de dispersão D . Este parâmetro define o alargamento que o impulso ótico sofre à medida que se propaga na fibra, em função do comprimento de onda. Um valor típico para o parâmetro de dispersão numa fibra mono modo é $D = 17 \text{ ps/nm.km}$. O parâmetro de dispersão da fibra pode ser relacionado com o parâmetro de dispersão da velocidade de grupo, β_2 como [31–33]:

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.5)$$

2.4.2 Impacto na propagação de sinais *RF* em canais óticos

A modulação em intensidade de um sinal *RF* diretamente numa portadora ótica origina um sinal ótico com duas bandas laterais - *Optical Double Side-Band (ODSB)* - que estão igualmente espaçadas de f_{RF} em relação à portadora ótica, tal como representado na figura 2.7. Quando uma portadora ótica modulada se propaga através de um canal dispersivo, os efeitos de rotação de fase introduzidos pela dispersão cromática irão afetar de formas distintas cada uma das bandas laterais do sinal *ODSB*. Na receção do sinal, e quando se processa a respetiva conversão ótico-elétrica, a deteção direta realizada pelo fotodíodo produz dois batimentos à frequência *RF* desejada. A potência elétrica deste sinal varia com o desvio de fase entre as duas componentes geradas no

fotodíodo. Esta variação é traduzida pela equação [2, 4–6]:

$$P_{RF} \propto \cos^2 \left(\frac{\pi LD}{c} \lambda_0^2 f_c^2 \right) \quad (2.6)$$

onde D representa o parâmetro de dispersão da fibra, c a velocidade da luz no vácuo, L o comprimento do canal ótico, f_c a frequência da portadora elétrica modulada e λ_0 o comprimento de onda da portadora ótica. Considerando que $D = 17\text{ps}/(\text{nm.km})$, um valor típico para o parâmetro de dispersão da fibra, e que o comprimento de onda da portadora ótica é $\lambda_0 = 1.55\mu\text{m}$, é possível obter o resultado da figura 2.9, onde se mostra a potência elétrica recebida em função da distância do canal ótico.

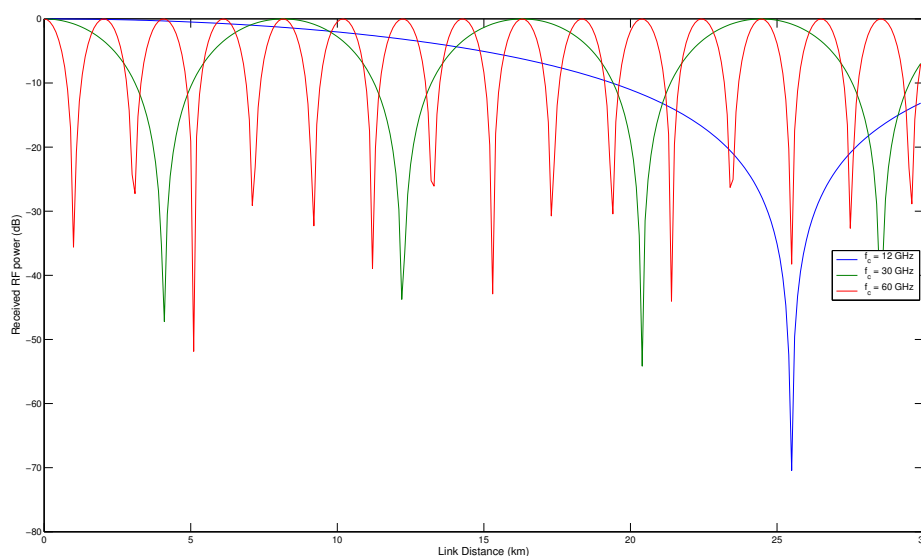


FIGURA 2.9: Potência RF recebida em função da distância de transmissão do canal ótico. (Adaptado de [2, 4–6])

Estes resultados permitem concluir que a potência RF recebida varia periodicamente ao longo do canal e que existem distâncias para as quais a potência é totalmente suprimida.

Outra conclusão que pode ser inferida através da relação 2.6 é que à medida que a frequência da portadora RF aumenta, o período de ocorrência destes nulos diminui. Este resultado, representado graficamente na figura 2.10, permite concluir que os efeitos limitativos da dispersão cromática se agravam com o aumento da frequência [5].

Os efeitos dispersivos presentes nos canais óticos introduzem penalidades na SNR que têm grande influência no desempenho global dos sistemas baseados em técnicas de modulação de intensidade e detecção direta. Nos sistemas que usam este tipo de técnica, as penalidades introduzidas na SNR são independentes do formato de modulação e da linearidade das fontes óticas. Com o objetivo de mitigar os efeitos limitativos da dispersão cromática, foram já propostos e demonstrados vários esquemas de modulação. Destes, destacam-se esquemas de modulação com supressão de

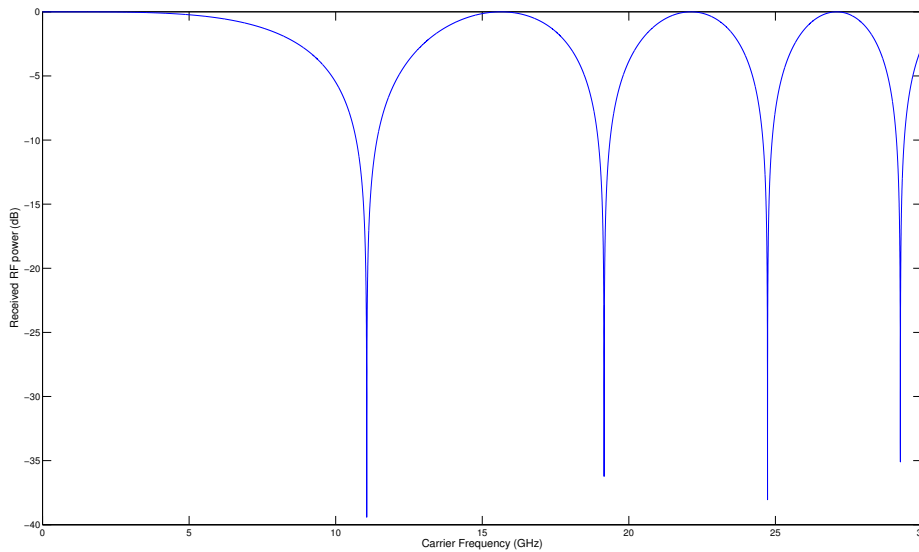


FIGURA 2.10: Potência *RF* recebida em função da frequência da portadora modulada, f_c , para uma distância de transmissão de 30 km. (Adaptado de [2, 5])

uma das bandas laterais - *Single Side-Band (SSB)*, técnicas de supressão da portadora ótica, filtragem, compensação de fase, e utilização de fibras óticas de dispersão modificada ou de esquemas que tiram partido das não linearidades inerentes às fibras óticas [2, 4, 5]. Existem diversos artigos onde se demonstra teórica e experimentalmente que os esquemas de modulação *SSB* permitem reduzir de forma considerável ou mesmo anular os efeitos da dispersão quando se utiliza um *MZM* externo a operar segundo determinadas condições [6].

Também nos sistemas baseados em técnicas de modulação por deteção ótica heterodina, os efeitos introduzidos pela dispersão resultam numa degradação da *SNR*. Esta degradação traduz-se num aumento do ruído de fase do sinal gerado no fotodíodo, devido à não correlação das duas portadoras óticas que sofrem diferentes atrasos de propagação, $\Delta\tau$, à medida que viajam na fibra. A compensação destes atrasos pode ser feita com recurso à utilização de caminhos diferentes para cada uma das portadoras óticas. Neste tipo de sistemas, ao contrário daqueles em se usam técnicas de modulação de intensidade e deteção direta, os efeitos introduzidos pela dispersão cromática dependem dos formatos de modulação e da linearidade espectral dos *LASERs* utilizados.

De forma resumida, é possível concluir que os efeitos da dispersão cromática podem ser mais nefastos nos sistemas baseados em técnicas de modulação de intensidade e deteção direta do que nos sistemas de modulação por deteção ótica heterodina, sendo que os últimos são independentes do formato de modulação utilizado [4].

2.5 Redes pico- e femtocelulares

A crescente procura de serviços sem fios que asseguram simultaneamente mobilidade e elevadas taxas de transmissão tem emergido como sendo a primeira opção para muitos utilizadores de redes *wireless* corporativas, públicas e domésticas. Apenas os sistemas que utilizam portadoras de comprimento milimétrico são capazes de assegurar a largura de banda necessária para garantir aplicações como vídeo de alta definição e outros serviços multimédia [1, 34, 35].

Por forma a garantir estes serviços de elevada largura de banda e que utilizam portadoras milimétricas, será necessário aumentar em larga escala a capacidade dos sistemas sem fios. Uma das formas de o conseguir passa pela utilização eficiente do espetro que, para garantir elevada capacidade utilizando apenas uma banda reduzida, implica o uso de um grande número de células de curto alcance. Esta implicação resulta dos elevados valores de atenuação introduzidos nos sinais *RF* de mais elevada frequência e que tem origem na absorção dos gases, tal como mostra o gráfico da figura 2.11:

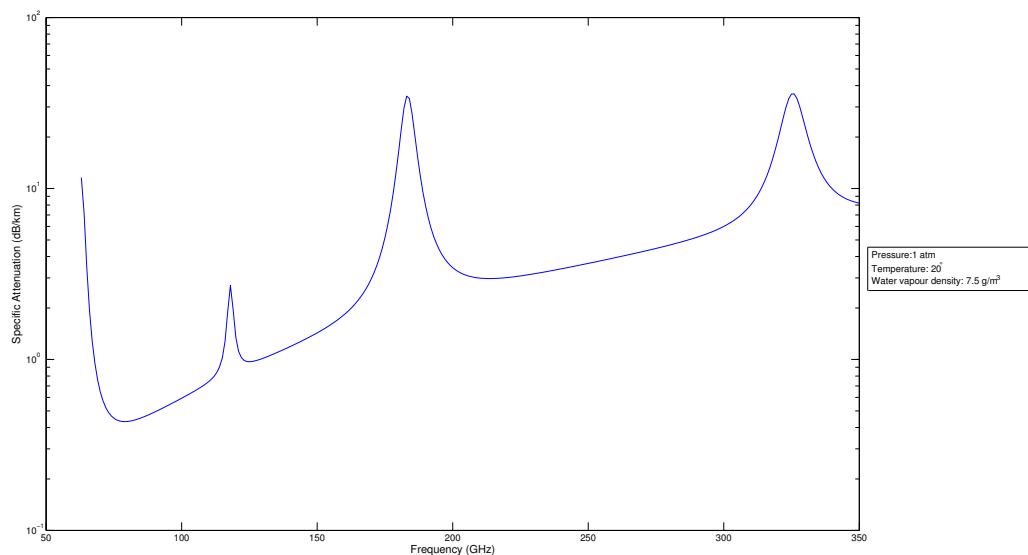


FIGURA 2.11: Atenuação específica associada aos gases atmosféricos em função da frequência do sinal *RF*. (Adaptado de [7])

O gráfico da figura 2.11, que tem por base as recomendações *ITU Radiocommunication Sector (ITU-R) P.676-3* [36] e *P.676-9* [37], ilustra bem o efeito da absorção introduzida pelos gases atmosféricos, que, por exemplo, para portadoras com frequências na ordem dos 60GHz pode atingir valores de atenuação próximos dos 20dB/km. De facto este é um problema tido em conta nos novos *standards* para as comunicações *wireless*, como é o caso do IEEE 802.15.3 [38] que oferece capacidades até 480Mbit/s com curto alcance e que opera precisamente a uma frequência de 60GHz e do IEEE 802.11ad [39] que suporta até 7Gbit/s com canais de 2.1GHz [21].

Capítulo 3

Técnicas de Modulação Digital

3.1 Introdução

O principal objetivo de um sistema de comunicação é transmitir um conjunto de dados entre um emissor e um recetor através de um canal de transmissão. Este conjunto de dados deve ser modificado pelo emissor de forma a convertê-lo num formato que seja adequado à transmissão nesse canal e que o recetor seja capaz de interpretar. Este processo de conversão do formato dos dados, a que se dá o nome de modulação, envolve a variação de um ou mais parâmetros da onda portadora de acordo com a mensagem original.

Nos sistemas de comunicação digital usam-se modulações digitais, onde a portadora é variada em amplitude, fase ou frequência de acordo com uma sequência de *bit* que constituem os dados que se pretendem transmitir.

Neste capítulo apresentam-se diversas técnicas de modulação digital usadas para teste e caracterização das funções *uplink* e *downlink*, nos capítulos 5 e 6, respetivamente. Introduzem-se ainda os conceitos de *Error Vector Magnitude* e *Bit Error Rate*, medidas que permitem avaliar a qualidade da ligação com base na informação recebida através do canal de comunicação.

3.2 Modulações de Fase

As modulações digitais de fase, conhecidas como *Phase-Shift Keying (PSK)*, modelam o sinal transmitido através de variações na fase da portadora. O esquema da figura 3.1 pretende representar de forma simplificada um modulador digital de fase.

O esquema da figura 3.1 ilustra o funcionamento do modulador *PSK*, onde à fase da portadora f_c é acrescentada um desfasamento ϕ_M , dependendo da posição do comutador que é controlado pelos dados a enviar. O índice M corresponde ao número de fases diferentes, $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M$, que modulam a portadora e é dado pela equação:

$$M = 2^k \quad (3.1)$$

onde k é o número de *bit* que constituem cada símbolo.

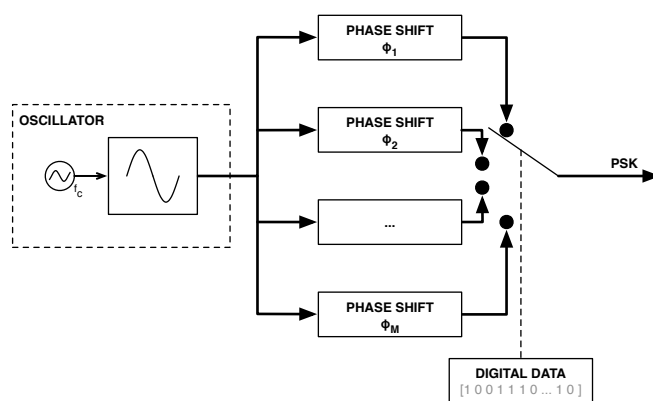


FIGURA 3.1: Esquema de um modulador *PSK*. (Adaptado)

Uma das desvantagens das modulações digitais é a necessidade de sincronismos entre o emissor e o recetor. Uma das desvantagens dos sistemas de transmissão digital é a necessidade de existir sincronização entre os relógios do emissor e recetor. Em modulações digitais com detecção coerente o detetor precisa estimar a fase da portadora recebida e recuperar a temporização dos símbolos [8]. As técnicas de sincronismo não serão objeto de análise neste trabalho e no restante capítulo assume-se um sincronismo perfeito. As equações matemáticas que representam cada um dos diferentes tipos de sinal *PSK* são apresentadas nas secções seguintes. São ainda apresentadas as constelações recebidas em situações em que não existe qualquer ruído introduzido pelo canal.

3.2.1 BPSK

Num sistema *PSK* binário, os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ são usados para representar os símbolos binários '0' e '1' e são definidos por [8]:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.2)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.3)$$

onde E_b e T_b são, respetivamente, a energia de *bit* e o tempo de *bit*. A variável independente t está compreendida no intervalo $0 \leq t \leq T_b$. De forma a garantir que cada *bit* transmitido contém um número inteiro de ciclos da onda portadora, a frequência f_c deverá ser tal que:

$$f_c = \frac{n_c}{T_b}, \quad n_c \in \mathbb{Z}^+ \quad (3.4)$$

As equações 3.2 e 3.3 definem duas sinusoides com a mesma amplitude e com um desvio relativo de fase de 180° . Como tal, se considerarmos a função base ϕ_1 , tal que:

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.5)$$

podemos definir $s_1(t)$ e $s_2(t)$ em termos de ϕ_1 , como:

$$s_1(t) = \sqrt{E_b}\phi_1, \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.6)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b}\phi_1, \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.7)$$

A figura 3.2 mostra o espectro e constelação recebidos no recetor em condições ideais, ou seja, considerando que o canal não introduz qualquer ruído, para a modulação *BPSK*. Estes resultados foram obtidos experimentalmente com recurso à utilização do *software* comercial Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40]. Os parâmetros experimentais são apresentados na tabela A.1 do anexo A.

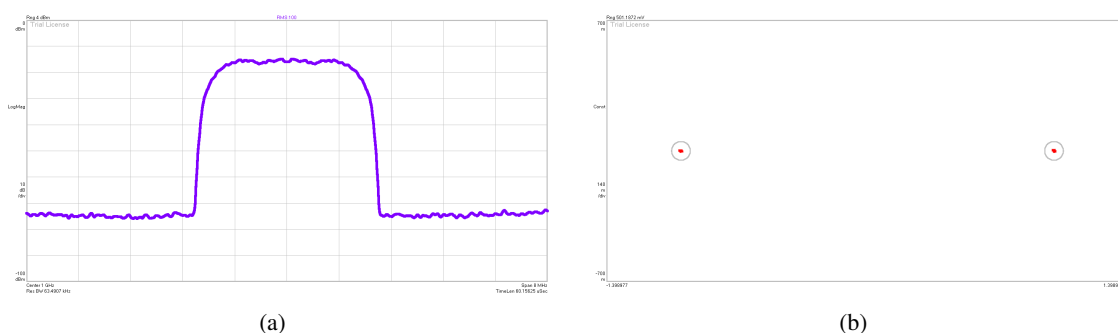


FIGURA 3.2: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação *BPSK*.

Finalmente convém referir que a largura de banda de um sinal *PSK* é o dobro da largura de banda do sinal em banda base - *BB*, qualquer que seja o número de fases utilizada na modulação.

3.2.2 QPSK

A conceção de um sistema de comunicação digital passa em grande parte por garantir que este seja robusto. A robustez de um sistema de comunicação digital é sinónimo de baixas probabilidades de *bit* errado - *BER*. No entanto, as baixas probabilidades de erro não são o único objetivo no melhoramento do desempenho de um sistema de comunicações. Também a utilização eficiente da largura de banda ocupada é um fenómeno a ter em conta [8]. Uma das grandes vantagens das modulações de fase, para determinadas aplicações onde a largura de banda é limitada, tem que ver com o facto de a largura de banda não aumentar com o incremento do número de fases M usados na modulação. Assim, para a mesma largura de banda, B , o débito binário aumenta se M aumenta.

Nos parágrafos que se seguem, é apresentado o esquema de modulação *Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK)* que, utilizando a mesma largura de banda do que a modulação *PSK*, binária permite dobrar o débito binário, R_s .

A modulação *QPSK* usa quatro fases diferentes para modular a informação a ser transmitida. A fase da portadora modulada pode então tomar um de quatro valores igualmente separados: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ e $7\pi/4$. Tendo em conta este conjunto de valores, o sinal transmitido pode ser definido

no domínio do tempo como [8]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t + (2i-1) \frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.8)$$

e onde $i = 1, 2, 3, 4$; E_s corresponde à energia de cada símbolo transmitido e T_s é o tempo de duração de cada símbolo. De salientar que neste caso, cada símbolo é composto por um par de *bit*, ou seja, $T_s = 2T_b$.

Tal como acontece no caso da modulação *Binary Phase-Shift Keying (BPSK)*, é possível extrair da equação 3.8 funções base que permitem definir a constelação para a modulação *QPSK* no espaço de sinal. Com base nas relações trigonométricas, sabe-se que:

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \sin(\alpha)\sin(\beta) \quad (3.9)$$

Assim, para o intervalo de tempo compreendido entre $0 \leq t \leq T_s$, a equação 3.8 pode ser reescrita como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[(2i-1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin \left[(2i-1) \frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t) \quad (3.10)$$

onde i toma os mesmos valores que em 3.8, $i = 1, 2, 3, 4$.

Com base na equação 3.10 é agora possível escrever duas funções base, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, ortogonais entre si, que definem o espaço de sinal para esta modulação:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.11)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.12)$$

Finalmente, definem-se os vetores que determinam os pontos da mensagem, como sendo:

$$s_i = \begin{bmatrix} \sqrt{E_s} \cos \left((2i-1) \frac{\pi}{4} \right) \\ -\sqrt{E_s} \sin \left((2i-1) \frac{\pi}{4} \right) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (3.13)$$

A figura 3.3 mostra o espetro e a constelação recebidas para a modulação *QPSK*. Os parâmetros experimentais utilizados são os mesmos da modulação anterior e encontram-se resumidos na tabela A.1.

Conclui-se por inspeção da figura 3.3 que a modulação *QPSK* tem uma constelação com duas dimensões e com quatro pontos (i.e., $M = 4$).

3.2.3 8-PSK

As modulações *8-PSK* são em tudo semelhantes à modulação *QPSK* apresentada na secção anterior. A diferença é que agora a fase da portadora f_c pode tomar um de oito valores diferentes,

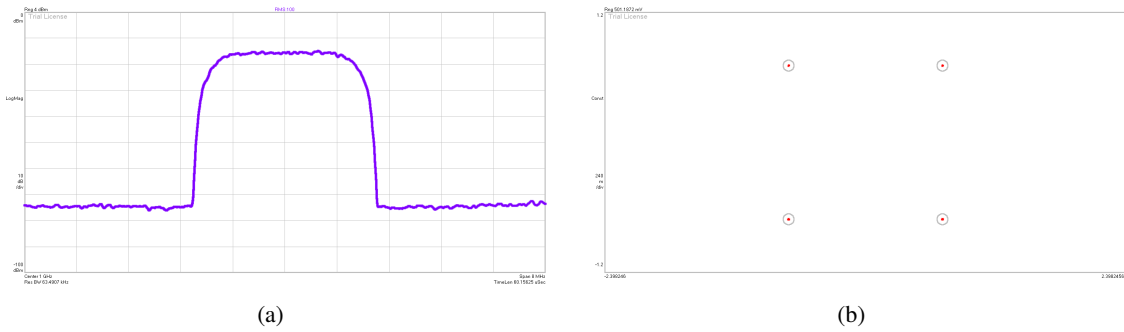


FIGURA 3.3: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação *QPSK*.

visto que $M = 8$. Ambas as modulações constituem um caso especial das modulações *M-PSK* onde a fase das portadoras pode tomar um de M valores. Estes valores de fase, igualmente separados entre si, são determinados como [8]:

$$\theta_i(t) = 2(i-1) \frac{\pi}{M} \quad (3.14)$$

onde $i = 1, 2, \dots, M$. Assim, e de acordo com o disposto anteriormente, o sinal transmitido em cada intervalo de tempo T_s é dado por:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (i-1) \frac{2\pi}{M}\right), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.15)$$

Tendo por base as equações 3.14 e 3.15 é possível agora concretizar para a modulação 8-PSK, com $M = 8$. Assim, temos que para esta modulação a fase da portadora pode assumir os valores $0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2$ e $7\pi/4$. De forma análoga, o sinal transmitido em cada intervalo de tempo T_s é dado por:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (i-1) \frac{2\pi}{8}\right), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.16)$$

onde $i = 1, 2, \dots, 8$. Recorrendo à identidade trigonométrica dada pela relação 3.9 é possível reescrever a equação 3.16 como sendo:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(i-1) \frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(i-1) \frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \quad (3.17)$$

e onde i toma agora os mesmos valores que em 3.16, $i = 1, 2, \dots, 8$.

Uma vez mais é possível expressar cada um dos sinais $s_i(t)$ em termos das funções base $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, definidas em 3.11 e 3.12, respetivamente. Conclui-se que a modulação 8-PSK tem portanto uma constelação bidimensional, onde os oito pontos possíveis se encontram igualmente espaçados e distribuídos numa circunferência centrada na origem e de raio $\sqrt{E_s}$, tal como demonstrado na figura 3.4(b). Os resultados da figura 3.4 foram obtidos nas mesmas condições do que os presentes

nas figuras 3.2 e 3.3, tendo como configuração base os parâmetros apresentados em A.1.

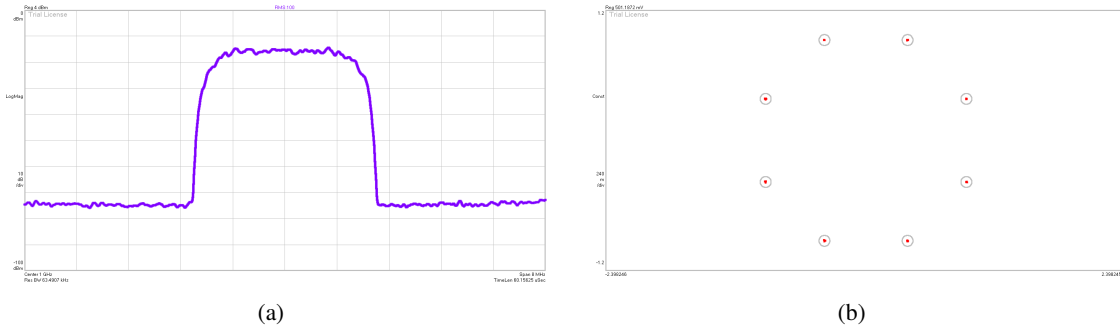


FIGURA 3.4: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 8PSK.

Uma observação mais cuidada dos espectros das figuras 3.2(a), 3.3(a) e 3.4(a) permite concluir que a largura de banda ocupada por cada uma destas modulações é sempre a mesma. De facto, tal como foi dito anteriormente, as modulações digitais de fase permitem aumentar a taxa de símbolos R_s sem sacrificar a largura de banda utilizada. Este resultado comprova-se para todas as modulações M -PSK, e define-se a largura de banda B de uma modulação digital de fase como sendo:

$$B = \frac{2R_b}{\log_2 M} \quad (3.18)$$

No entanto, o aumento de taxa de símbolos R_s quando se aumenta o número de fases M , apesar de não requerer maior largura de banda, degrada a probabilidade de *bit* errado, tal como se pode verificar pela equação 3.19 que generaliza a probabilidade de *bit* errado para as modulações M -PSK:

$$P_e \simeq \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (3.19)$$

onde N_0 representa a densidade espectral do ruído. A teoria das probabilidades de erro de *bit* e comparações entre estas para cada uma das modulações utilizadas são apresentadas na última secção deste capítulo, *Bit Error Rate*.

Outro dos resultados que é possível generalizar para as modulações M -PSK é que todas elas têm constelações definidas em espaços bidimensionais com M pontos espaçados igualmente entre si ao longo de uma circunferência de raio $\sqrt{E_s}$ e centrada na origem. Este resultado é consequência direta do facto de ser sempre possível expressar cada um dos sinais $s_i(t)$ em termos das funções base $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, qualquer que seja o valor de M .

3.2.4 $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK

Num sistema de modulação *QPSK* convencional, a constelação no espaço de sinal pode assumir uma das duas formas apresentadas na figura 3.5 e que estão desfasadas entre si $\pi/4$ radianos [8].

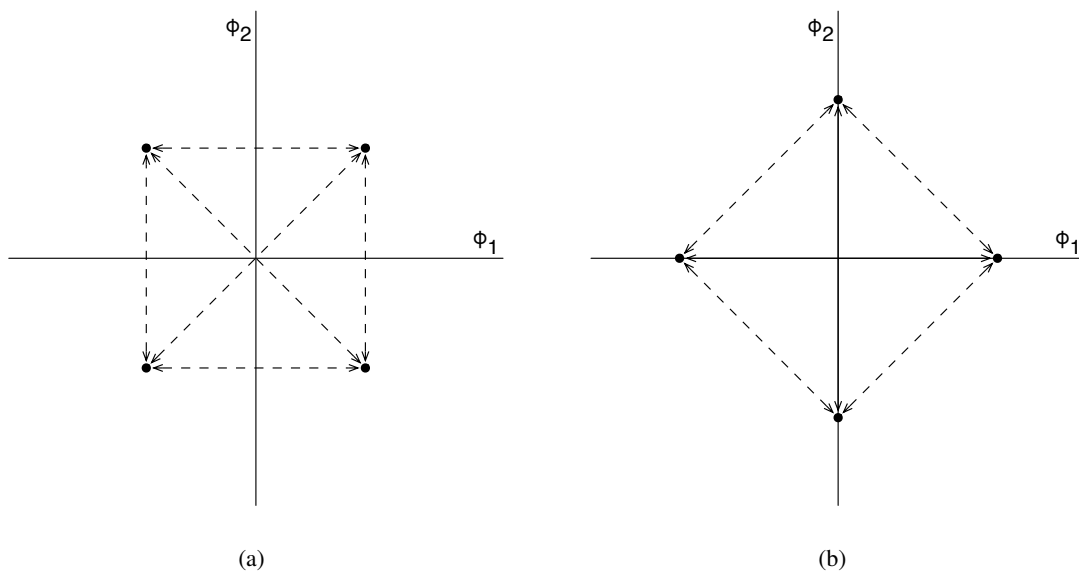


FIGURA 3.5: Esquemas das possíveis constelações para uma modulação *QPSK* convencional (a) e com uma rotação de $\pi/4$ radianos (b), onde as setas representam os caminhos através dos quais o modulador pode alterar o seu estado. (Adaptado de [8])

A modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* tem algumas características semelhantes à modulação *QPSK*. Nesta variante, onde é introduzido um desfasamento de $\pi/4$ radianos e utilizada codificação diferencial, a fase da portadora modulada pode assumir um de oito pontos da constelação. Estes pontos, usados para alterar a fase da portadora quando são transmitidos símbolos sucessivos, são escolhidos alternadamente entre a constelação da figura 3.5(a) e da figura 3.5(b). Como tal, numa modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*, o sinal transmitido pode assumir um dos pontos esquematizados na figura 3.6.

A modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* garante que as transições de fase entre os símbolos são sempre de $\pm\pi/4$ e $\pm3\pi/4$, o que reduz as variações do envelope da portadora. Por outro lado os sinais $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* podem ser detetados de forma não coerente, o que simplifica consideravelmente o processo de desmodulação. Esta segunda vantagem revela-se especialmente atrativa no domínio das comunicações óticas. Isto porque os sistemas de deteção direta não permitem detetar variações na fase da portadora e as modulações diferenciais podem converter diferenças de fase em variações de potência, através da utilização de um interferómetro [41, 42].

Finalmente, os resultados da figura 3.7 apresentam o espetro e constelação recebidos através da montagem experimental descrita anteriormente e cujos parâmetros de referência constam da tabela A.1.

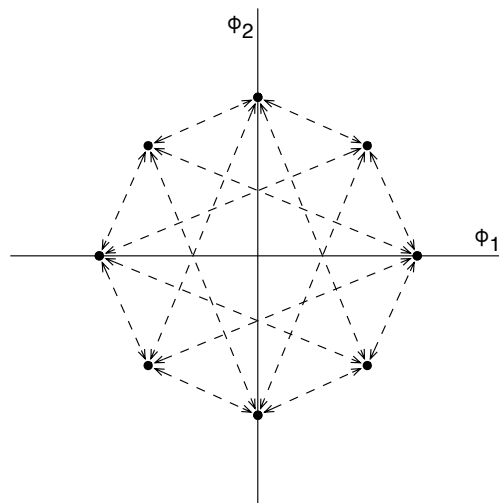


FIGURA 3.6: Esquema dos oito estados que a fase do modulador $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK pode assumir. (Adaptado de [8])

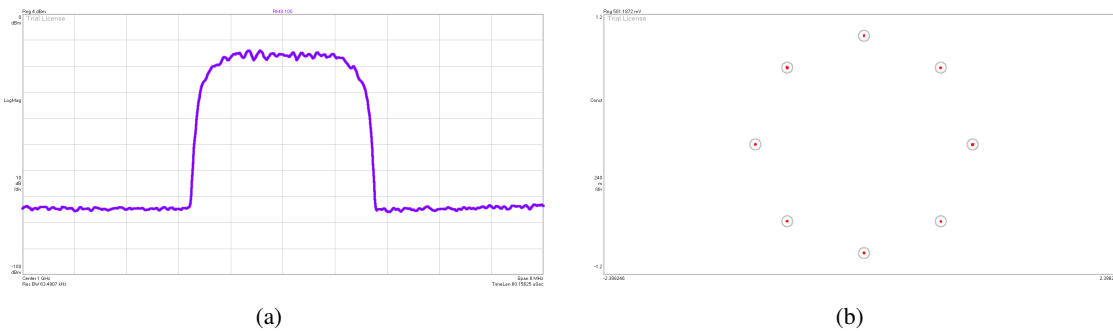


FIGURA 3.7: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK.

3.2.5 $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK

A modulação $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK é em tudo semelhante à modulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK. Existe agora uma rotação de $\pi/8$ radianos entre as constelações das figuras 3.8(a) e da figura 3.8(b). Isto é, tal como acontecia na modulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK, os *bit* para um símbolo são determinados pela variação da fase do símbolo anterior, onde cada um deles é agora sujeito a uma rotação de $\pi/8$.

Como tal, o resultado final é uma constelação num espaço de sinal bidimensional, definido pelas mesmas funções base $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ descritas anteriormente pelas equações 3.11 e 3.12, respetivamente. O esquema da figura 3.9 apresenta os dezasseis estados possíveis para o modulador $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK.

Finalmente, os resultados da figura 3.10 apresentam o espectro e a constelação recebidos com base na montagem descrita e cujos parâmetro se encontram resumidos na tabela A.1.

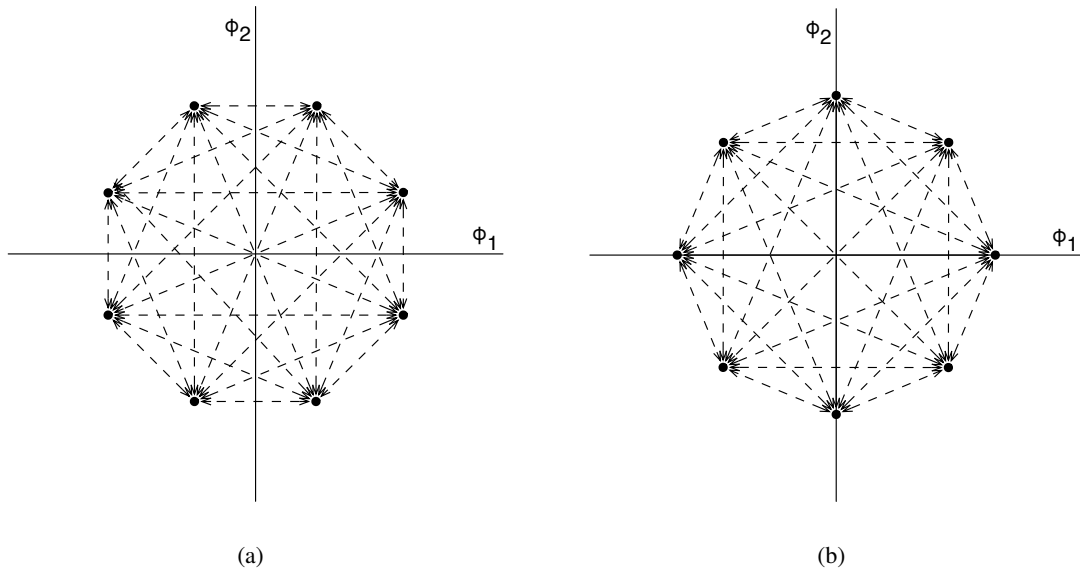


FIGURA 3.8: Esquemas das possíveis constelações para uma modulação $8PSK$ convencional (a) e com uma rotação de $\pi/8$ radianos (b), onde as setas representam os caminhos através dos quais o modulador pode alterar o seu estado.

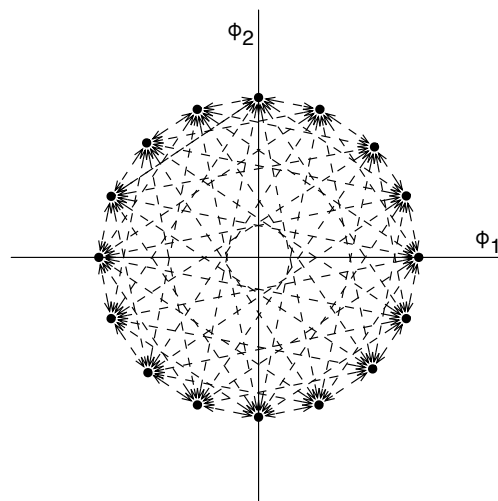


FIGURA 3.9: Esquema dos oito estados que a fase do modulador $\pi/8$ -D8PSK pode assumir.

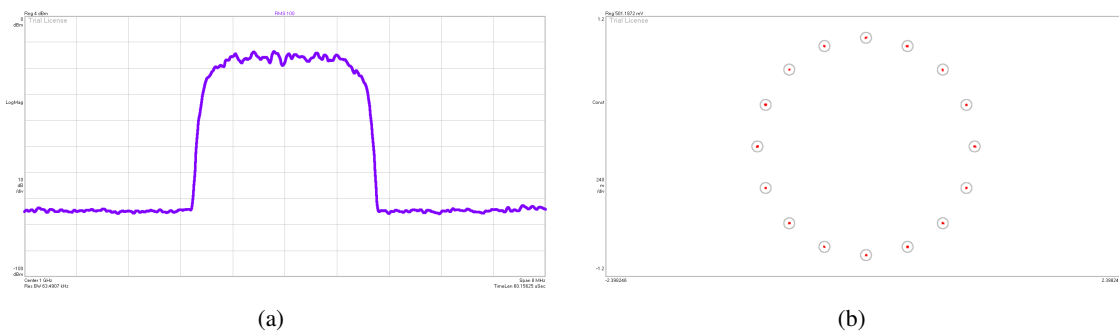


FIGURA 3.10: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK.

3.3 Modulações de Frequência

As modulações digitais de frequência, *Frequency-Shift Keying (FSK)*, são um dos métodos mais utilizados para a transmissão de informação nas mais diversas aplicações, desde a rede pública de telefone às aplicações em sistemas de comunicações que operam a altas frequências. Apesar de não serem tão eficientes em termos espectrais quando comparadas com as modulações *PSK*, as modulações *FSK* têm a vantagem de poderem ser desmoduladas de forma não coerente mantendo um desempenho elevado [43]. Na figura 3.11 é apresentado um diagrama de blocos simplificado de um modulador de frequência.

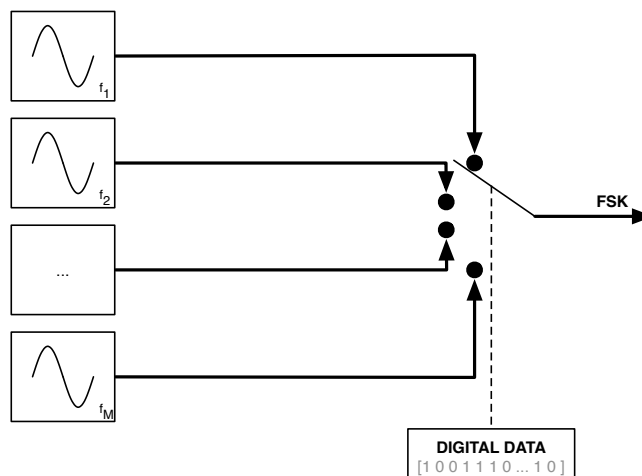


FIGURA 3.11: Esquema de um modulador *FSK*. (Adaptado)

As modulações *FSK* utilizam portadoras com múltiplas frequências para transmitir a informação. Estas frequências são normalmente definidas como um desvio Δ_f em relação a uma portadora central f_c . O número de frequências utilizadas nas modulações *FSK* depende do índice M que corresponde ao número de estados da modulação [8]. É o caso das modulações 2-*FSK*, 4-*FSK*, 8-*FSK* e 16-*FSK* que têm $M = 2$, $M = 4$, $M = 8$ e $M = 16$ estados respetivamente.

3.3.1 2-FSK

Nos sistemas *FSK* binários, *2-FSK*, os símbolos binários '1' e '0' distinguem-se através da transmissão de uma portadora que pode tomar dois valores de frequência diferentes, f_1 e f_2 . Considerando que $s_i(t)$ é o sinal transmitido e que f_i a frequência correspondente a cada um dos símbolos, com $i = 1, 2$, tem-se que [8]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.20)$$

onde E_b e T_b correspondem à energia e tempo de *bit*. Assim, é possível definir a frequência correspondente a cada símbolo como sendo:

$$f_i = f_c \pm \Delta_f, \quad i = 1, 2 \quad (3.21)$$

onde o desvio de frequência é dado por:

$$\Delta_f = \frac{1}{2T_b} \quad (3.22)$$

Normalmente a diferença entre frequências adjacentes é um múltiplo n do desvio de frequência e como tal:

$$f_{i+1} - f_i = n \times \Delta_f \quad (3.23)$$

A partir da equação 3.20 é possível definir um conjunto de duas funções base que permitem construir o espaço de sinal para a constelação da modulação *2-FSK*. Desta forma, temos que:

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t), & 0 \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{outros valores} \end{cases} \quad (3.24)$$

para valores de $i = 1, 2$.

Depois de determinadas as funções base que definem o espaço de sinal para esta modulação, é agora possível definir os pontos da constelação, recorrendo novamente à equação 3.20. Considerando que $i = 1, 2$ e $j = 1, 2$, o coeficiente s_{ij} é dado por:

$$\begin{aligned} s_{ij} &= \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt \\ &= \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_j t) dt \\ &= \begin{cases} \sqrt{E_b}, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Neste caso, e ao contrário do que acontecia nos sistemas *BPSK*, as modulações *2-FSK* são caracterizadas por terem espaços de sinal bidimensionais e com dois pontos na constelação. Assim, e com base no resultado da equação 3.25 é possível determinar os dois pontos da constelação como sendo:

$$s_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{E_b} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

e

$$s_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{E_b} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

A figura 3.12 apresenta resultados para o espectro e constelação recebidos numa montagem experimental em condições ideais. Ou seja, é utilizada uma ligação direta entre o transmissor e recetor, sendo que o canal de comunicação introduz apenas uma atenuação negligenciável. A desmodulação do sinal *2-FSK* é feita com recurso ao *software* comercial Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40]. Os parâmetros da experiências são compilados na tabela A.2 do anexo A.

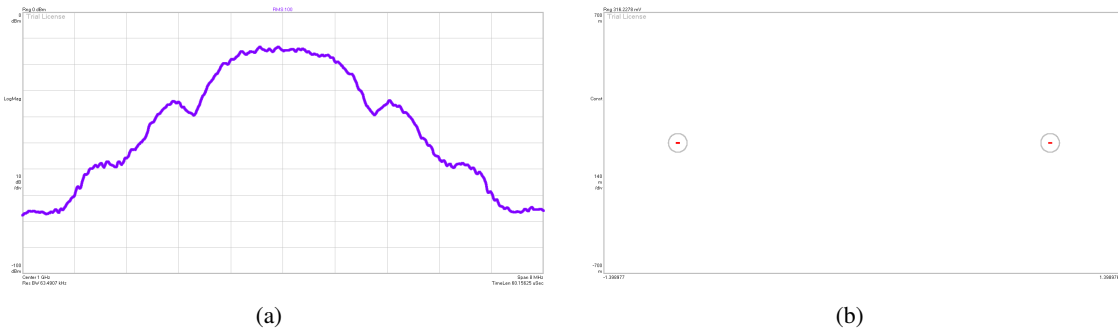


FIGURA 3.12: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação *2-FSK*.

A largura de banda ocupada pelo espectro dos sinais *2-FSK* pode ser definida em função da largura de banda do sinal em banda base, B_{BB} como:

$$B = f_2 - f_1 + 2B_{BB} \quad (3.28)$$

onde f_1 e f_2 são as frequências associadas a cada *bit*. A relação representada em 3.28 constitui uma boa aproximação para a largura de banda quando as frequências f_1 e f_2 se encontram suficientemente afastadas.

3.3.2 *M*-FSK

As relações matemáticas subjacentes às modulações 4-*FSK* são em tudo semelhantes às que regem a modulação *FSK* binária, apresentada na secção anterior. A grande diferença reside no facto de que as modulações 4-*FSK* utilizam quatro frequências diferentes para modular a informação transmitida. De facto, esta conclusão pode ser generalizada para todas as modulações *FSK* de M estados, onde são utilizadas M frequências para modular a portadora. Generalizando para o caso das modulações *FSK* de M estados, o sinal transmitido pode ser definido como [8]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[\frac{\pi}{T_s} (n_c + i)t \right], \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.29)$$

onde o índice i pode tomar os valores $i = 1, 2, \dots, M$ e a frequência da portadora é dada $f_c = n_c/2T_s$, tal como acontecia no caso da modulação 2-*FSK*.

Desta forma, e visto que cada uma das frequências vai estar separada por um fator de $1/2T_s$ Hz, os sinais transmitidos $s_i(t)$, definidos pela equação 3.29 vão ser ortogonais entre si, e como tal:

$$\int_0^{T_s} s_i(t)s_j(t) dt = 0, \quad i \neq j \quad (3.30)$$

Assim, podemos escrever as funções base que definem o espaço de sinal para as modulações *FSK* de M estados como sendo:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{E_s}} s_i(t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.31)$$

onde $i = 1, 2, \dots, M$.

A equação 3.31 permite concluir que a dimensão do espaço de sinal para uma modulação *M*-*FSK* será dada por M , por oposição àquilo que acontecia nas modulações de fase de M estados, onde o espaço de sinal era sempre um espaço bidimensional para $M \geq 4$.

Finalmente convém referir que, também ao contrário do que acontecia nas modulações *PSK*, o aumento do número de frequências utilizadas para modular a portadora, M , aumenta a largura de banda utilizada pelo sinal modulado. Esta observação permite concluir que as modulações *PSK* de M estados são mais eficientes em termos espectrais do que as modulações *FSK* com o mesmo número de estados. No entanto, a probabilidade de símbolo errado diminui com o aumento do número de estados da modulação o que não acontecia nas modulações de fase. Este resultado será discutido com maior detalhe na última secção deste capítulo dedicada à *Bit Error Rate*.

Depois de explicitados alguns dos princípios subjacentes às modulações *M*-*FSK*, apresentamos agora os resultados para a constelação e espectro recebidos para a modulação 4-*FSK*. As condições experimentais utilizadas são as mesmas das experiências anteriores e estão compiladas na tabela A.2 do anexo A.

A comparação entre o espectro da figura anterior e o da figura 3.12(a), permitem comprovar que a largura de banda aumenta com o incremento do número de estados da modulação, tal como já tinha sido referido. A constelação recebida e que consta da figura 3.13(b) comprova o resultado

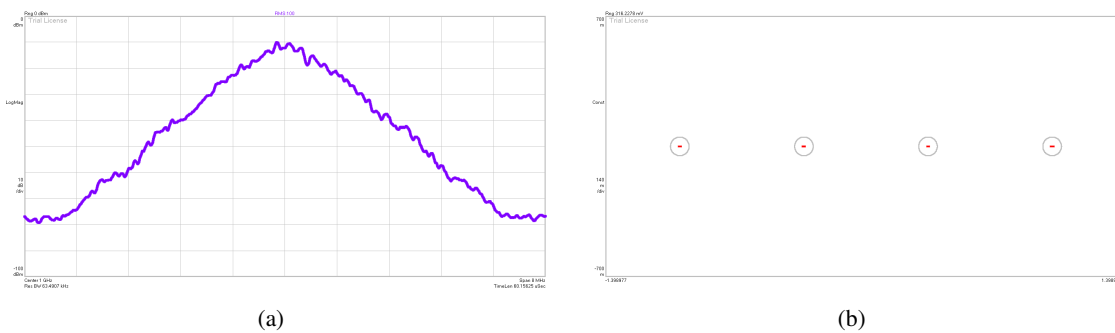


FIGURA 3.13: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 4-*FSK*.

da equação 3.31, visto que o número de pontos da constelação corresponde ao número de estados da modulação, $M = 4$.

Tal como a modulação 4-*FSK*, também o esquema 8-*FSK* é um caso particular das modulações *FSK* de M estados, em que $M = 8$. Como tal, as relações que definem o espaço para sinal desta modulação são representadas pelo resultado da equação 3.31, onde i toma agora os valores $i = 1, 2, \dots, 8$.

A figura 3.14 apresenta o espectro e constelação recebidos para este esquema de modulação. A correspondência entre cada uma das $M = 8$ frequências utilizadas e o símbolo binário que representam consta da tabela A.4 presente no mesmo anexo A.

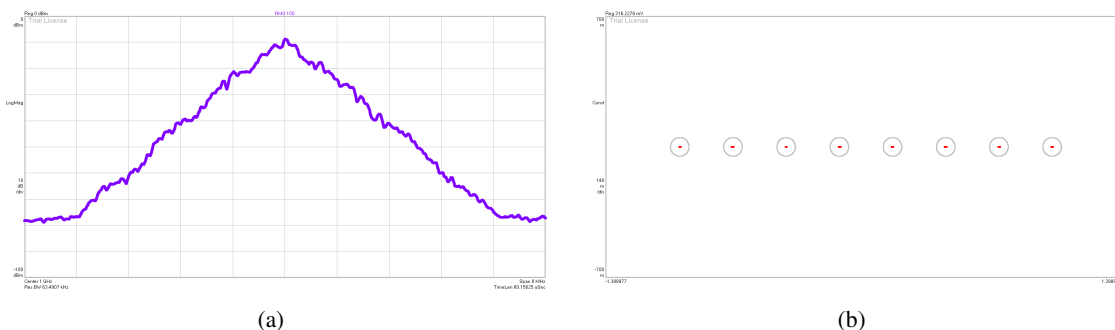


FIGURA 3.14: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 8-*FSK*.

Comparando o espectro recebido para a modulação 8-*FSK* com os representados nas figuras 3.12(a) e 3.13(a), é facilmente perceptível que, tal como seria de esperar, a largura de banda ocupada pelo sinal transmitido é agora maior.

No caso da modulação 16-*FSK* as equações 3.29, 3.30 e 3.31 são igualmente válidas podendo i tomar os valores $i = 1, 2, \dots, 16$. Na figura 3.15 são apresentados o espectro e constelação duma modulação 16-*FSK*. Estes resultados foram obtidos nas mesmas condições que nas experiências utilizadas para representar o espectro e constelação das modulações anteriores, e como tal podem ser consultados na tabela A.2 do anexo A. O mapeamento de cada um dos símbolos nas respetivas frequências é apresentado na tabela A.5 do mesmo anexo.

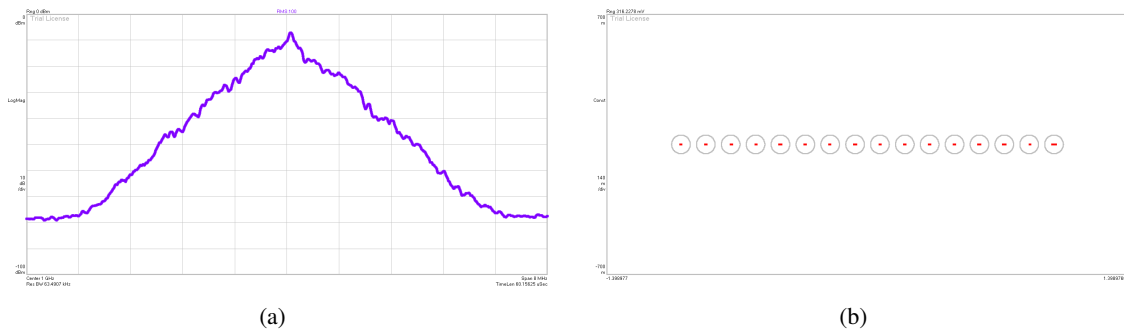


FIGURA 3.15: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 16-FSK.

3.4 GMSK

A modulação *Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)* é um caso particular das modulações *Minimum Shift Keying (MSK)*, onde a sequência binária é filtrada antes de ser transmitida. Esta filtragem, que utiliza um filtro gaussiano, tem como objetivo reduzir a interferência entre canais adjacentes. As modulações *MSK* são utilizadas para reaproveitar a informação contida na fase da portadora, o que não acontece nas modulações *FSK* convencionais. À custa do aumento da complexidade dos sistemas recetores é possível reduzir o ruído introduzido no sistema, utilizando a informação contida na fase da portadora na deteção do sinal [8].

A modulação *GMSK* é uma modulação de frequência com fase contínua e onde $h = 1/2$ corresponde ao índice de modulação. Esta modulação foi proposta como solução para ultrapassar uma das limitações inerentes às modulações *MSK*. Num sistema de comunicação sem fios a interferência proveniente dos canais adjacentes ao sinal *MSK* transmitido não é suficientemente baixa de forma a satisfazer as exigências para este tipo de sistemas que suportam múltiplos utilizadores [8]. A pré filtragem com recurso a um filtro gaussiano garante que as componentes às mais altas frequências são suprimidas e que é possível evitar variações excessivas na frequência instantânea, garantindo assim que a envolvente do sinal se mantém constante.

A resposta impulsional de um filtro gaussiano é dada pela equação 3.32, onde W representa a largura de banda a 3 dB .

$$h(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\log 2}} W \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\log 2} W^2 t^2\right) \quad (3.32)$$

Conhecendo a resposta impulsional do filtro, é possível definir o seu comportamento quando é excitado por um impulso retangular de amplitude unitária e duração T_b quando este está centrado

em torno da origem.

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{-T_b/2}^{T_b/2} h(t-\tau) d\tau \\ &= \sqrt{\frac{2\pi}{\log 2}} W \int_{-T_b/2}^{T_b/2} \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\log 2} W^2 (t-\tau)^2\right) d\tau \end{aligned} \quad (3.33)$$

A equação 3.33 pode ser reescrita como a diferença entre duas funções complementares de erro, tal que [8]:

$$g(t) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\log 2}} W T_b \left(\frac{t}{T_b} - \frac{1}{2} \right) \right) - \operatorname{erfc} \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\log 2}} W T_b \left(\frac{t}{T_b} + \frac{1}{2} \right) \right) \right] \quad (3.34)$$

onde o parâmetro tempo largura de banda $W T_b$ é adimensional e designado como um parâmetro do projeto.

A figura 3.16 é obtida com base na equação 3.34 para $W T_b = 0.2$, $W T_b = 0.3$ e $W T_b = 0.5$.

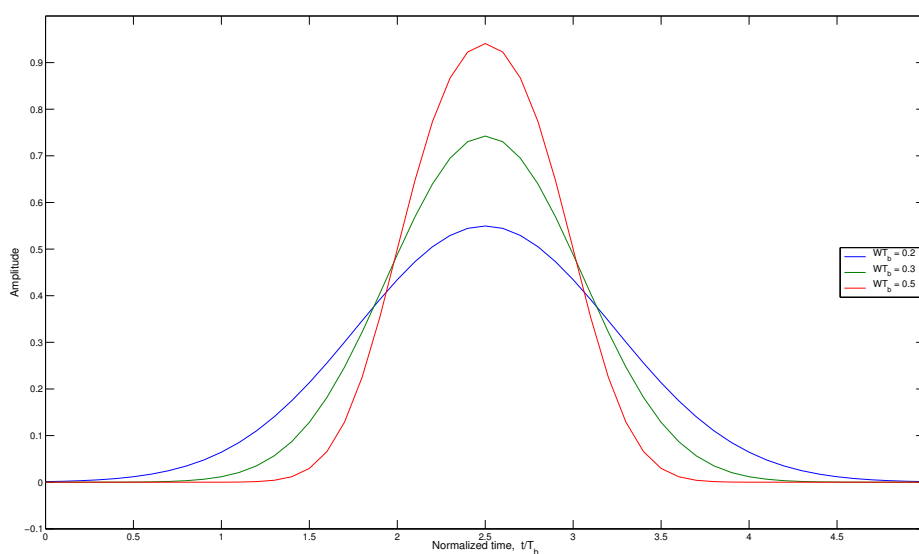


FIGURA 3.16: Impulsos $g(t)$ usados na modulação *GMSK*. (O impulso é deslocado temporalmente $2.5T_b$)

A modulação *GMSK* é usada em diversos sistemas de comunicações sem fios, onde se destaca a sua aplicação no sistema *Global System for Mobile Communications (GSM)*. O *standard TS 05.04* [44] emitido pela *ETSI* em 1999, e que define a modulação utilizada nas normas *GSM*, apresenta um valor de $W T_b = 0.3$ para o parâmetro tempo-largura de banda. Em relação ao parâmetro $W T_b$ convém ainda referir que quanto menor for o seu valor, menor é a interferência entre canais adjacentes. No entanto, a menor interferência entre canais é conseguida com o compromisso da degradação da *SNR* e consequente aumento da *BER*.

A constelação recebida para a modulação *GMSK*, com base na montagem laboratorial usada anteriormente e cujos parâmetros podem ser consultados na tabela A.3 do anexo A, é mostrada na figura 3.17 juntamente com o espectro do sinal.

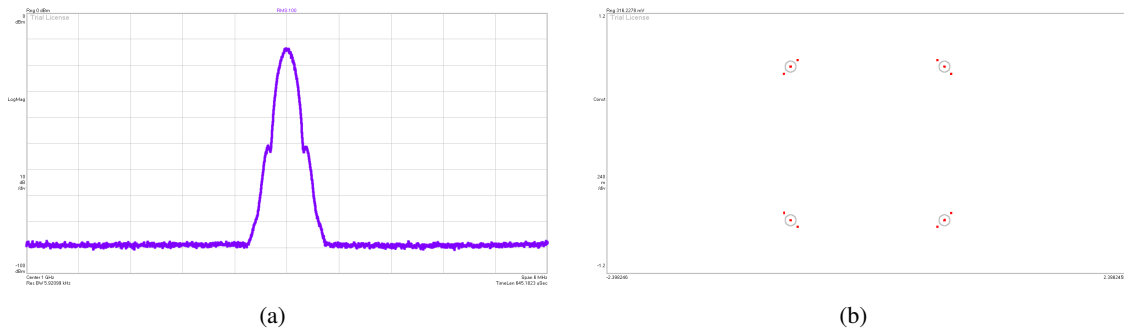


FIGURA 3.17: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação *GMSK*.

3.5 Métodos para avaliação da qualidade da ligação

A caracterização da qualidade da ligação num sistema de comunicação digital é extremamente relevante quando se pretende fazer uma avaliação global do sistema. Como tal, a utilização de medidas precisas e que consigam fornecer dados representativos da qualidade da ligação é necessária e muitas vezes suficiente para caracterizar cada um dos blocos que constituem um sistema de comunicação, emissor, recetor e canal, ou mesmo o sistema como um todo.

Uma das formas de expressar a qualidade de um sistema de comunicação, quer ele seja analógico ou digital, é através da relação sinal-ruído - *SNR*. Nesta secção são apresentadas duas grandezas que permitem avaliar a qualidade de uma ligação digital, *Error Vector Magnitude (EVM)* e *BER*. Com base nos valores que estas medidas permitem avaliar, é possível inferir algumas conclusões que em determinadas situações podem constituir uma boa aproximação para a *SNR*.

3.5.1 *Error Vector Magnitude*

Num sistema de transmissão digital, que utiliza modulações *FSK* e *PSK*, os pontos que correspondem à mensagem transmitida são mapeados numa constelação, tal como exemplificado na secção anterior. O ruído e as não linearidades do sistema de comunicação podem introduzir um desvio dos símbolos recebidos, dentro de uma determinada vizinhança em relação ao ponto de referência. Estes desvios, de fase ou amplitude, podem afetar tanto a componente em fase - *In-phase*, *I*, como a componente em amplitude - *In-Quadrature*, *Q*.

Os desvios de fase ou amplitude podem ser medidos com base no conhecimento da magnitude do vetor de erro - *EVM*. O *EVM* é usado como figura de mérito para avaliar a qualidade de sistemas de transmissão não regenerativos. A quantificação do *EVM* permite não só avaliar os mecanismos

de distorção encontrados nos sistemas de comunicação, como também pode ser utilizado como método para calcular o desempenho global do sistema [10].

O vetor de erro é definido como a diferença vetorial entre um sinal de referência da constelação e um sinal medido num ponto específico do sistema de transmissão [10]. O esquema da figura 3.18 representa graficamente as componentes em fase e quadratura do vetor de erro \vec{E}_{err} , que corresponde ao desvio de um símbolo da constelação em relação ao seu ponto de referência.

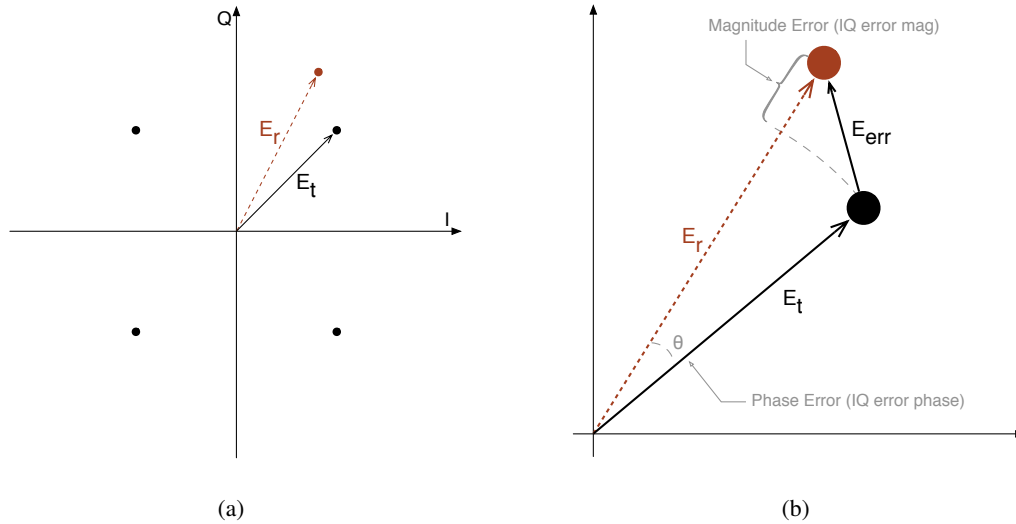


FIGURA 3.18: Esquema de uma constelação de referência com o ponto efetivamente transmitido (a) e representação do respetivo vetor de erro (b). (Adaptado de [9, 10])

Na figura 3.18, o vetor \vec{E}_r representa o ponto recebido que se desvia do ponto de referência da constelação \vec{E}_t . Este desvio é representado pelo vetor de erro \vec{E}_{err} . Com base no esquema da figura 3.18(b) é possível definir matematicamente o vetor de erro, como sendo:

$$\vec{E}_{err} = \vec{E}_r - \vec{E}_t \quad (3.35)$$

O *EVM* é definido como o valor quadrático médio do vetor de erro \vec{E}_{err} . Assim, podemos definir *EVM* matematicamente como sendo [9]:

$$EVM = \frac{\sigma_{err}}{|E_{t_m}|} \quad (3.36)$$

onde a magnitude $|E_{t_m}|$ é usada na normalização do *EVM* e corresponde à potência do maior vetor presente na constelação de referência. No caso da constelação presente na figura 3.18(a), $|E_{t_m}| \equiv |E_t|$. σ_{err} é o desvio padrão da magnitude do vetor de erro quando são transmitidos *I* símbolo aleatórios e é dado por:

$$\sigma_{err}^2 = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |E_{err_i}|^2 \quad (3.37)$$

em que a magnitude de E_{err_i} tem por base a relação 3.35, considerando agora a mostra de índice i . Assim, podemos definir $|E_{err_i}|$ como sendo:

$$|E_{err_i}|^2 = |E_{r_i} - E_{t_i}|^2, \quad i = 1, 2, \dots, I \quad (3.38)$$

Os valores de EVM são normalmente expressos em termos percentuais ou em termos logarítmicos. A relação entre as duas formas de exprimir o EVM é dada por:

$$EVM(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{EVM(\%)}{100\%} \right) \quad (3.39)$$

Os valores referência de EVM são normalmente definidos nos *standards* ou recomendações para determinado sistema de comunicação digital, quer diretamente, quer através da sua relação com BER ou mesmo com SNR . De facto, uma das grandes vantagens da utilização do EVM como medida efetiva para avaliar a qualidade do canal, é que sob determinadas condições é possível relacioná-lo com a taxa de *bit* errado e com a relação sinal-ruído do sistema. A principal condição que permite relacionar o EVM com a BER é assumir que a grande maioria dos erros introduzidos no sistema se devem ao ruído *Additive White Gaussian Noise (AWGN)* introduzido pelo canal, e que os efeitos não lineares e o ruído elétrico são negligenciados [9, 10, 45]. Nestas condições, a relação sinal-ruído pode ser definida em função de EVM e SNR como [45]:

$$SNR \approx \frac{1}{EVM^2} \quad (3.40)$$

Ainda nas mesmas condições e segundo os mesmos autores a BER pode ser definida como:

$$BER \approx \frac{(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{(L^2 - 1)} \frac{2}{EVM^2 \log_2 M}} \right] \quad (3.41)$$

em que M representa o número de estados da modulação e L o número de níveis em cada dimensão da constelação.

3.5.2 Bit Error Rate

A *Bit Error Rate (BER)* é uma medida de desempenho do sistema, expressa como a relação entre o número de *bit* errados e o número total de *bit* transmitidos. O cálculo da BER fornece uma figura de mérito extremamente útil quando se pretende avaliar a qualidade do sistema como um todo [10]. A variação da taxa de *bit* errado é condicionada diretamente pelo ruído do canal e a expressão que a define depende do tipo de modulação utilizada pelo sistema. A probabilidade de *bit* errado pode ser traduzida pela expressão [45]:

$$P_b \approx \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{(L^2 - 1)} \frac{2E_s}{N_0 \log_2 M}} \right] \quad (3.42)$$

onde L é o número de níveis em cada dimensão da constelação, M o número de estados da modulação e $\frac{E_s}{N_0}$ a relação sinal-ruído do sistema. A função Q pode ser expressa em termos da função de erro complementar como:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.43)$$

Para as modulações utilizadas neste trabalho e que foram apresentadas nas secções anteriores deste capítulo é possível, com base em 3.42, definir expressões mais simples para cada um dos tipos de modulação. Assim, a probabilidade de *bit* errado para a modulação *PSK* de M estados é dada pela expressão:

$$P_b \approx 2Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (3.44)$$

Por outro lado, para modulações *M-FSK* garante-se que a probabilidade de *bit* errado está restringida ao intervalo definido por:

$$P_b \leq (M-1) Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (3.45)$$

Com base nas equações 3.44 e 3.45 é possível traçar os gráficos das figuras 3.19(a) e 3.19(b), que traduzem a *BER* em função da *SNR*.

Os resultados da figura 3.19 permitem ilustrar algumas das conclusões tiradas nas secções anteriores onde se apresentaram as *Modulações de Fase* e as *Modulações de Frequência*. No caso das modulações *PSK*, tanto a forma binária como a forma *QPSK* apresentam a mesma probabilidade de *bit* errado *BER*, e como a utilização da modulação *QPSK* revela-se vantajosa pois permite transmissões ao dobro da cadência, não ocupando mais largura de banda e mantendo o desempenho da *BER*.

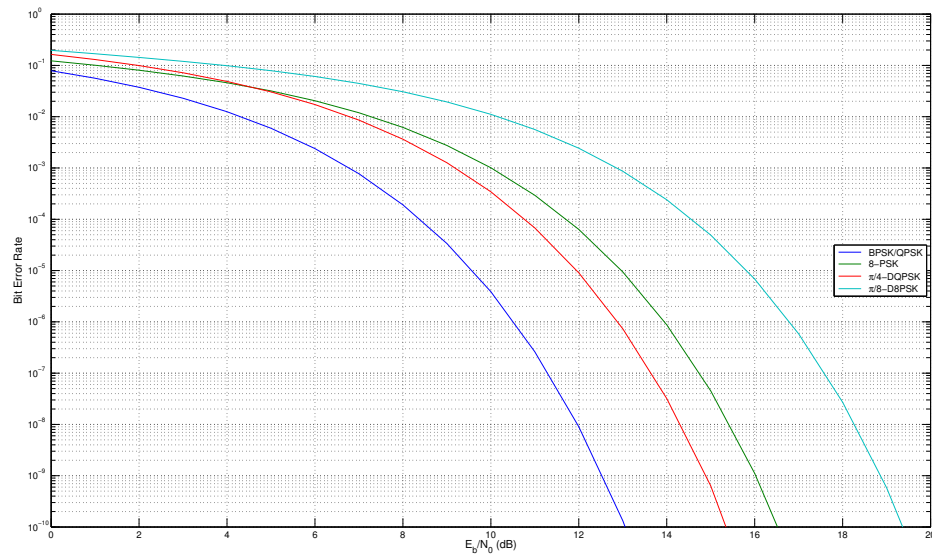
No caso da modulações *FSK* o aumento do número de fases M da modulação permite reduzir a probabilidade de erro, à custa do aumento da largura de banda ocupada.

3.6 Conclusão

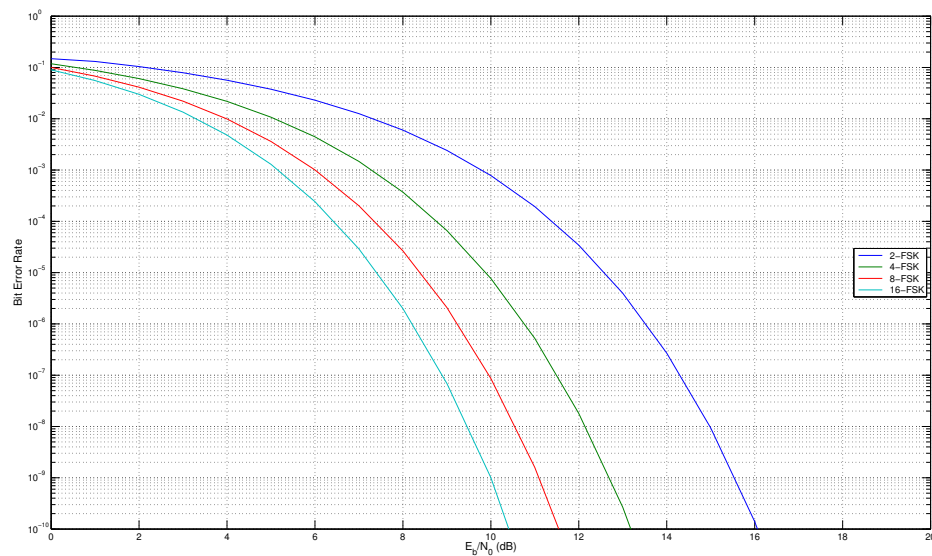
Neste capítulo foram introduzidos diversos esquemas de modulação de fase e de frequência que serão utilizados para caracterizar o *RTD-PD-LD* nas funções *uplink* e *downlink*.

Para além dos princípios matemáticos subjacentes a cada uma das modulações, foram também apresentados constelações e espectros obtidos com base numa montagem experimental *back-2-back*. Estes espectros e constelações são usados como referência para comparação com os obtidos na fase de caracterização do dispositivo.

Para os esquemas de modulação de fase e de frequência foi avaliado o impacto do aumento do número de estados M da modulação. No caso das modulações de fase este aumento traduz-se numa degradação da razão sinal-ruído e, conseqüentemente, da probabilidade de erro. Por outro



(a)



(b)

FIGURA 3.19: Probabilidade de *bit* errado em modulações *M-PSK* (a) e em modulações *M-FSK* (b).

lado, no caso das modulações de frequência, este aumento do número de estados tem um impacto positivo na probabilidade de *bit* errado, consequência direta da melhoria registada na relação sinal-ruído. No entanto, esta melhoria da *SNR* tem como desvantagem o aumento da largura de banda dos sinais *FSK*.

Os métodos introduzidos no final deste capítulo permitem avaliar a qualidade da ligação na

Função *uplink*: *RTD-LD* e na Função *downlink*: *RTD-PD* e constituem uma figura de mérito para estabelecer comparações entre o desempenho de cada uma das modulações.

Capítulo 4

Solução *RTD-PD-LD*

4.1 Introdução

A integração da fibra ótica em redes *wireless* torna possível o transporte e distribuição de sinais tirando partido das vantagens inerente aos sistemas óticos, como a elevada largura de banda e taxa de transmissão, a constante e reduzida atenuação para todo o espectro das rádio frequências e a imunidade a interferência eletromagnética [46].

No contexto das redes de acesso picocelulares, baseadas em estruturas *RoF*, o projeto e conceção dos *APs* é determinante na avaliação da relação custo/eficiência destes sistemas. Os *APs* são responsáveis pela conversão dos sinais do domínio ótico para o domínio elétrico e vice-versa, assim como pela propagação do sinal elétrico através de antenas que asseguram a cobertura de um sistema *wireless*.

Nestas redes, os *OptoElectronic Integrated Circuits (OEICs)* aparecem como uma solução bastante atrativa para integrar todas as funções que estão normalmente associadas aos *APs*, visto que é possível integrar num mesmo substrato funções óticas (e.g., *LDs* e *PDs*) com outros componentes eletrónicos, nomeadamente transístores [47]. Existem já diversos estudos e demonstrações de *OEICs* capazes de realizar conversão ótico elétrica [47–49].

O *OEIC RTD-PD-LD*, desenvolvido pela Universidade de Glasgow em parceria com a Universidade do Algarve, é apresentado como uma alternativa promissora em termos de funcionalidade, simplicidade e custos para *APs* em sistemas picocelulares. Esta solução tira partido das características inerentes aos díodos de efeito de túnel ressonante (*Resonant Tunnelling Diodes (RTDs)*), que, quando integrados com díodos *LASER (LDs)* e fotodetetores (*PDs*), são capazes de realizar conversão eletro-ótica e otico-elétrica, respetivamente.

Nesta secção são introduzidos os princípios subjacentes à integração do *RTD-PD-LD* e apresentado o levantamento do estado da arte que inclui, entre outros, a demonstração de conversão otico-elétrica de sinais modulados em fase [50].

4.2 Dodos de Efeito de Túnel Ressonante

A solução proposta e objeto de estudo deste trabalho, tem como base a integração de díodos de efeito de túnel ressonante (*RTDs*) com díodos *LASER* (*LDs*) e fotodetetores (*PDs*), sendo portanto necessário conhecer algumas das propriedades que fazem dos *RTDs* o componente fundamental para a operação do *RTD-PD-LD*.

Os *RTDs* são nanodispositivos que podem ser facilmente integrados com dispositivos eletrônicos ou optoeletrônicos. A integração de *RTDs* com outros dispositivos optoeletrônicos permite não só reduzir consumos energéticos mas também aumentar a funcionalidade e estabilidade dos circuitos, sem se perderem as vantagens associadas ao uso de dispositivos óticos [51]. Outra das vantagens inerentes à integração de *RTDs* passa pela sua capacidade em gerar e processar sinais de elevada frequência, ou por aplicações optoeletrônicas na banda das frequências milimétricas [52, 53].

Quando comparado com outros semicondutores, o potencial dos *RTDs* destaca-se na sua velocidade de operação, com frequências na ordem dos THz, e na característica corrente-tensão não linear e fortemente pronunciada. Os *RTDs* são portanto dispositivos não lineares cuja característica corrente-tensão em forma de N exibe uma região de resistência diferencial negativa - *Negative Differential Resistance (NDR)* - que é utilizada para implementar amplificadores e osciladores, permitindo reduzir consideravelmente o número de componentes necessários para realizar determinada função [46, 51].

A solução integrada *RTD-PD-LD* tem como base um *RTD* de dupla barreira separada por um poço quântico. A estrutura cristalina que dá origem a este dispositivo é formada pelos elementos Índio (*In*), Gálio (*Ga*), Alumínio (*Al*) e Arsénio (*As*) [12]. O *InGaAlAs* é um material cristalino usado não só na fabricação de semicondutores mas também em diversos componentes fotônicos.

A característica corrente-tensão do *RTD* pode ser aproximada pelo resultado da equação 4.1, onde $I = F(V)$ [12, 16]. Esta expressão analítica tem por base parâmetros que representam quantidades físicas inerentes aos *RTDs* [54].

$$F(V) = A \ln \left[\frac{1 + e^{q(B-C+n_1V/k_B T)}}{1 + e^{q(B-C-n_1V/k_B T)}} \right] \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{C - n_1V}{D} \right) \right] + H \left(e^{n_2qV/k_B T} - 1 \right) \quad (4.1)$$

Considerando então que a característica corrente-tensão é dada por $I = F(V)$ podemos defini-la graficamente sabendo que $A = 6.48 \times 10^{-3}$ A, $B = 0.0875$ V, $C = 0.1449$ V, $D = 0.02132$ V, $H = 7.901 \times 10^{-4}$ V, $n_1 = 0.1902$, $n_2 = 0.0284$, e $T = 300$ K. Os parâmetros q e k_B correspondem à carga do eletrão e à constante de Boltzmann, respetivamente.

A característica ($I - V$) representada na figura 4.1 apresenta uma região de resistência diferencial negativa *NDR* definida entre os pontos V_{peak} e V_{valley} . Quando polarizado nesta região, o *RTD* é capaz de produzir oscilações sustentadas devido ao ganho que a *NDR* fornece. A frequência

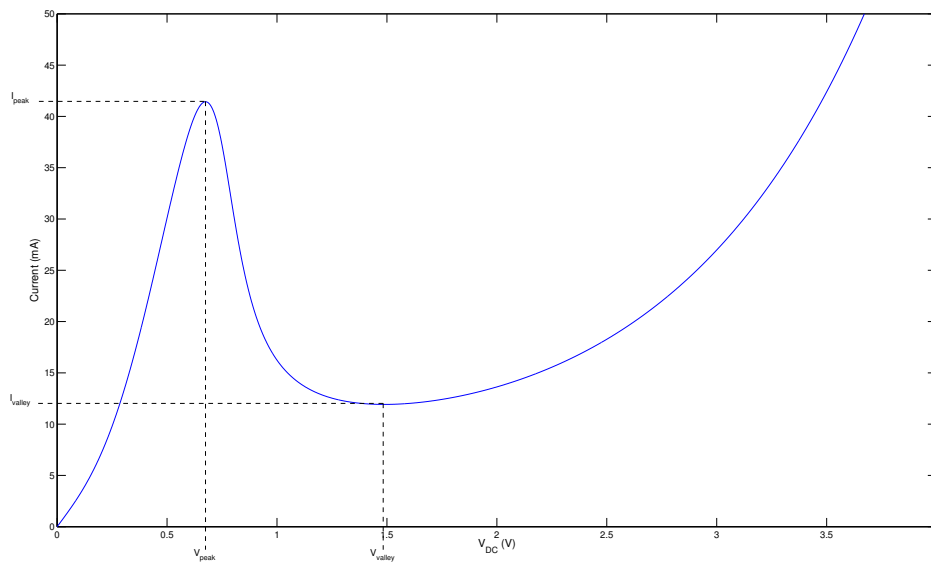


FIGURA 4.1: Característica $I - V$ do RTD determinada com base na equação 4.1. (Adaptado de [11–13])

de oscilação do RTD pode ser controlada pela tensão de polarização, o que permite que os $RTDs$ possam ser utilizados nas mais diversas aplicações para implementar osciladores controlados por tensão [12, 51].

Importa realçar que o circuito de alimentação tem um grande impacto na resposta do RTD , sendo este um dos principais fatores que contribuem para a instabilidade registada nos dispositivos que integram estes díodos. A indutância equivalente introduzida pelo circuito de polarização juntamente com a capacidade intrínseca do RTD gera oscilações a frequências muito reduzidas, na ordem dos MHz [51].

A resposta temporal do RTD e o seu comportamento em termos das oscilações que produz tem por base a teoria dos osciladores de Liénard, uma generalização das propostas de Van der Pol e de Duffing [16, 55].

4.3 Circuito óptico eletrônico integrado

A integração de $RTDs$ com outros dispositivos óticos, como díodos *LASER* ou materiais fotocondutores, tem surgido como solução para implementar ligações ótica/*wireless* de baixo custo e que poderão ser usadas em sistemas pico- e femtocelulares [50].

Esta integração tira partido das oscilações apresentadas pelos $RTDs$ que permitem que este seja utilizado nas mais diversas aplicações, nomeadamente como uma interface capaz de converter sinais do domínio ótico para o domínio elétrico.

4.3.1 RTD-LD

O circuito *RTD-LD* é o resultado da integração de um *RTD* e de um *LD*. Quando o *RTD* é polarizado na zona de resistência diferencial negativa, a saída ótica do *RTD-LD* emula a característica não linear dos *RTD* o que dá origem a um conjunto de novas funcionalidades e modos de operação [46]. Destas destacam-se a capacidade em operar como um oscilador ótico controlado por tensão - *Optoelectronic Voltage Controlled Oscillator (OVCO)* [12], a sincronização com sinais injetados eletricamente [52] e a possibilidade de gerar portadoras óticas caóticas [13, 16, 56].

As novas capacidades oferecidas pelo *RTD-LD* têm associadas o potencial uso em sistemas de comunicação óticos, nomeadamente para funções de sincronização e recuperação de relógio, encriptação de dados, ou mesmo a sua eventual utilização em sistemas de comunicação óticos baseados na teoria do caos [13, 46, 57].

A figura 4.2(a) representa um esquema simplificado do dispositivo *RTD-LD*. Na figura 4.2(b) é apresentado o protótipo do *RTD-LD* utilizado na caracterização que tem lugar na fase experimental deste trabalho e que é descrita no capítulo 5.

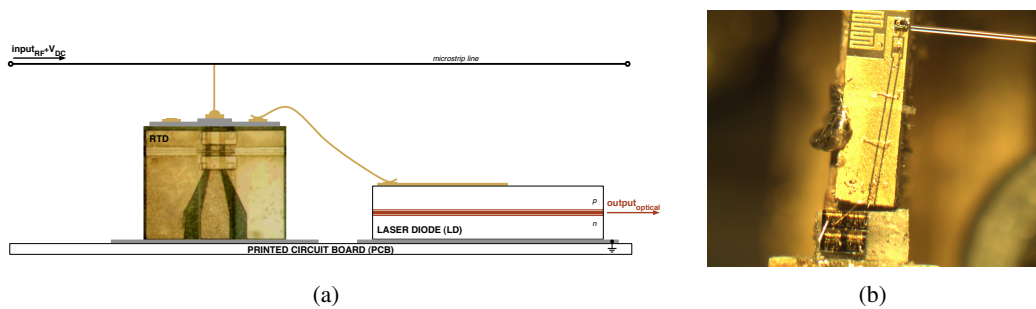


FIGURA 4.2: *RTD-LD*: esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [11, 12])

O protótipo da figura 4.2(b) é utilizado como recetor para teste da função *uplink*, visto que é capaz de converter sinais elétricos para o domínio ótico [50, 58].

4.3.2 RTD-PD

O circuito complementar *RTD-PD*, utilizado na ligação descendente, é obtido através da inclusão de uma região fotocondutora no próprio *RTD* tirando partido das propriedades que lhe são inerentes e que foram explicitadas anteriormente.

No contexto das redes *RoF*, baseadas em picocélulas, o *RTD-PD* funciona como um transdutor oticoelétrico, sendo responsável por converter uma sub-portadora ótica num sinal *RF* [59].

A figura 4.3 apresenta um esquema do *RTD* onde é incorporado um núcleo de um guia de onda ótico - *Optical Waveguide (OW)* - que é aqui utilizado como fotodetetor [60].

Quando o *RTD* é polarizado na zona da *NDR*, as oscilações do *RTD-PD* sincronizam com o sinal injetado no guia de onda ótico. Este fenómeno pode ser utilizado para transferir informação do domínio ótico para o domínio elétrico [59].

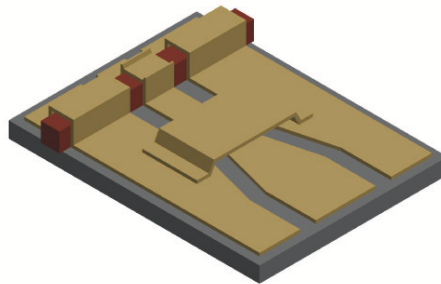


FIGURA 4.3: Esquema de um *RTD* onde é incorporado um guia de onda ótico. (Adaptado de [14, 15])

Na figura 4.4(a) é apresentado um esquema do *RTD-PD* onde é injetado um sinal ótico a 1550nm. À medida que a luz se propaga no interior do guia de onda, a absorção gera portadores que resultam numa corrente foto-induzida que é adicionada à corrente que circula no *RTD* [61].

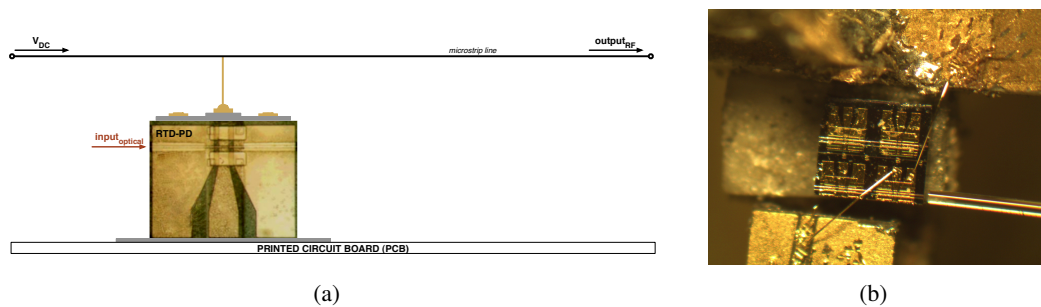


FIGURA 4.4: *RTD-PD*: esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [16])

O protótipo da figura 4.4(b) é utilizado como transmissor no teste da ligação descendente e que é detalhada no capítulo 6.

4.3.3 *RTD-PD-LD*

O circuito *RTD-PD-LD* constitui uma interface eletro-ótica e optico-elétrica baseada na integração do circuito *RTD-PD*, um *RTD* onde é incorporado um guia de onda ótico, com um diódo *LASER* num único *chip*.

Os osciladores fotónicos atuais, capazes de gerar portadoras *RF* estáveis e com ruído de fase reduzido, não constituem soluções economicamente viáveis para aplicações *RoF*, devido à sua elevada complexidade [14]. O *RTD-PD-LD* tira partido da amplificação intrínseca associada aos osciladores *RTD* e da simplicidade destes circuitos, que antevem a possível implementação destas interfaces como pontos de acesso, tal como reivindicado no pedido de patente conjunto apresentado pela Universidade de Glasgow e pela Universidade do Algarve.

O *RTD-PD-LD* esquematizado na figura 4.5(a) possui tanto entradas e saídas óticas como elétricas e o seu comportamento pode ser previsto de forma bastante razoável com base na teoria dos osciladores de Liénard [14].

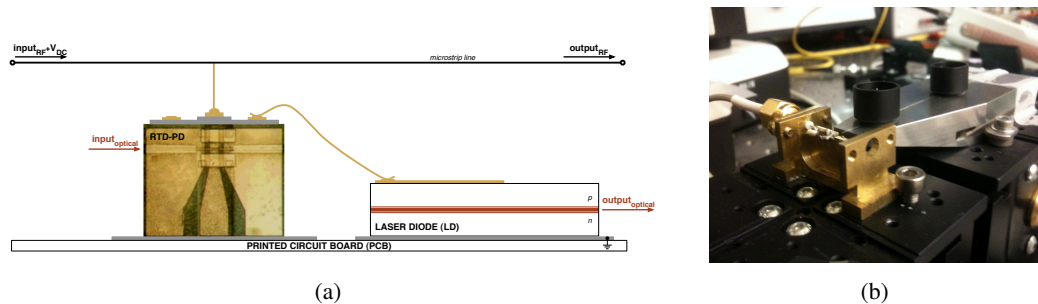


FIGURA 4.5: *RTD-PD-LD*: esquema (a) e protótipo (b). (Esquema adaptado de [11, 12, 16])

O protótipo da figura 4.5(b) utilizado na fase experimental deste trabalho e que é descrita nos capítulos 5 e 6 é capaz de sincronizar portadoras através de injeção ótica e elétrica [57]. Alguns dos estudos realizados com base em circuitos semelhantes mostram que é possível sincronizar a sub-portadora ótica com potências da ordem dos 3 dBm, valor que é considerado bastante aceitável tendo em conta o reduzido fator de acoplamento entre a fibra ótica e o guia de onda incorporado no dispositivo [15].

O desempenho já registado para um dispositivo do tipo *RTD-PD-LD* prevê a utilização de sinais modulados em fase para transmitirem informação desde as estações móveis (*MSs*) até às estações centrais (*CSs*) devido à capacidade que a saída do *LASER* tem em reproduzir a portadora modulada [59].

Finalmente é importante referir que a possibilidade de se utilizarem modulações *GMSK*, tanto na ligação ascendente como descendente, está prevista para este dispositivo que apresenta um bom desempenho com relações sinal-ruído que podem atingir os 20 dB [50].

Capítulo 5

Função *uplink*: *RTD-LD*

5.1 Introdução

No contexto das redes *RoF* baseadas em picocélulas a ligação ascendente é responsável pela transmissão dos sinais desde as estações móveis (*MSs*) até às estações centrais (*CSs*) (ver figura 2.1).

A partir da estação móvel é propagado um sinal elétrico, modulado por uma portadora *RF*, e que é recolhido por um ponto de acesso (*AP*). A estação base (*BS*) processa o sinal que é posteriormente injetado num canal ótico até à estação central.

Neste capítulo é analisada em detalhe a resposta do *RTD-LD* a diferentes tipos de modulação em fase e frequência.

5.2 Montagem Laboratorial

A caracterização do *RTD-LD* na função *uplink* tem por base uma montagem laboratorial que permite injetar uma portadora elétrica no dispositivo e recolher o sinal ótico modulado com o auxílio de um fotodetector convencional.

O teste da função *uplink* tem por base a montagem laboratorial esquematizada na figura 5.1. A ligação ótica corresponde a uma montagem *back-to-back* onde se pode verificar uma atenuação reduzida nos valores de potência ótica devido a perdas por acoplamento nos conectores. O sinal recebido, depois de convertido para o domínio elétrico, apresenta uma amplitude próxima dos -10dBm .

Conforme esquematizada na figura 5.1, esta montagem experimental utiliza um gerador de sinal, o R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©] [62], para transmitir um sinal *RF* que pode ou não ser modulado. O R&S[®] SMJ100A suporta diversas modulações digitais, incluindo aquelas que foram apresentadas no capítulo 3. Através de um *Bias-T* desenvolvido em laboratório, e cujo esquema é apresentado na figura 5.2, o sinal *RF* é ligado ao *RTD* juntamente com a tensão de polarização V_{DC} imposta pelos terminais da fonte E3631A|Agilent Technologies[©] [63].

A saída ótica do *RTD-LD* é acoplada a uma fibra monomodo, que transporta o sinal no domínio ótico para recolha no fotodetector HP83410C|Agilent Technologies[©] [64]. A saída elétrica do

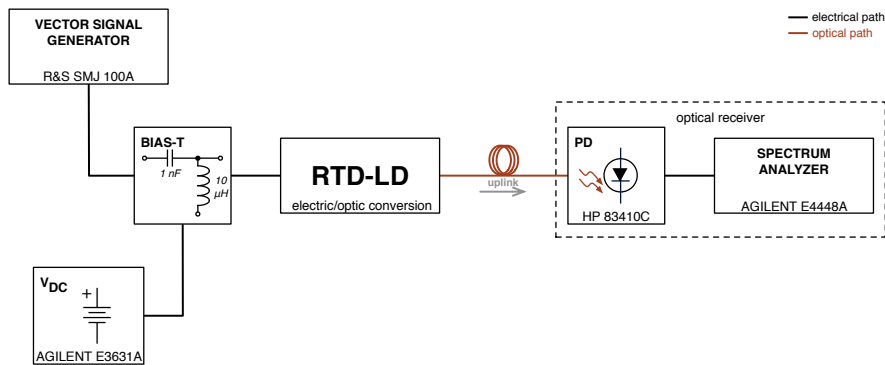


FIGURA 5.1: Esquema da montagem laboratorial utilizada para teste da função *uplink*.

fotodetector é conectada a um analisador de espectros, o E4448A|Agilent Technologies[©] [65], para desmodulação do sinal. Este analisador possui a funcionalidade de poder ser controlado pelo *software* de uso comercial Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40] o que permite de forma conveniente apresentar o resultados da desmodulação do sinal, em termos do vetor de erro *EVM*, para diferentes esquemas de modulação, com larguras de banda até 8 MHz.

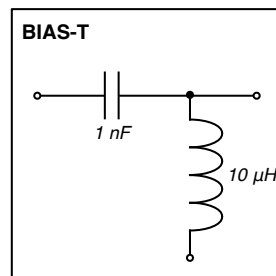


FIGURA 5.2: Esquema elétrico do *Bias-T*.

Destaca-se aqui a configuração do *Bias-T* porque a sua parametrização tem uma grande influência no comportamento do *RTD*. Os valores utilizados para a capacidade e indutância garantem a oscilação do dispositivo quando polarizado na *NDR*. No entanto, a utilização de outros valores ou mesmo de outros *Bias-T* de uso comercial, podem fazer com que o dispositivo não seja capaz de produzir oscilações.

A obtenção dos resultados tem por base rotinas MATLAB[®]|The MathWorks Inc.[©] [66] desenvolvidas especificamente para este efeito que permitem automatizar o controlo do equipamento laboratorial com o objetivo de minimizar o erro associado a qualquer processo experimental.

5.3 Característica ($I - V$)

A primeira fase da caracterização do *RTD* consiste em definir um ponto de operação. Este ponto deverá polarizar o *RTD* na região de resistência diferencial negativa (*NDR*). O levantamento da característica corrente-tensão ($I - V$) permite definir a zona da *NDR* onde a corrente deverá diminuir à medida que a tensão de polarização do *RTD* aumenta. O resultado apresentado na figura 5.3 é obtido através de uma rotina que alimenta o dispositivo com uma tensão compreendida no intervalo $[0; 2.5]$ V e incrementos 0.0005 V.

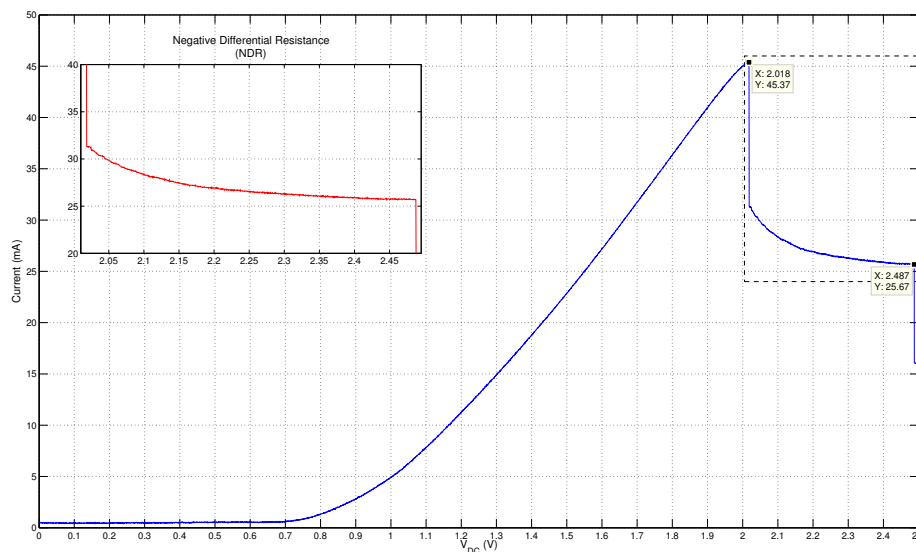


FIGURA 5.3: Característica $I - V$ do *RTD* com destaque para a região *NDR*.

A região *NDR* evidenciada no gráfico da figura 5.3 está definida entre os pontos de tensão 2.018 V e 2.487 V. No entanto o dispositivo só apresenta um comportamento estável a partir de uma tensão de polarização de 10 mV acima do limite inferior, ou seja, ≈ 2.019 mV. Para valores inferiores a este, quando o *RTD* está polarizado na zona em que a corrente decai verticalmente, a saída ótica do *RTD-LD* apresenta um regime de pré-oscilação. O gráfico da figura 5.4 mostra recolhas do espectro para diferentes tensões de polarização, que variam no intervalo definido para a *NDR*, $[2.02; 2.49]$ V.

A representação tridimensional da figura 5.4 permite retirar algumas conclusões importantes sobre o funcionamento do *RTD* configurado para a função *uplink*. O primeiro pico espectral é o de maior potência para uma dada tensão de polarização. À medida que a tensão de polarização aumenta, a frequência do pico espectral tem um deslocamento para frequências superiores. De facto, para uma tensão fixa, todo o espectro se desloca. Convém ainda referir que apesar de existir uma redução da potência dos harmónicos subsequentes, a atenuação registada nos picos às mais altas frequências, $f \geq 3$ GHz, deve-se à limitada largura de banda do fotodetector utilizado na recolha

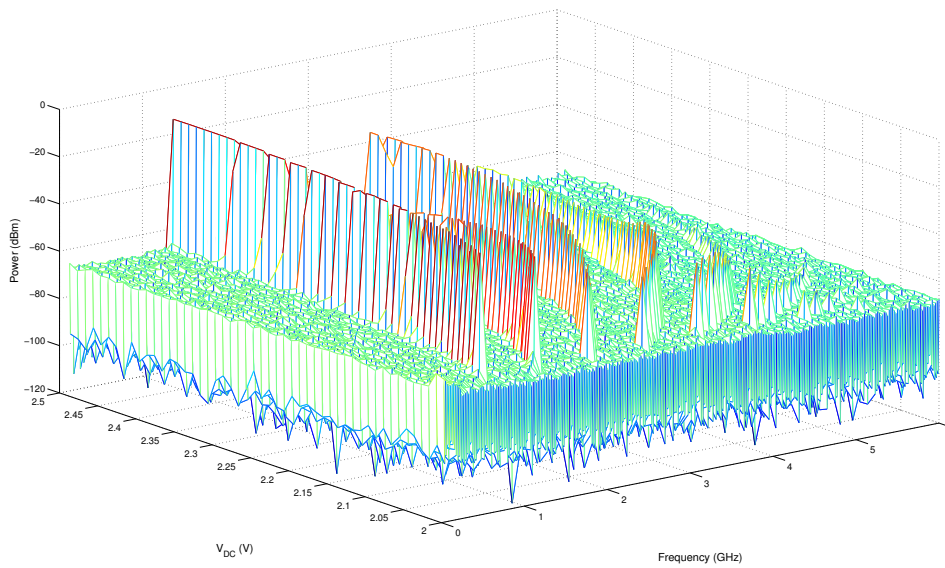


FIGURA 5.4: Espectro em função da tensão de polarização.

do sinal ótico. As especificações do fabricante referem que o HP83410C|Agilent Technologies[©] é capaz de recolher sinais óticos com frequências compreendidas entre os 300kHz e os 3 GHz.

O aumento da frequência do primeiro pico espectral é evidenciado na figura 5.5 que representa a sua amplitude e a frequência de oscilação quando se varia a tensão no intervalo definido pela *NDR*. A esta frequência dá-se o nome de frequência de oscilação livre - *free-running oscillation*.

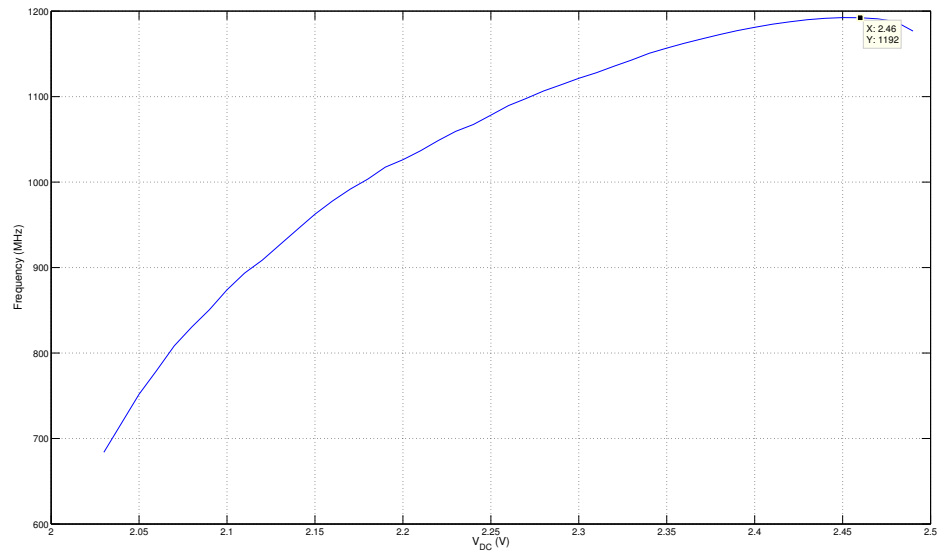
Os resultados da figura 5.5 garantem que para tensões de polarização compreendidas entre os 2.03 V e os 2.49 V o *RTD-LD* é capaz de oscilar livremente produzindo na sua saída um sinal ótico. A frequência de oscilação livre aumenta com a tensão de polarização até atingir o máximo destacado na figura 5.5(a). Embora com pequenas flutuações na amplitude, o resultado da figura 5.5(b) traduz o mesmo comportamento, ou seja, a amplitude do pico de oscilação livre aumenta com a tensão até ao mesmo ponto de máximo, 2.46 V.

Apesar de ser tentador usar a tensão de 2.46 V como ponto de operação, visto que a amplitude do pico é máxima neste ponto, a proximidade deste valor aos limites da *NDR* tornam-no pouco estável. Assim a avaliação do ponto ótimo de funcionamento irá depender também do desempenho do dispositivo na presença de sinal.

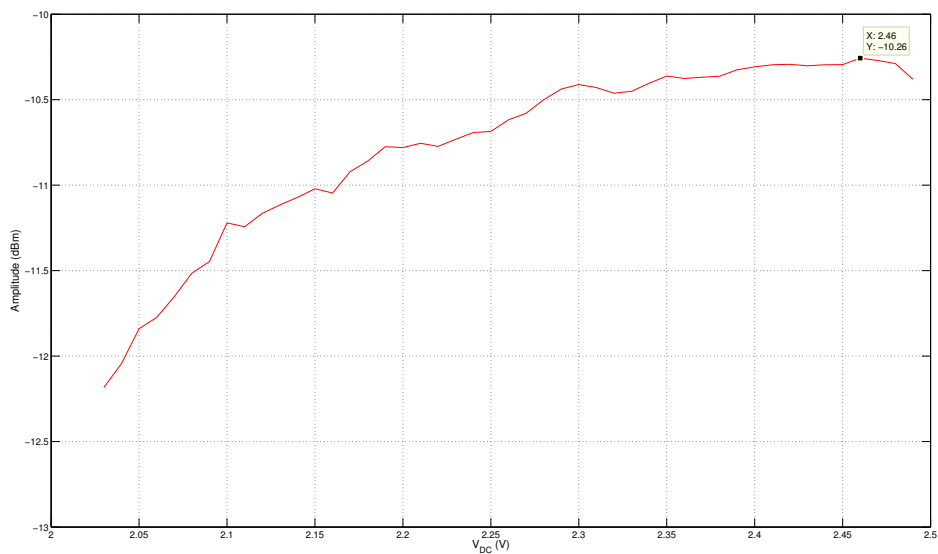
5.4 Sincronização com Portadora RF

Depois de caracterizado o comportamento do dispositivo na ausência de sinal, apresentam-se agora os resultados obtidos quando é injetada no *RTD-LD* uma portadora *RF*.

Os testes com a injeção de uma portadora *RF* não modulada permitem obter a gama de sincronismo do *RTD-LD* - *locking range*. O *locking range* é definido como o intervalo de frequências



(a)



(b)

FIGURA 5.5: Frequência de oscilação livre (a) e respetiva amplitude (b) em função da tensão de polarização.

para o qual o *RTD-LD* é capaz de sincronizar a frequência de oscilação livre com o sinal injetado eletricamente.

A portadora elétrica é injetada no dispositivo através da entrada *RF* do *Bias-T* e tem uma frequência que corresponde ao valor da frequência de oscilação livre. Posteriormente, a frequência

da portadora é variada em torno da frequência livre de oscilação e o *locking range* é assim obtido experimentalmente. A figura 5.6 apresenta os resultados para a gama de sincronismo em função da tensão de polarização, quando são injetadas portadoras com potências de -25 dBm, -15 dBm e -10 dBm.

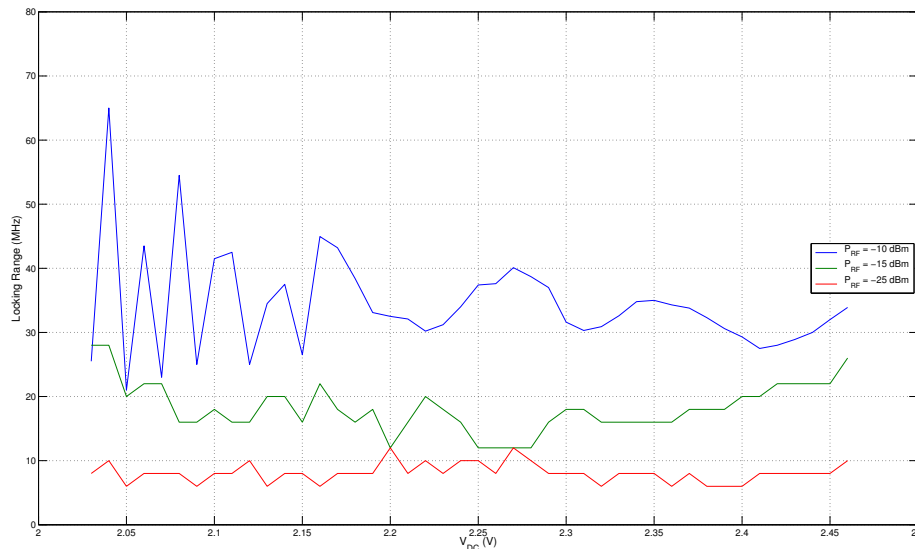


FIGURA 5.6: Gama de sincronismo em função da tensão de polarização para diferentes valores de potência da portadora *RF*.

Os resultados da figura 5.6 correspondem ao que seria expectável, visto que o *locking range* aumenta com a potência do sinal. As oscilações registadas à medida que se varia a tensão de polarização traduzem um comportamento pouco estável do dispositivo. O valor médio para cada uma das potências do sinal pode traduzir uma boa estimativa da gama de sintonia quando o dispositivo é polarizado na zona da *NDR*. Os valores médios para as potências -25 dBm, -15 dBm e -10 dBm são, respetivamente, 8 MHz, 18 MHz e 35 MHz. Conclui-se que o dispositivo tem maior facilidade em sincronizar com a portadora quanto maior for a sua potência.

Ao contrário do que poderia ser esperado, a gama de sincronismo não se encontra centrada em torno da frequência de oscilação livre. A figura 5.7 mostra o desvio entre a frequência central do *locking range* e a frequência de oscilação livre para diversos valores da tensão de polarização.

Em destaque na figura 5.7 apresenta-se o valor absoluto para o desvio registado entre a frequência de oscilação livre e a frequência central da gama de sincronismo. Este gráfico permite concluir que existe um desvio de frequência para todos os valores de tensão de polarização, registando-se um desvio máximo de 6.5 MHz. Dependendo da modulação utilizada e da largura de banda do sinal este fenómeno pode ter um impacto relevante no desempenho do sistema. No caso de sinais com maior largura de banda, se a frequência da portadora coincidir com a frequência de oscilação livre, o sinal fica descentrado podendo haver dessincronização junto das bandas laterais.

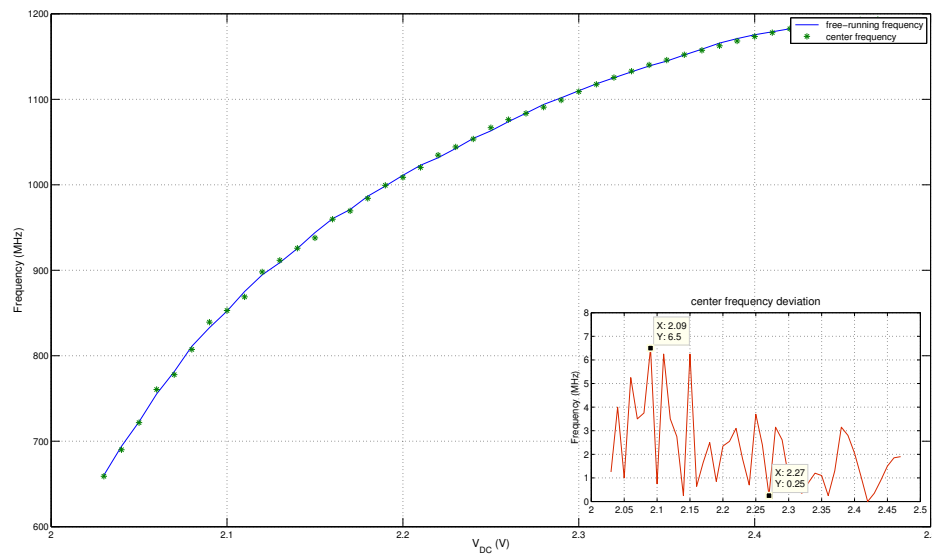


FIGURA 5.7: Desvio entre a frequência central da gama de sintonia e a frequência de oscilação livre.

Com base nos resultados apresentados foi definido um ponto de operação que permite polarizar o dispositivo na região de resistência negativa. O valor $V_{DC} = 2.270\text{ V}$ foi escolhido como tensão de polarização por responder de forma satisfatória aos requisitos de desempenho e estabilidade para o *RTD-LD*. O desvio registado entre a frequência central do *locking range* e a frequência de oscilação livre é de apenas 250kHz. Por outro lado esta tensão corresponde a um ponto a meio da *NDR* que, com base na teoria e na observação empírica, se traduz em maior estabilidade.

A figura 5.8 apresenta o desempenho da gama de sincronismo quando se varia a potência da portadora *RF*. Uma das principais conclusões que se pode tirar com base nos resultados deste gráfico, que além de expectável tinha sido já antecipada na figura 5.6, é que o *locking range* aumenta em função da potência da portadora. A linha traçada no gráfico é definida pelo polinómio de terceiro grau $y = 0.0018 \cdot x^3 + 0.17 \cdot x^2 + 85$ que traduz de forma bastante razoável a variação da gama de sincronismo com a potência da portadora.

Com estes resultados conclui-se a caracterização do *RTD-LD* quando neste é injetado eletricamente um sinal não modulado. Os resultados obtidos correspondem aquilo que era genericamente esperado sendo de referir alguma instabilidade nos limites da *NDR*.

5.5 Sincronização com Portadora RF Modulada

Nesta secção são descritos os testes e apresentados os resultados para diferentes esquemas de modulações angulares descritos no capítulo *Técnicas de Modulação Digital*. Para cada uma destas modulações é avaliado o desempenho do *EVM* e são apresentadas as constelações e espectros recebidos com base na montagem laboratorial esquematizada na figura 5.1. O cálculo do *EVM* é

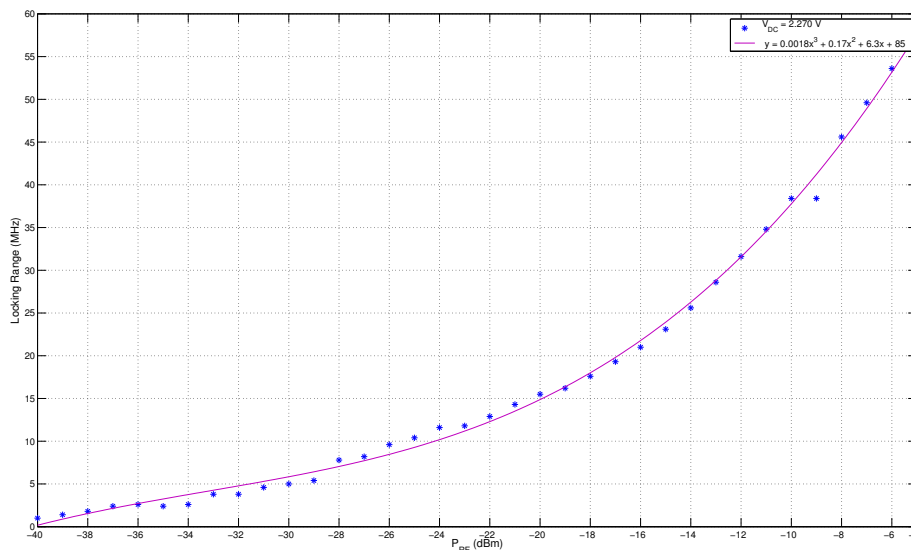


FIGURA 5.8: Gama de sincronismo em função da potência da portadora RF.

realizado pelo *software* comercial Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40].

5.5.1 Modulações de Fase

Os diferentes esquemas de modulações de fase (*PSK*) aqui testados são provenientes do gerador R&S[®] SMJ100A. A frequência da portadora é definida como sendo igual à frequência de oscilação livre, $f_c \approx 1.098 \text{ GHz}|_{V_{DC}=2.270 \text{ V}}$. Podem existir algumas flutuações no valor desta frequência que são explicadas pela instabilidade do dispositivo.

BPSK

O gráfico da figura 5.9 apresenta os resultados de *EVM* para sinais *BPSK* com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s. Os parâmetros de configuração do modulador do sinal em banda base e do desmodulador são apresentados no anexo B.

Tal como seria de esperar, os valores de *EVM* registados na figura 5.9 permitem concluir que o desempenho da modulação melhora com o aumento da potência da portadora elétrica.

Na figura 5.10 são apresentados os espectros recebidos para sinais com largura de banda de 500kHz e 2MHz e para uma potência da portadora de -10 dBm . Comparando os dois espectros é notório o aumento do nível de ruído em torno das bandas laterais da figura 5.10(b), o que explica o pior desempenho do *EVM* com o aumento da largura de banda do sinal.

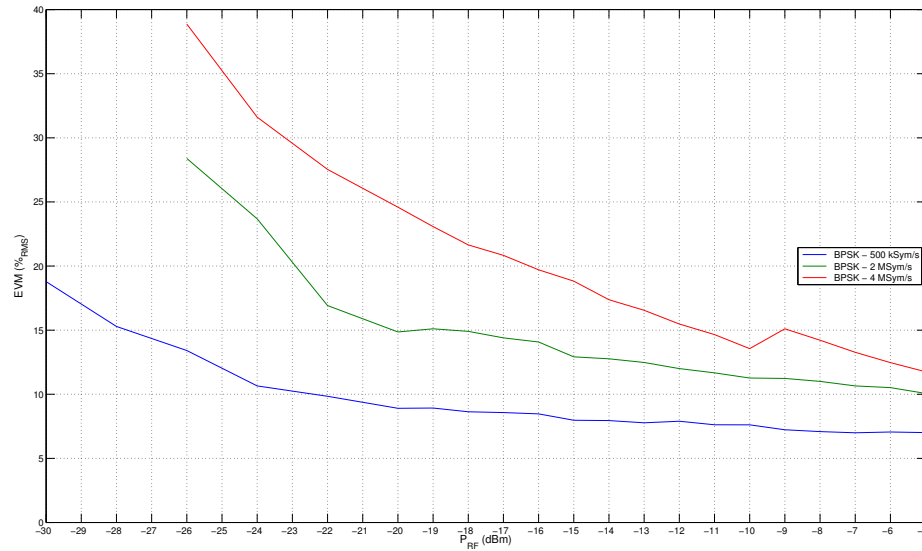


FIGURA 5.9: EVM em modulações BPSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

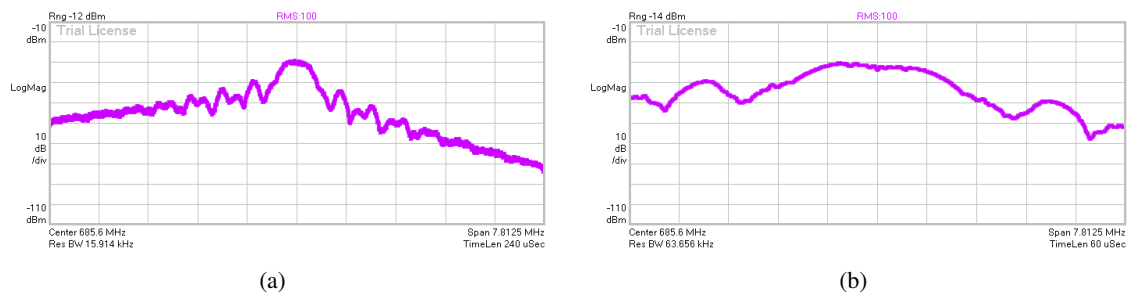


FIGURA 5.10: Espectros recebidos para a modulação BPSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a) e de 2MHz (b).

QPSK

Os resultados de *EVM* para a modulação *QPSK* são apresentados na figura 5.11.

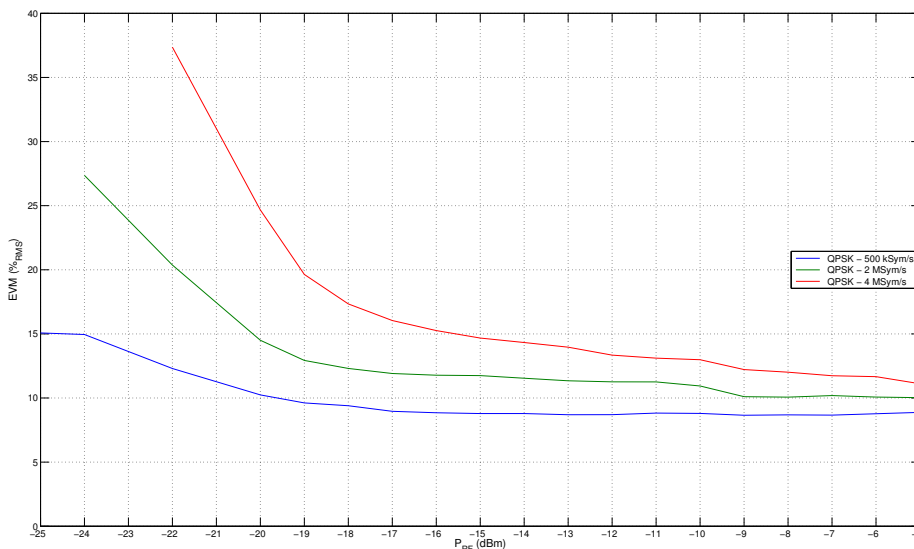


FIGURA 5.11: *EVM* em modulações *QPSK* para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

Com base nos valores registados na figura 5.11 é possível afirmar que o desempenho da modulação *QPSK* é melhor para o sinal de menor largura de banda, 500kHz. Esta é uma conclusão expectável e verifica o comportamento descrito para a modulação *BPSK*. Tome-se como exemplo a comparação das constelações 5.12(a) e 5.12(b) para sinais *QPSK* com larguras de banda de 500kHz e 4MHz respetivamente.

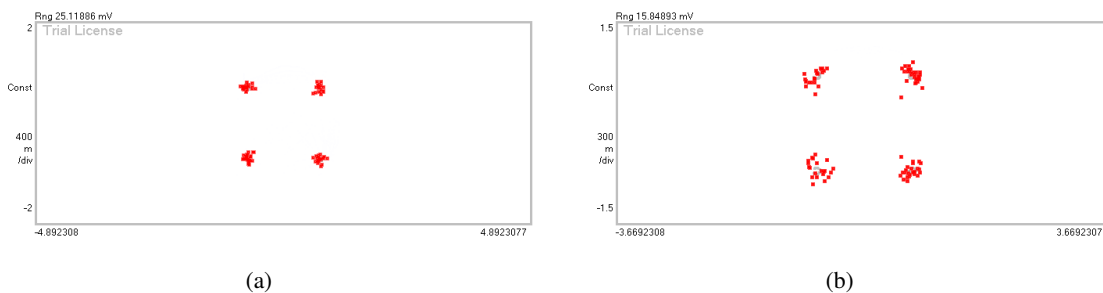


FIGURA 5.12: Constelações recebidas para a modulação *QPSK* com sinais de largura de banda de 500kHz (a) e de 4MHz (b).

Na figura 5.12 é perceptível que a constelação do sinal com menor largura de banda é muito mais bem definida que a do sinal de 4MHz onde os pontos recebidos se encontram mais distantes do ponto de receção ideal. A banda de amostragem limitada do *software* Agilent 89600 VSA

Software|Agilent Technologies[©] aliada às características *RTD-LD*, explicam a dificuldade em desmodular sinais *QPSK* de maiores larguras de banda. Segundo as especificações do fabricante, o *software* Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] tem uma banda de amostragem - *span* - limitada a 8 MHz.

8-PSK

Os valores de *EVM* registados para a modulação 8-*PSK* são apresentados no gráfico da figura 5.13.

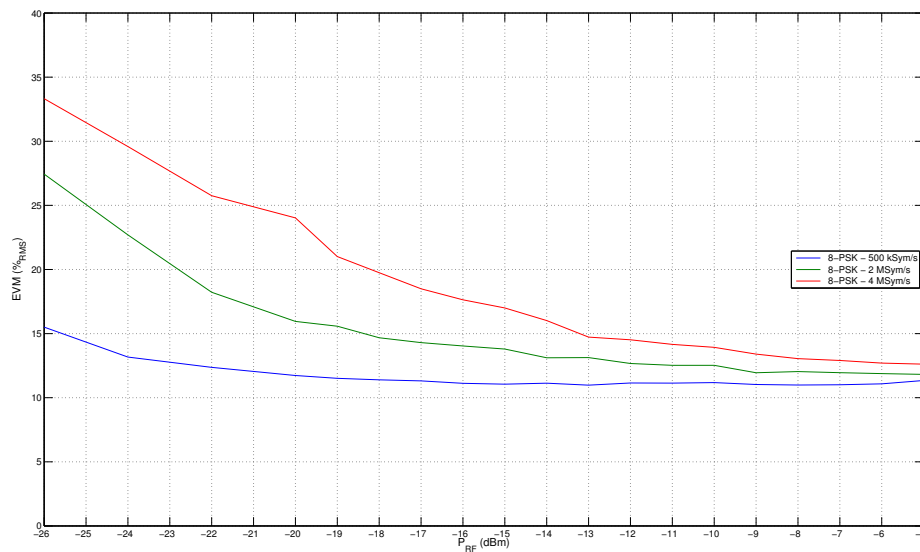


FIGURA 5.13: *EVM* em modulações 8-*PSK* para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

Constata-se que o sinal de 500kHz recebido necessita agora de uma potência de -26 dBm para que seja possível ao *RTD-LD* sincronizá-lo. Isto por oposição ao que tinha sido registado na modulação *BPSK*, figura 5.9, onde o *RTD-LD* era capaz de sincronizar o sinal para potências da portadora superiores a -30 dBm. Outra das conclusões que pode condicionar a utilização desta modulação é que nenhum dos sinais 8-*PSK* testados permitem valores de *EVM* inferiores a 10%. Este valor é utilizado como referência para sistemas de telecomunicações digitais tal como é especificado no *standard* TS 45.005 [67].

A degradação do espectro recebido à medida que se aumenta a largura de banda do sinal é evidenciada na figura 5.14, onde é $P_{RF} = -10$ dBm.

Os espectros representados na figura 5.14 permitem definir visualmente o sinal modulado em cada um dos casos. No entanto, torna-se evidente o aumento do ruído nas bandas laterais. O ruído introduzido pelo *RTD-LD* degrada o desempenho do *EVM*. Quando comparado o sinal de 2 MHz 5.14(b) com a situação ideal apresentada na figura 3.4(a) do capítulo 3 repara-se que o nível de ruído é agora bastante mais elevado, existindo apenas uma diferença de cerca de 15 dB entre o nível de sinal e o nível de ruído, contra os 60 dB registados na situação de referência.

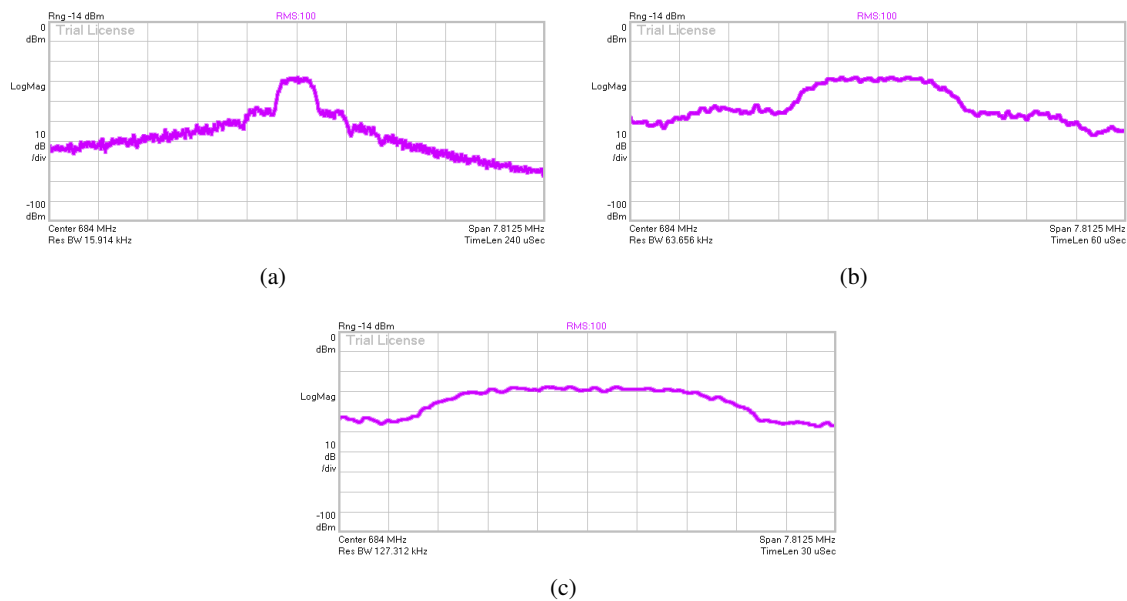


FIGURA 5.14: Espectros recebidos para a modulação 8-PSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).

Uma das soluções que permitiria otimizar o desempenho do *EVM* seria a implementação de filtros em torno da banda de interesse.

$\frac{\pi}{4}$ -DQPSK

O desempenho da modulação diferencial de fase $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK avaliado com base nos valores de *EVM* é apresentado no gráfico da figura 5.15.

Os valores de *EVM* representados no gráfico da figura 5.15 mostram que este esquema de modulação digital de fase permite ao *RTD-LD* sincronizar o sinal modulado quando são utilizadas portadoras com menor potência elétrica. Quando comparados com os resultados da modulação QPSK, os valores aqui registados traduzem um melhor desempenho para potências de sinal inferiores, apesar de o valor tendencial do *EVM* ser semelhante em ambos os casos: 10% no caso do esquema QPSK e 12% no caso do homólogo diferencial.

O espectro e a constelação para a modulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK são apresentados nas figuras 5.16(a) e 5.16(b) respetivamente.

A constelação representada na figura 5.16(b), resultado da injeção elétrica de uma portadora modulada com -10 dBm de potência, mostra que os símbolos recebidos se espelham em torno do ponto de referência. Apesar de ser possível reconstruir com boa definição a constelação através dos símbolos recebidos, os valores de *EVM* registados não garantem uma desmodulação nas melhores condições.

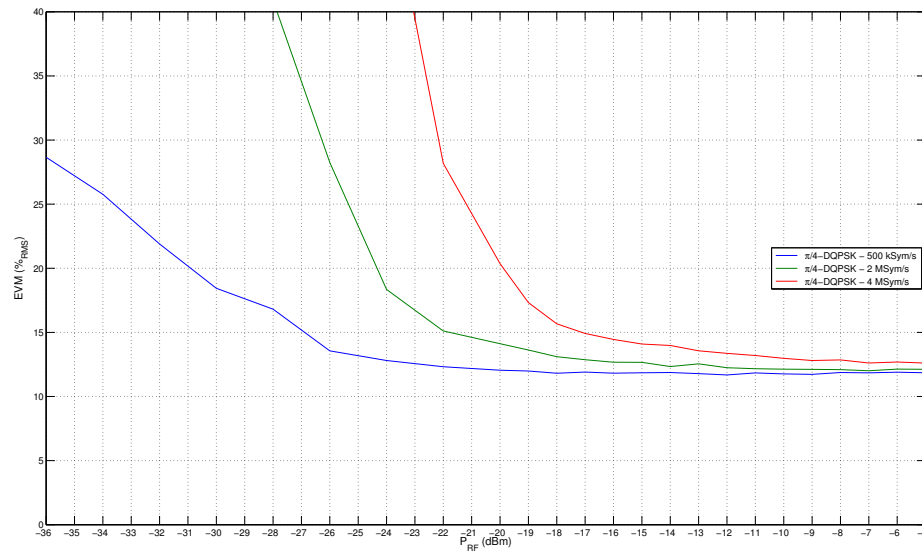


FIGURA 5.15: *EVM* em modulações $\pi/4$ -*DQPSK* para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

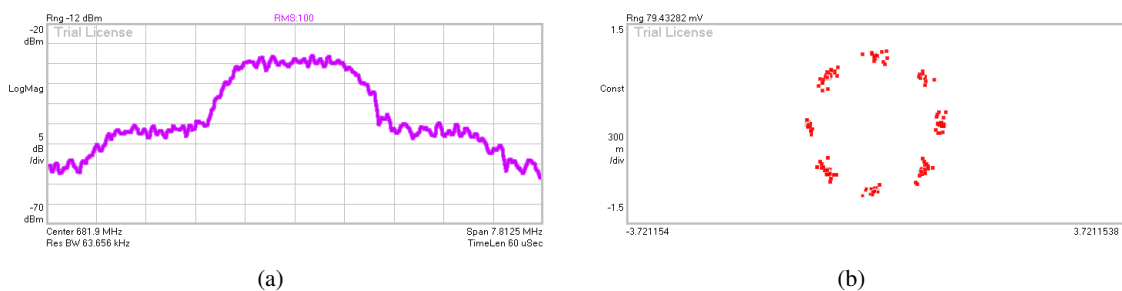


FIGURA 5.16: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação $\pi/4$ -*DQPSK* com uma largura de banda do sinal de 2 MHz.

$\pi/8$ -*D8PSK*

Os resultados para a modulação $\pi/8$ -*D8PSK* mostram uma degradação significativa do comportamento do *EVM* quando comparado com os esquemas de modulação anteriores. Os valores compilados na figura 5.17 traduzem graficamente este comportamento.

Os valores representados no gráfico da figura 5.17 correspondem a uma degradação evidente do *EVM*. Em qualquer uma das situações, para os sinais com 500kHz, 2 MHz e 4 MHz de largura de banda, o valor mínimo registado é de 15% para o sinal com menor largura de banda. De entre todos os resultados para as modulações *PSK* esta é a que apresenta pior desempenho. As constelações recebidas para os diferentes sinais, figura 5.18, mostram a dificuldade que o *RTD-LD* tem em sincronizar sinais modulados com base no esquema $\pi/8$ -*D8PSK*.

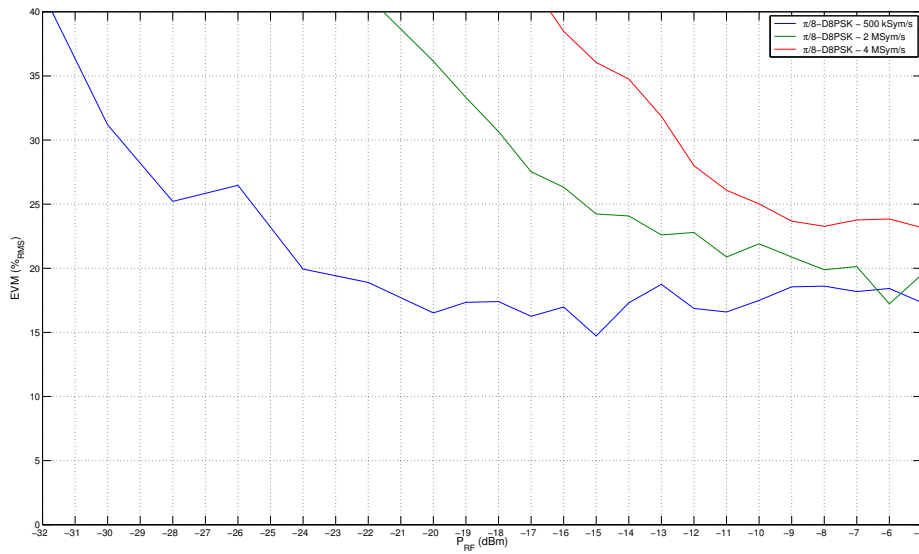


FIGURA 5.17: EVM em modulações $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

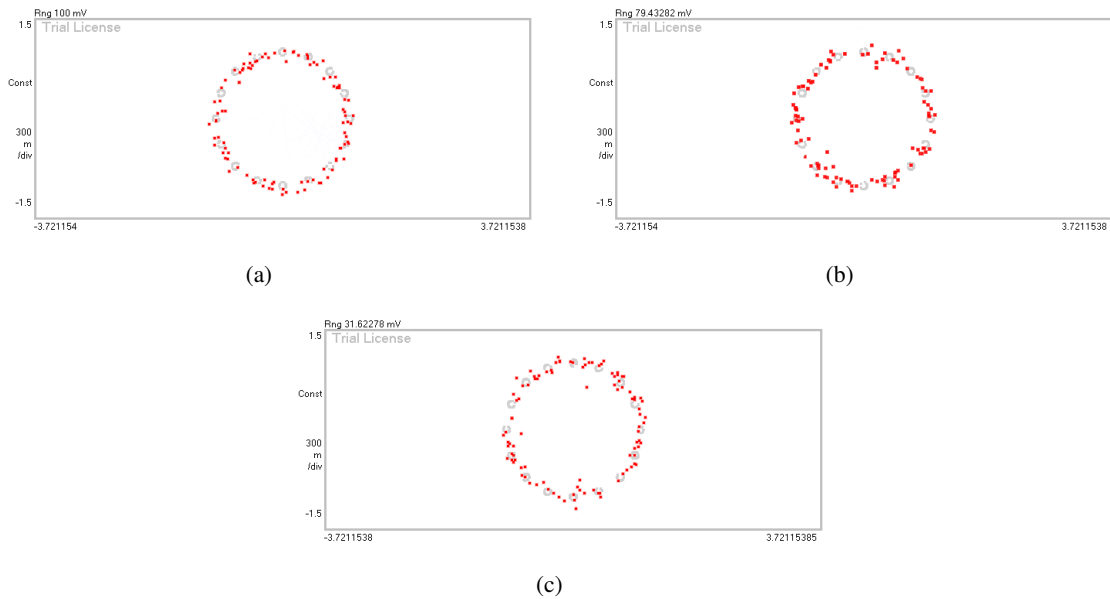


FIGURA 5.18: Constelações recebidas para a modulação $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).

As constelações da figura 5.18 mostram que é praticamente imperceptível definir em que vizinhança do ponto de referência os símbolos recebidos caem.

5.5.1.1 Desempenho das modulações PSK

À medida que foram apresentados os resultados nos parágrafos anteriores foram tecidos alguns comentários que permitem tirar ilações sobre o desempenho das modulações PSK.

Nos parágrafos que seguem são apresentadas algumas conclusões que permitem comparar o desempenho destes esquemas de modulação. Na figura 5.19 estão representados os valores de *EVM* para cada uma das modulações de fase testadas com sinais de largura de banda de 2MSym/s.

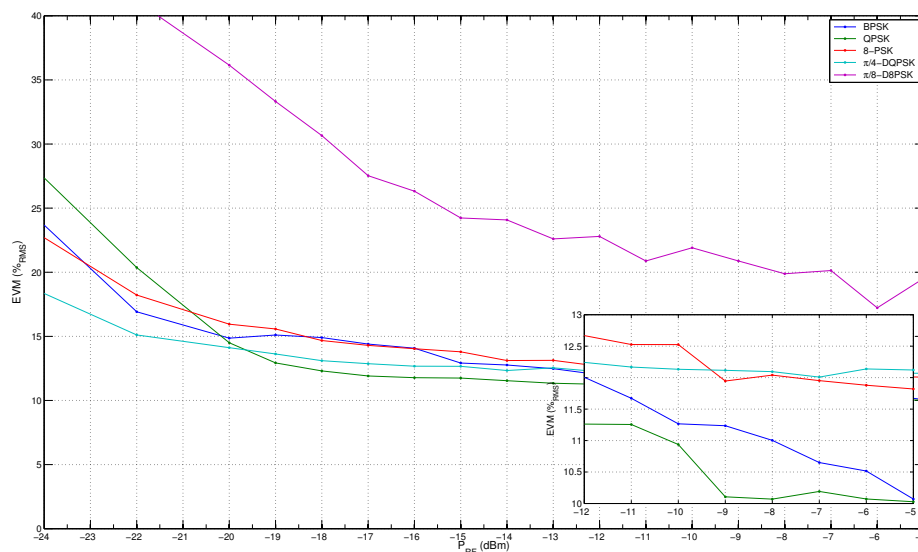


FIGURA 5.19: Desempenho do *EVM* em modulações PSK.

Os resultados da figura 5.19 mostram que o desempenho da modulação $\pi/8$ -D8PSK é claramente inferior ao das outras modulações de fase. As outras quatro modulações têm comportamentos muito semelhantes a partir de potências da portadora elétrica na casa dos ≈ -18 dBm. Em todas elas se regista um valor de *EVM* que tende para o intervalo compreendido entre os 10% e os 12%. A modulação QPSK apresenta o melhor valor de *EVM* a partir dos -19 dBm.

Outra das conclusões que é possível inferir com base no gráfico da figura 5.19 é que, de forma geral, o aumento do número de estados *M* utilizados na modulação piora o desempenho do *EVM*. Este resultado vai de encontro àquilo que tinha sido definido teoricamente para as [Modulações de Fase](#).

De fora destas conclusões ficam as modulações BPSK e QPSK que, teoricamente, deveriam ter o mesmo desempenho em termos de taxa de erro. De facto os valores de *EVM* para estes dois casos não são significativamente diferentes e as suas diferenças podem ser explicadas por erros associados ao processo experimental, nomeadamente no processo de modulação direta dígodo LASER. Isto é, quando a frequência da portadora que é injetada eletricamente no RTD não coincide exatamente com a frequência de oscilação livre, o LASER pode ser modulado diretamente

pela portadora elétrica sem que esta tenha sido sincronizada com o dispositivo. Os resultados da figura 5.20 ilustram os efeitos que este fenómeno introduz no espectro do sinal *BPSK* recebido.

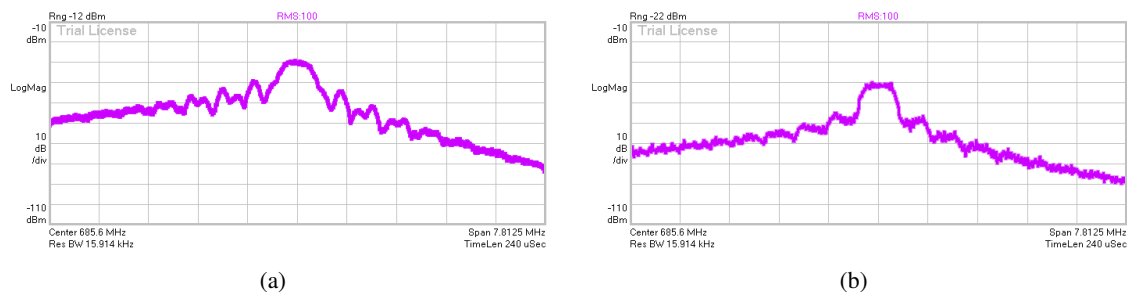


FIGURA 5.20: Espectros recebidos para as modulações *BPSK* (a) e *QPSK* (b) com sinais de largura de banda de 500kHz.

Os espectros recebidos na figura 5.20, modulados numa portadora elétrica com potência de -10dBm , mostram que o sinal *QPSK* é simétrico em relação à frequência central da portadora o que não acontece para o sinal *BPSK*. Esta assimetria aumenta o ruído numa das bandas laterais do espectro do sinal *BPSK* o que explica o seu pior desempenho em termos de *EVM*.

Com base na equação 3.40 descrita no capítulo 3 e através dos valores de *EVM* recolhidos é possível chegar a uma boa estimativa da razão sinal-ruído, *SNR*. Assume-se então que o ruído introduzido no sistema pode ser aproximado por uma distribuição gaussiana e que portanto estamos perante ruído do tipo *AWGN*. Nestas condições é possível obter o gráfico da figura 5.21.

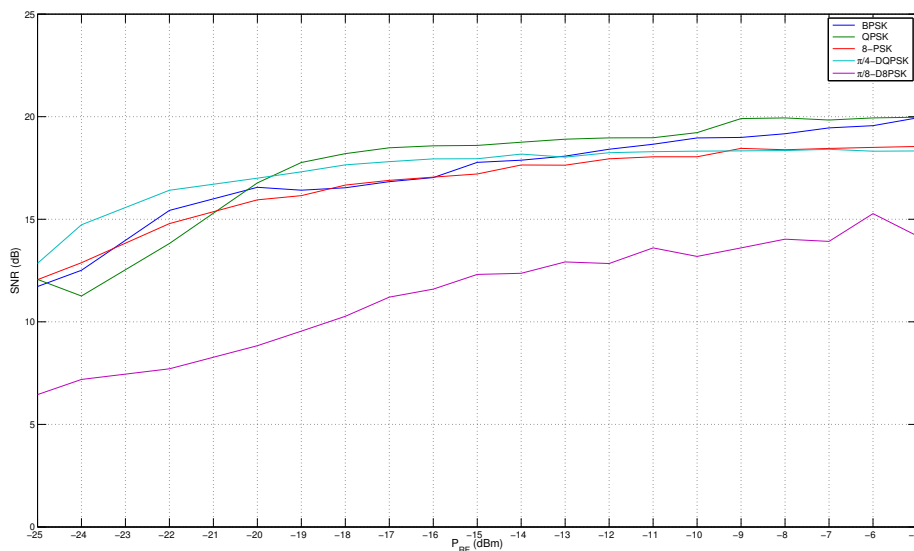


FIGURA 5.21: *SNR* em função da potência da portadora *RF* para modulações *PSK*.

A figura 5.21 relaciona a *SNR* com a potência de sinal injetado eletricamente no dispositivo. Os

resultados permitem confirmar que o comportamento da modulação $\frac{\pi}{8}$ -D8PSK fica muito aquém daquilo que seria desejável, o que está de acordo com o que tinha sido inferido anteriormente.

Finalmente, com base nos valores de *SNR* representados no gráfico da figura 5.21 e recorrendo às expressões teóricas que relacionam a taxa de erros com a relação sinal-ruído, é possível obter uma estimativa para a *BER* e assim avaliar o desempenho global da ligação ascendente que tem por base o *RTD-LD*. Esta estimativa pode ser avaliada no gráfico da figura 5.22.

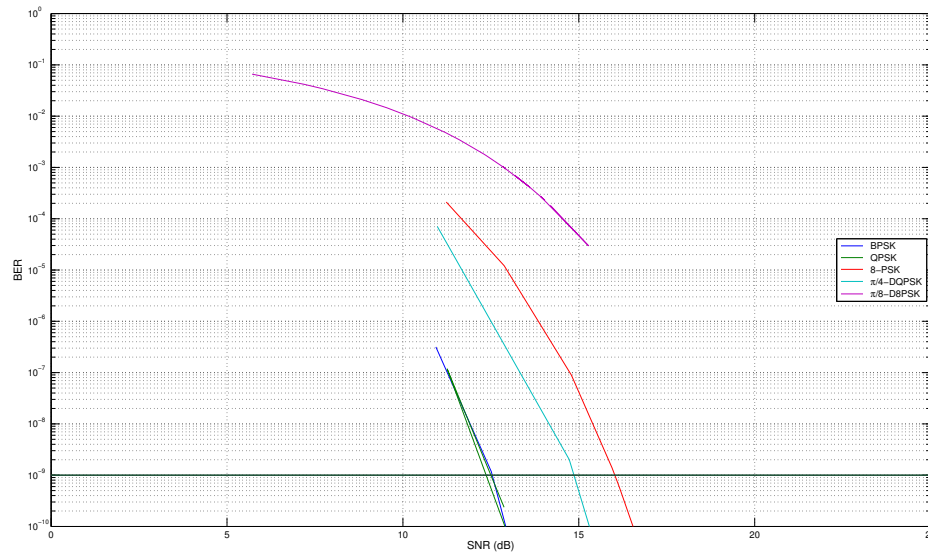


FIGURA 5.22: *BER* teórico em função da *SNR* determinada experimentalmente para modulações *PSK*.

Os valores teóricos para a taxa de erro representados na figura 5.22 permitem concluir que as modulações *BPSK* e *QPSK* podem ser utilizadas com um desempenho aceitável para valores de *SNR* superiores a ≈ 13 dB.

A linha horizontal representada no gráfico corresponde ao valor da *BER* usado como referência no projeto de sistemas de telecomunicações. Tendo como referência este limite, conclui-se que apenas as modulações *BPSK*, *QPSK* e *8-PSK* permitem obter valores de *BER* que satisfaçam os requisitos em termos de taxa de erro.

Com estes resultados conclui-se a caracterização do *RTD-LD* na função *uplink* quando a portadora *RF* é modulada através de um sinal *PSK*

5.5.2 Modulações de Frequência

Nos parágrafos que se seguem descrevem-se os testes e apresentam-se os resultados obtidos para a ligação ascendente quando no *RTD-LD* é injetada um portadora elétrica modulada em frequência. Os sinais *FSK* são gerados pelo R&S[®] SMJ100A.

Tal como acontecia no caso das modulações de fase, para que a injeção elétrica de sinal no *RTD-LD* se traduza em resultados fiáveis, é necessário garantir que a frequência da portadora f_c seja igual à frequência de oscilação livre do dispositivo, ou seja, $f_c = f_{osc}$. Se esta condição não se verificar o sinal elétrico modula diretamente o *LASER* integrado no dispositivo, dando origem a valores de *EVM* que não correspondem à operação com base no *RTD-LD*, visto que não se tira partido das capacidades inerentes ao *RTD* nomeadamente a amplificação que proporciona.

Convém ainda referir que, apesar de o ponto de operação utilizado ser o mesmo $V_{DC} = 2.270\text{ V}$, a frequência de oscilação livre é agora $f_{osc} = 1.07955\text{ GHz}$. Isto porque, devido à instabilidade da frequência de oscilação livre registada nos testes das modulações *PSK*, o circuito de alimentação do dispositivo foi alterado. Ainda assim, depois de avaliadas novamente as modulações *PSK* nestas condições, garante-se que o desempenho é o mesmo.

Verificou-se que nestas condições a frequência de oscilação do *RTD-LD* é mais estável, registando-se no entanto pequenas variações na ordem das dezenas de MHz associadas ao erro do processo experimental.

2-FSK

Na figura 5.23 são apresentados os resultados experimentais para o *EVM* obtidos com base na montagem laboratorial esquematizada em 5.1.

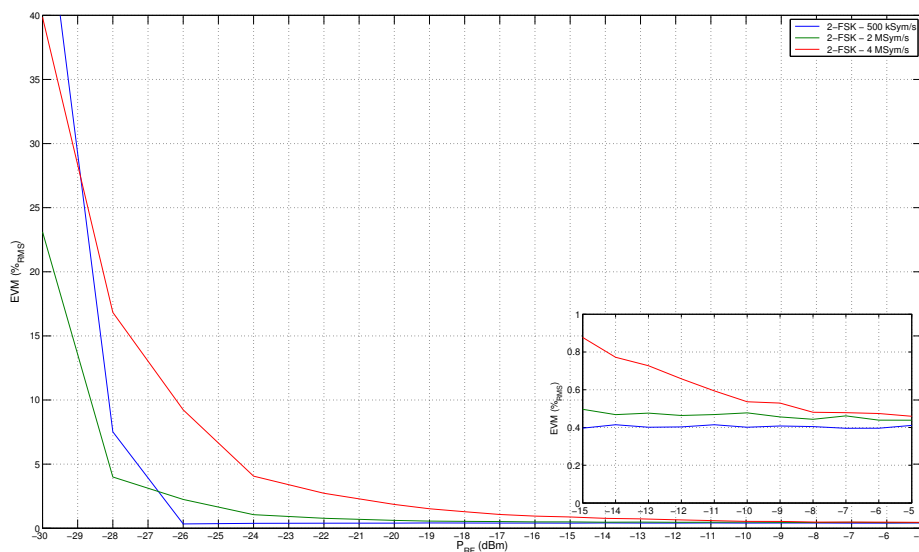


FIGURA 5.23: *EVM* em modulações 2-*FSK* para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

Os valores de *EVM* registados no gráfico da figura 5.23 mostram o bom desempenho da modulação 2-*FSK*. Para potências da portadora superiores a -28 dBm todos os sinais apresentam um *EVM* inferior a 20%. O pormenor destacado no gráfico da figura 5.23 apresenta valores de *EVM* inferiores a 1%.

Estes resultados traduzem-se na boa definição do espectro e da constelação apresentadas na figura 5.24.

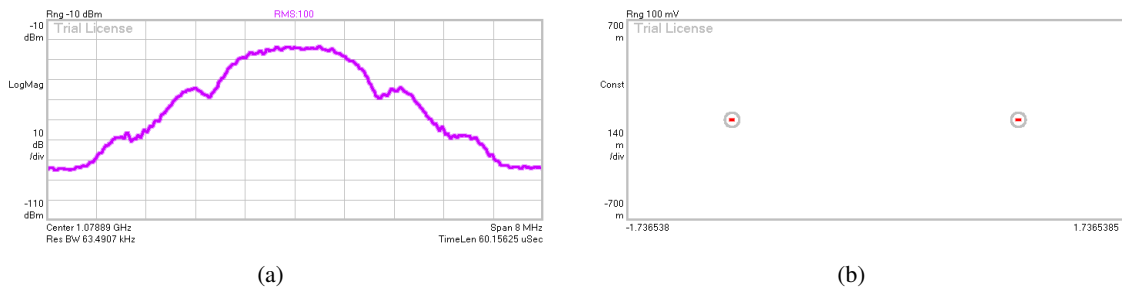


FIGURA 5.24: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 2-FSK, com uma largura de banda do sinal de 2MHz e potência da portadora elétrica de -10 dBm.

Do espectro da figura 5.24 destaca-se o facto de o ruído apresentado nas bandas laterais do sinal estar cerca de 20dB abaixo do nível de sinal. Esta diferença na relação sinal-ruído permite que os símbolos caiam na constelação com grande precisão. Esta constatação é perceptível na figura 5.24(b) onde os símbolos recebidos se encontram dentro da zona definida como referência.

Os valores registados permitem antecipar um excelente comportamento das modulações FSK em comparação com PSK, isto se tivermos em consideração o disposto na secção [Modulações de Frequência](#) do capítulo 3, onde se afirma que o aumento do número de estados M das modulações FSK melhora o desempenho da taxa de *bit* errado.

4-FSK

Os valores de *EVM* registados para a modulação 4-FSK são apresentados no gráfico da figura 5.25.

Uma das conclusões que se pode tirar do gráfico da figura 5.25 é que o *EVM* piora com o aumento da largura de banda do sinal, mantendo-se o bom desempenho da modulação 4-FSK. Esta conclusão pode ser generalizada para todos os esquemas de modulação FSK usados na caracterização do RTD-LD. A figura 5.26 mostra as constelações recebidas para cada um dos sinais.

As constelações da figura 5.26 comprovam que há uma degradação, embora pequena, do comportamento do RTD-LD com o aumento da largura de banda. Mesmo o sinal da figura 5.26(c) apresenta uma constelação com elevada definição sendo praticamente impercetível o espalhamento dos símbolos recebidos dentro da zona de referência.

Convém referir que, teoricamente, o aumento da largura de banda do sinal é limitado pela gama de sincronização do RTD-LD. Nesta montagem laboratorial a influência do *locking range* no desempenho da modulação é difícil de avaliar para sinais com larguras de banda superiores a 4MHz, devido à limitação de largura de banda do equipamento de desmodulação (E4448A|Agilent Technologies[©]) utilizado.

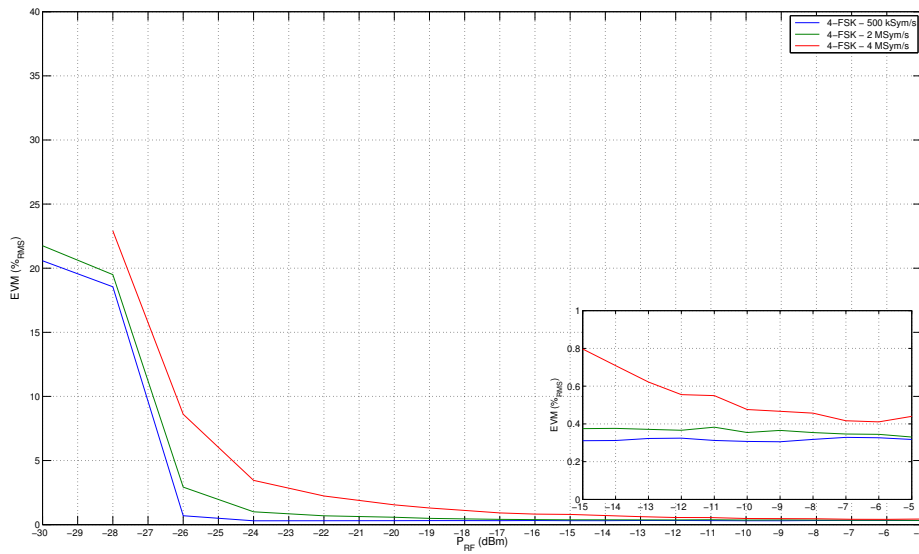


FIGURA 5.25: EVM em modulações 4-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

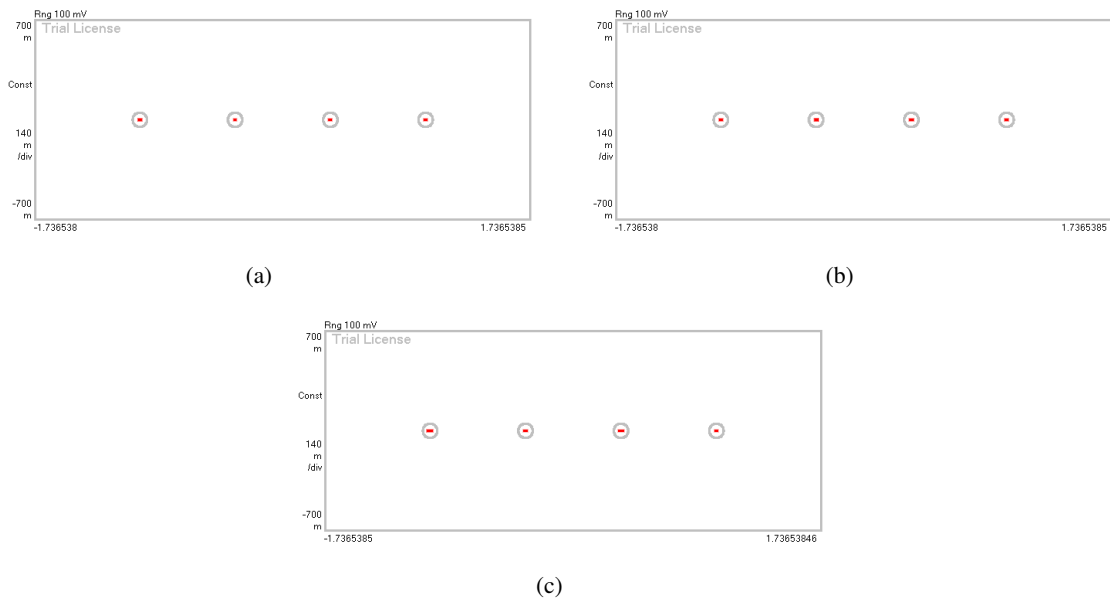


FIGURA 5.26: Constelações recebidas para a modulação 4-FSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).

8-FSK

Os valores registados para a modulação 8-FSK, representados na figura 5.27, são sinónimo da semelhança que existe entre os diversos esquemas de modulações FSK de M estados. Também aqui se regista uma redução do desempenho da modulação com o aumento da largura de banda do sinal, tal como se verifica nos espetros da figura 5.28.

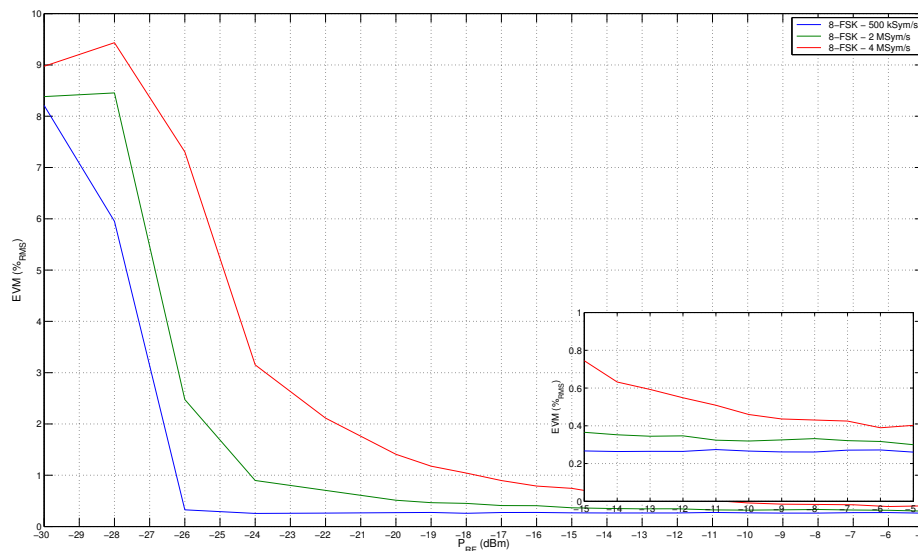


FIGURA 5.27: EVM em modulações 8-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

No gráfico da figura 5.28(c) a janela utilizada não permite visualizar o nível de ruído, o que explicaria o pior desempenho para sinais com maior largura de banda.

Outra das conclusões que é possível retirar do gráfico da figura 5.28 é que a largura de banda do sinal recebido está de acordo com a equação 3.28 apresentada no capítulo **Técnicas de Modulação Digital**. Sabendo que $\Delta_f = f_2 - f_1$ e que $\Delta_f = 500\text{kHz}$, tal como definido no resumo dos parâmetros experimentais apresentado no anexo B, e considerando o sinal com largura de banda de $B_{BB} = 500\text{kHz}$, temos que a largura de banda do sinal é $B = 500 \times 10^3 + 2 \cdot 500 \times 10^3 = 1500\text{kHz}$. Este resultado é constatável no gráfico da figura 5.28(a).

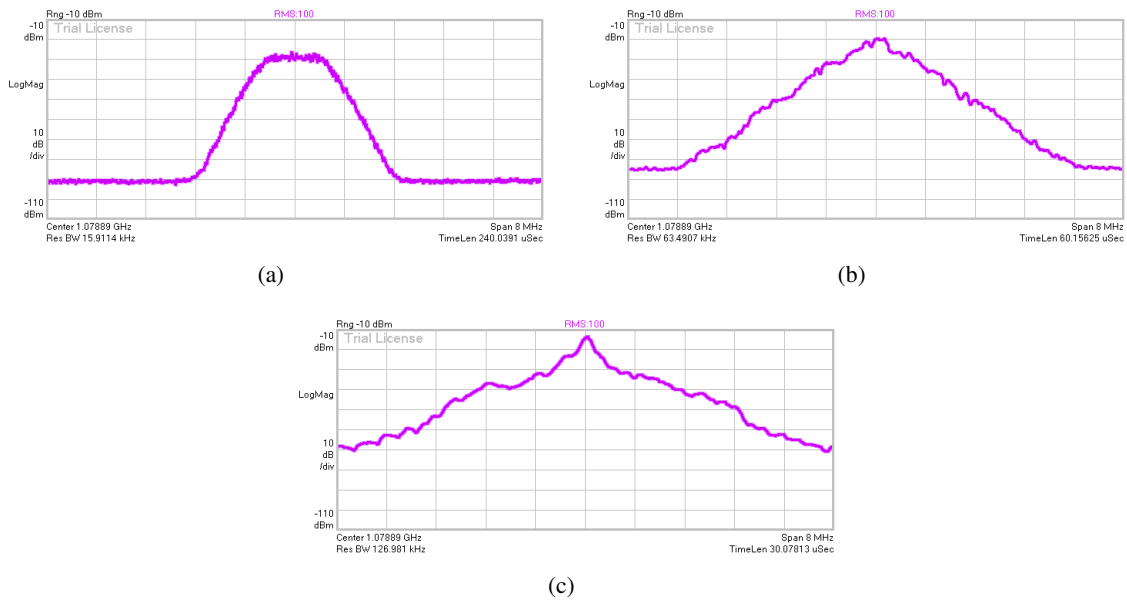


FIGURA 5.28: Constelações recebidas para a modulação 8-FSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2MHz (b) e 4MHz (c).

16-FSK

A caracterização do *RTD-LD* quando são utilizados sinais modulados em frequência, conclui-se com a apresentação dos resultados para a modulação 16-FSK. O gráfico da figura 5.29 contém os valores de *EVM* registados para esta modulação.

Do gráfico da figura 5.29 salienta-se o bom desempenho desta modulação mesmo para os valores mais baixos de potência da portadora. De acordo com o que tinha sido antecipado, verifica-se uma melhoria no desempenho das modulações *FSK* com o aumento do número de estados da modulação. A melhoria do desempenho pode ser explicada pela redução do nível de ruído patente nos espectros da figura 5.30 onde são utilizados sinais com larguras de banda de 4 MHz.

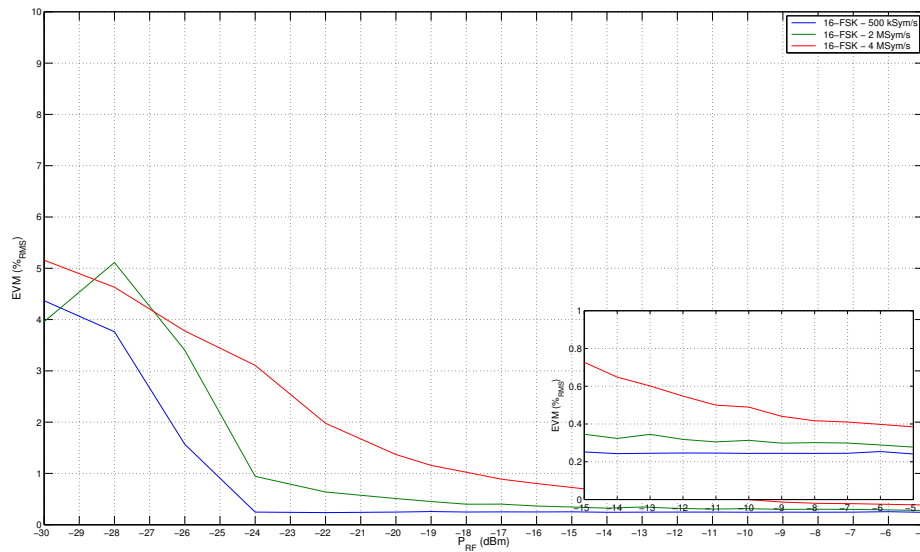


FIGURA 5.29: EVM em modulações 16-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

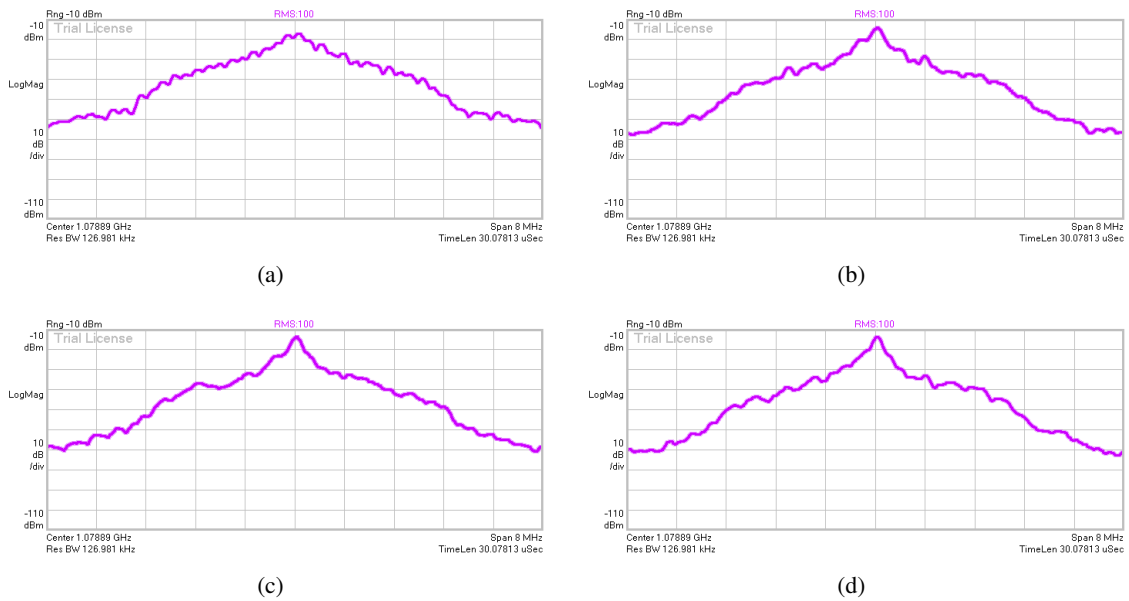


FIGURA 5.30: Espectros recebidos para as modulações 2-FSK (a), 4-FSK (b), 8-FSK (c) e 16-FSK (d) com sinais de largura de banda de 4kHz.

5.5.2.1 Desempenho das modulações FSK

Apesar de já terem sido feitas algumas considerações que permitem generalizar o desempenho das modulações FSK, introduzem-se aqui mais algumas conclusões que reforçam essa avaliação,

nomeadamente no que diz respeito à evolução da taxa de erros e da razão sinal-ruído.

Com o objetivo de estabelecer uma comparação entre os desempenhos de cada uma das modulações de frequência é apresentado o gráfico da figura 5.31, onde são transmitidos sinais com larguras de banda de 2MSym/s.

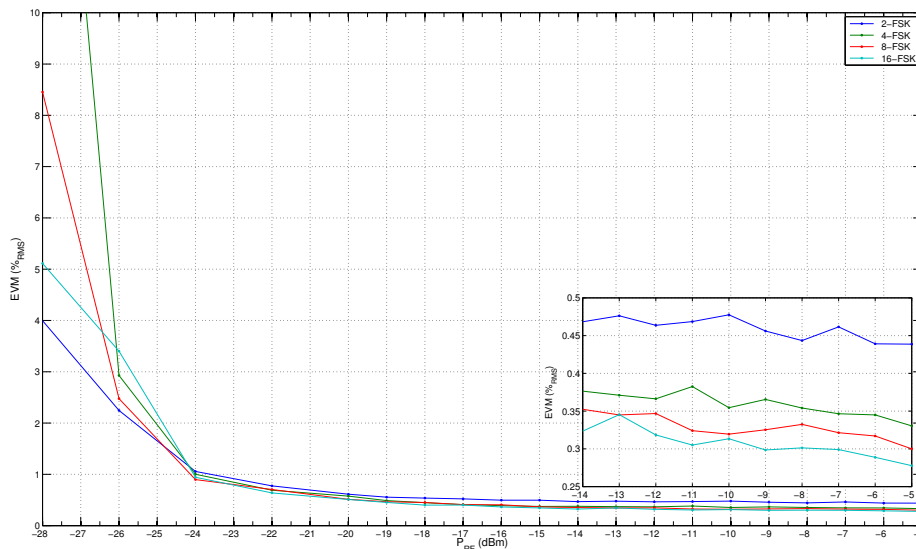


FIGURA 5.31: Desempenho da *EVM* em modulações *FSK*.

Tal como referido anteriormente, as modulações *FSK* apresentam todas elas um bom desempenho em termos de *EVM*. Com base nos resultados da figura 5.31, é possível destacar o melhor comportamento do esquema 16-*FSK*. Estes resultados permitem ainda comprovar que o aumento do número de estados das modulações *FSK* têm um impacto positivo no desempenho do sistema ao contrário do que acontecia nas modulações de fase.

Estes resultados são tão promissores que podem ser comparados com os valores de referências recolhidos através da montagem experimental *back-2-back* introduzida no capítulo 3, conforme se constata no gráfico da figura 5.32.

A partir dos -15 dBm o comportamento entre o *EVM* medido e o de referência é sensivelmente o mesmo.

Assumindo que estamos perante as mesmas condições de ruído descritas para as modulações *PSK*, ou seja, que o ruído introduzido no sistema é do tipo *AWGN* podemos, com base nos valores de *EVM* registados, determinar a razão sinal-ruído. Este resultado é apresentado no gráfico da figura 5.33.

Os valores de *EVM* registados para as potências mais altas originam razões sinal-ruído com valores compreendidos entre 45 dB e 50 dB. Por isso, a probabilidade de erro é muito reduzida, sendo mesmo negligenciável para a maior parte das modulações de frequência, o que é representado na figura 5.34.

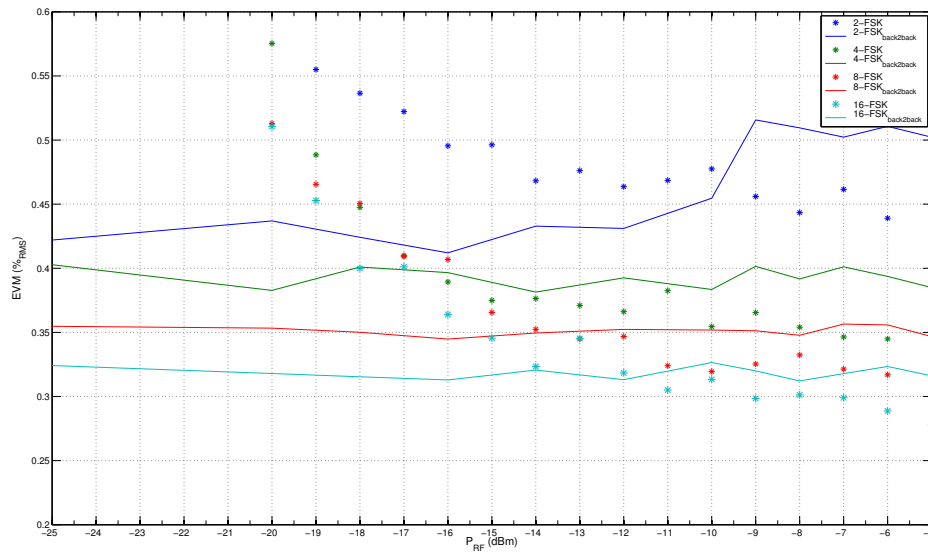


FIGURA 5.32: Comparação do *EVM* obtido com valores de referência para modulações *FSK*.

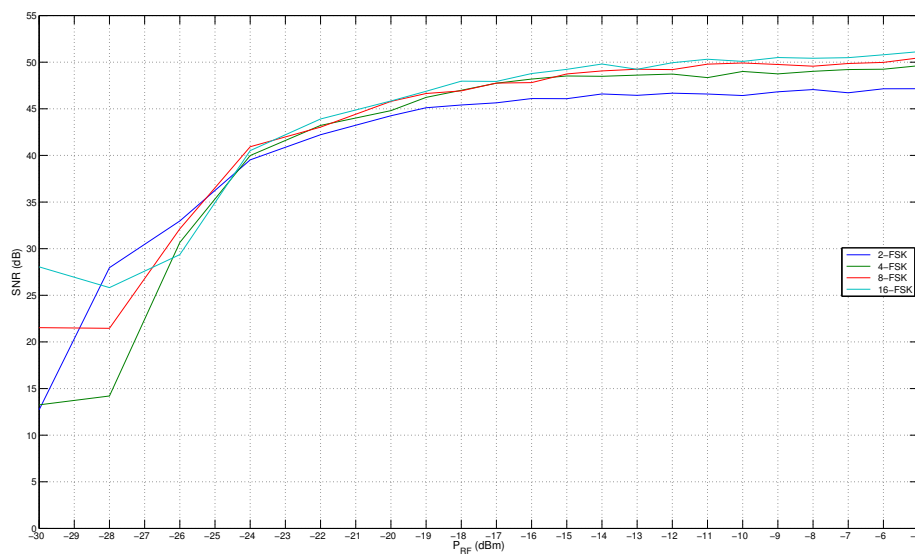


FIGURA 5.33: *SNR* em função da potência da portadora *RF* para modulações *FSK*.

Os valores teóricos para a taxa de *bit* errado, representados no gráfico da figura 5.34, mostram que apenas no caso da modulação *2-FSK* não se pode descartar o impacto do desempenho da modulação durante o projeto do sistema. Para todas as outras modulações de frequência testadas o valor teórico da *BER* fica abaixo do limite de referência de 10^{-9} .

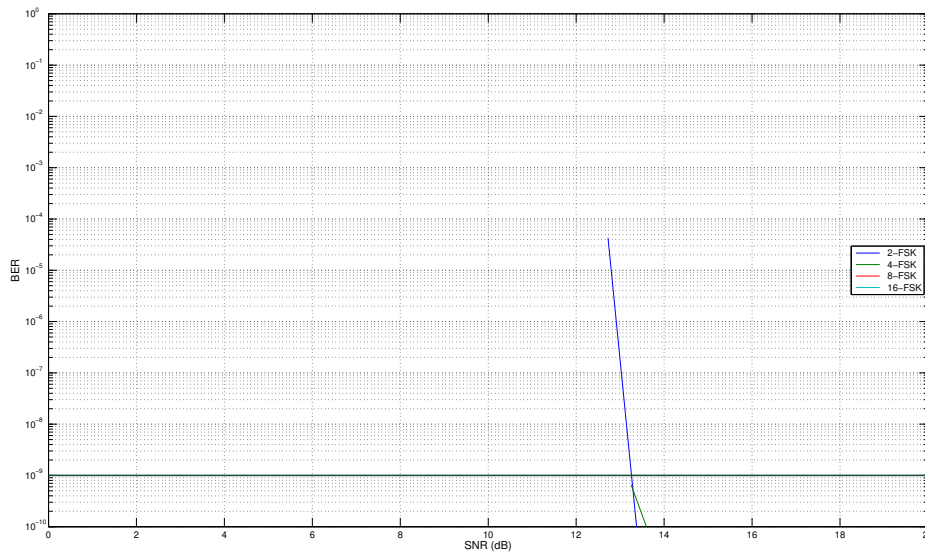


FIGURA 5.34: BER teórico em função da SNR determinada experimentalmente para modulações FSK.

5.5.3 Modulação GMSK

Apresentam-se os resultados obtidos quando é injetada eletricamente no RTD-LD uma portadora modulada com base no esquema GMSK introduzido no capítulo 3.

Os resultados experimentais contemplam sinais com diferentes larguras de banda sendo dado ênfase ao sinal de 270.83 kHz por ser este o valor especificado na norma TS 05.04 [44]. Os outros sinais testados são usados como base de comparação para as modulações PSK e FSK.

A figura 5.35 mostra a constelação e o espectro recebidos com base na montagem que tem vindo a ser utilizada.

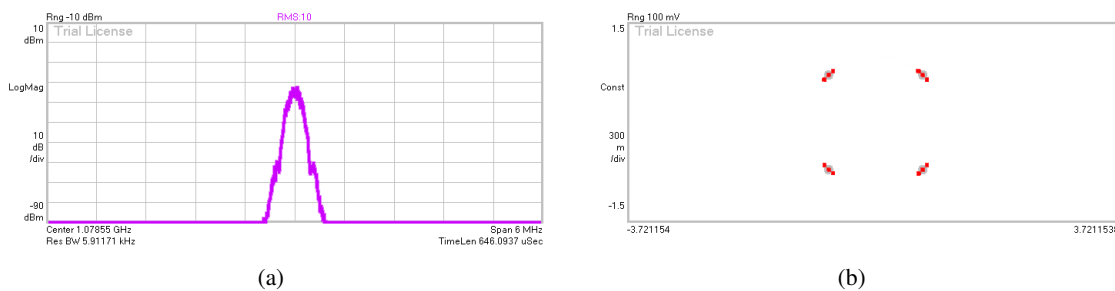


FIGURA 5.35: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação GMSK, com uma largura de banda do sinal de 270.83 kHz e potência da portadora elétrica de -10 dBm.

A pureza do espectro e a boa definição da constelação recebidos e apresentados na figura 5.35 antecipam o bom desempenho das modulações GMSK. Este bom desempenho é traduzido de

forma gráfica na figura 5.36, onde se apresenta a evolução do valor de *EVM* em função da potência da portadora modulada.

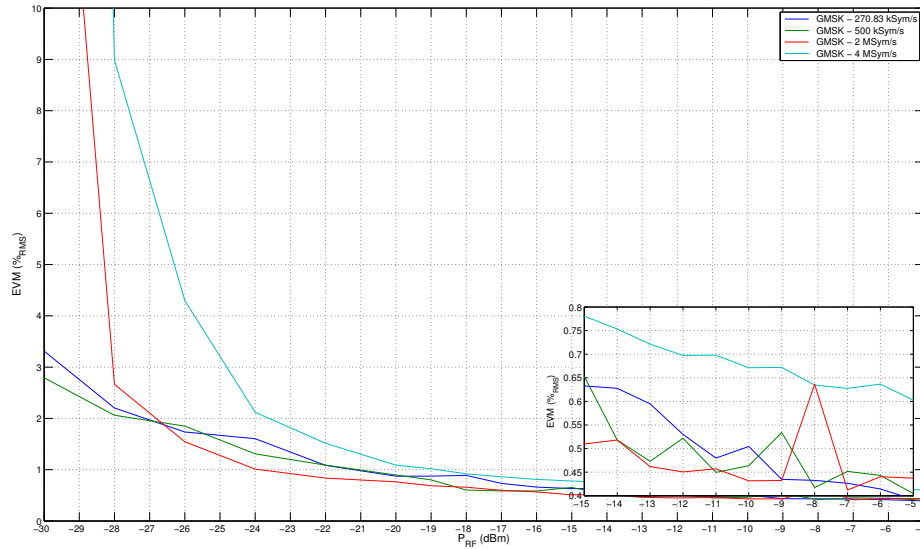


FIGURA 5.36: Desempenho do *EVM* em modulações *GMSK*.

Os valores de *EVM* registados para a modulação *GMSK* permitem afirmar que o seu desempenho é semelhante ao verificado nas modulações *FSK*.

5.6 Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

Com o objetivo de concluir a caracterização do *RTD-LD* na configuração *uplink* foi testado o seu comportamento na presença de um sinal multi portadora. O sinal *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)* utilizado foi gerado em MATLAB®|The MathWorks Inc.© Através das componentes em fase e quadratura o sinal foi fornecido ao gerador R&S®SMJ100A que modula a portadora elétrica injetada no *RTD-LD*.

Os resultados da figura 5.37 mostram o espectrograma da resposta do *RTD-LD* após conversão optico-elétrica e processamento através do analisador E4448A|Agilent Technologies© e em conjunto com o *software* Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies©.

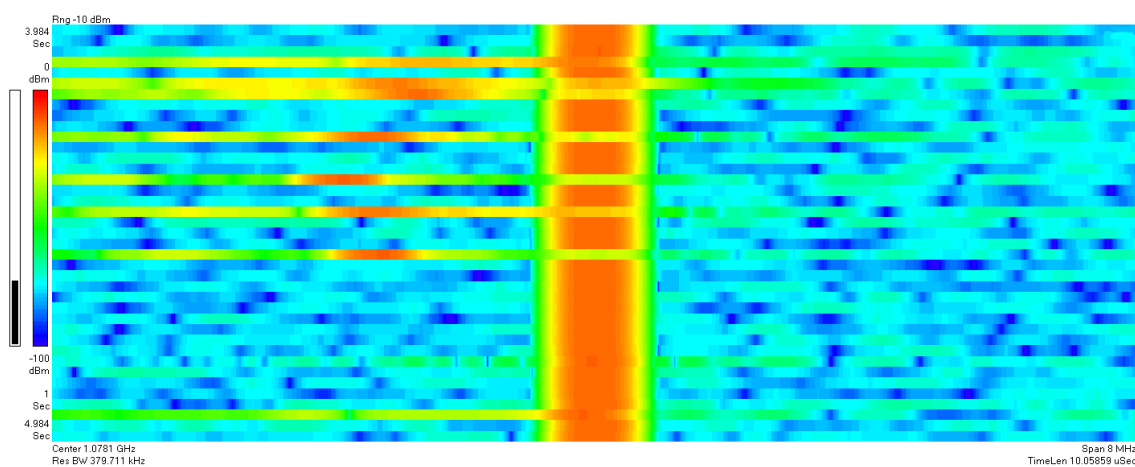


FIGURA 5.37: Espectrograma da resposta do *RTD-LD* a um sinal multi portadora.

O *RTD-LD* não é capaz de sincronizar mais do que uma frequência em simultâneo porque, para um mesmo instante de tempo, existe uma diferença de amplitudes entre as várias frequências. Os espectros apresentados na figura 5.38 mostram o sinal *OFDM* quando é utilizada uma montagem *back-2-back* e quando se faz passar o sinal através do *RTD-LD*. Verifica-se que o dispositivo gera novas componentes de frequência no sinal, não conseguindo “seguir” o sinal original.

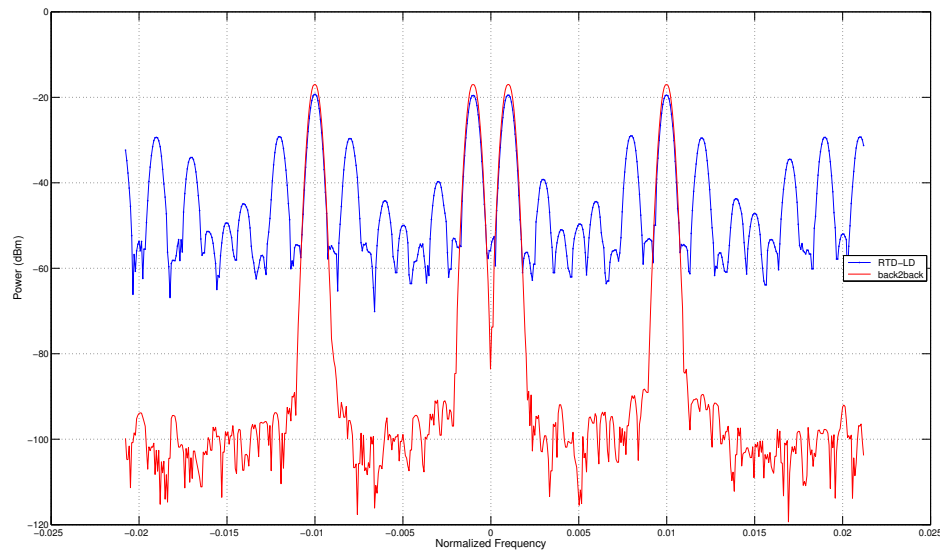


FIGURA 5.38: Espectros de um sinal multi portadora.

5.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos para a caracterização do *RTD-LD* na função *uplink*.

Na caracterização do *RTD-LD* foi avaliado o desempenho do dispositivo na ausência de sinal e quando este é excitado eletricamente por uma portadora modulada, segundo os diferentes esquemas introduzidos no capítulo 3.

Quando comparados os esquemas de modulação utilizados, *M-PSK*, *M-FSK* e *GMSK*, é possível definir duas gamas de valores para o desempenho do *EVM*, conforma se constata no gráfico da figura 5.39.

Na figura 5.39 destacam-se claramente duas zonas. Na primeira, para valores de *EVM* entre 10% e 16%, ficam as modulações *PSK*. Na segunda, situam-se as modulações *GMSK* e *FSK*, com valores compreendidos entre 0.25% e 0.75%. Conclui-se que o desempenho das modulações de frequência e da modulação *GMSK* é francamente melhor quando comparado com o das modulações de fase. Nesta análise não é contemplada a modulação diferencial $\frac{\pi}{8}$ -*D8PSK* por apresentar valores de *EVM* muito superiores.

De referir ainda que o aumento do número de estados *M* piora o comportamento do *EVM* nas modulações *PSK*. No caso das modulações *FSK* o comportamento registado é exatamente oposto.

A caracterização do *RTD-LD* demonstra que este pode ser algo instável, o que se reflete em variações na frequência de oscilação livre. Esta instabilidade dificulta a realização dos testes com portadoras moduladas, visto que quando o sinal é injetado a uma frequência que não coincide com a de oscilação livre o recetor vai conseguir ainda assim, em alguns casos, desmodular o sinal. É importante relembrar que o circuito que alimenta o dispositivo, *Bias-T*, tem grande influência

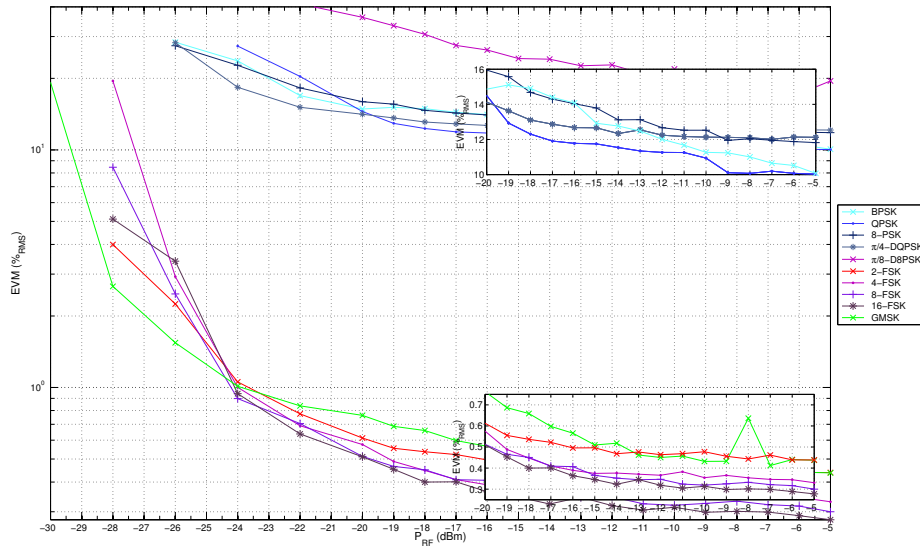


FIGURA 5.39: Comparação do desempenho do *EVM* em modulações *PSK*, *FSK* e *GMSK*.

na característica do *RTD*. Outro dos efeitos que pode condicionar o desempenho do *RTD-LD* é a variação da temperatura interna e ambiente.

Finalmente, a injeção elétrica de um sinal multi portadora permitiu concluir que o *RTD-LD* não é capaz de sincronizar o sinal original devido ao aparecimento de novas componentes espectrais geradas pelo próprio dispositivo.

Capítulo 6

Função *downlink*: *RTD-PD*

6.1 Introdução

O dispositivo utilizado na função *downlink*, tira na mesma partido do *RTD* sendo agora integrada uma região fotocondutora. Assim, o *RTD-PD* é responsável pela conversão ótico-elétrica utilizada na ligação descendente.

Nas secções que se seguem são apresentados os testes que permitem caracterizar o *RTD-LD*. São excluídos os resultados detalhados das modulações *PSK*, visto que tal como acontecia na ligação ascendente, também aqui foi verificado o pior desempenho destas modulações. Assim, é analisado o comportamento do *RTD-PD* a diversos tipos de modulação em frequência.

6.2 Montagem Laboratorial

A caracterização do *RTD-PD* tem por base uma montagem laboratorial que permite injetar um sinal ótico modulado no dispositivo. Este sinal é modulado através de um modulador de Mach-Zehnder (*MZM*) e acoplado ao *RTD-PD*, tendo por base a montagem esquematizada na figura 6.1.

O feixe de luz acoplado ao *MZM* é proveniente de uma fonte de luz *LASER*, TSL-210|SANTECTM [68], a operar com um comprimento de onda de $\lambda = 1550\text{nm}$ e modulado pelo sinal gerado no R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©] [62]. O sinal ótico modulado é posteriormente amplificado no *EDFA* e acoplado a uma fibra monomodo.

Depois de gerado o sinal ótico com base no transmissor descrito, este passa através de um atenuador, 81570A|Agilent Technologies[©] [69], que permite controlar de forma precisa a potência de sinal à entrada do *RTD-PD*. No entanto, apenas uma fração dessa potência é acoplada ao dispositivo, visto que é usado um acoplador ótico com o intuito de ser possível verificar o valor de potência através de um multímetro ótico, AQ-4252|ANDOTM. Este acoplador tem um fator de acoplamento de 90 : 10 o que se traduz numa diferença de aproximadamente 9.54dB entre a saída ligada ao *RTD-PD* e a que é ligada ao multímetro ótico. Finalmente, a saída elétrica do *RTD-PD* é ligada ao analisador de espetros E4448A|Agilent Technologies[©] [65].

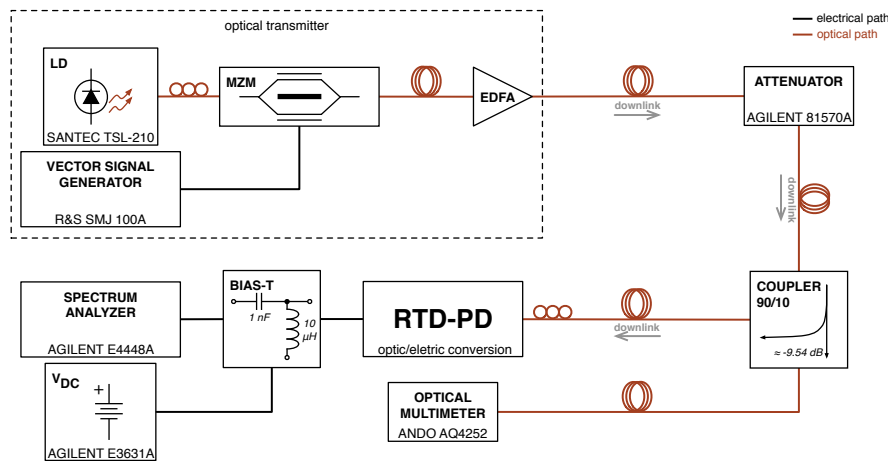


FIGURA 6.1: Esquema da montagem laboratorial utilizada para teste da função *downlink*.

Uma das preocupações que deverá existir quando se realiza injeção ótica neste dispositivo é garantir que a máxima fração de luz é acoplada à região fotocondutora do *RTD*. Este é um processo complicado e que pode alterar por completo os resultados experimentais. Daí que seja necessário alinhar minuciosamente a fibra com o guia de onda integrado no dispositivo. De referir que existe uma distância longitudinal ótima entre o extremo da fibra e o guia de onda, para a qual o acoplamento de potência é máximo.

6.3 Característica ($I - V$)

A alteração dos componentes do *Bias-T* utilizado, esquematizado na figura 5.2, por outros mais recentes, assim como a degradação do dispositivo usado nestes testes, alteraram ligeiramente a característica $I - V$. Como tal, foi necessário um novo levantamento da curva característica para que seja possível definir um ponto de operação. Os resultados obtidos para a caracterização da relação tensão-corrente, são apresentados no gráfico da figura 6.2.

A curva da figura 6.2 permite definir os limites da região *NDR*, 1.971 V e 2.451 V. Verifica-se que só depois do joelho próximo do limite inferior da *NDR*, $V_{DC} \approx 2.01$ V, a corrente cai de forma gradual o que se traduz numa oscilação mais estável. Tal como demonstrado na representação tridimensional da figura 6.3 a oscilação é garantida para pontos de polarização compreendidos no intervalo [2.01, 2.45] V.

No gráfico da figura 6.3 verifica-se que a frequência de oscilação livre do *RTD* aumenta com a tensão de polarização, tal como registado no levantamento da característica corrente-tensão do capítulo 5. O valor da frequência de oscilação livre e a sua amplitude são apresentados nos gráficos da figura 6.4.

A descontinuidade registada na figura 6.4(a) em torno dos pontos de tensão 2.11 V e 2.15 V tem origem no facto de que o ponto de amplitude máxima para cada valor de polarização, definido como frequência de oscilação livre, passa a ocorrer à segunda risca espectral a uma frequência

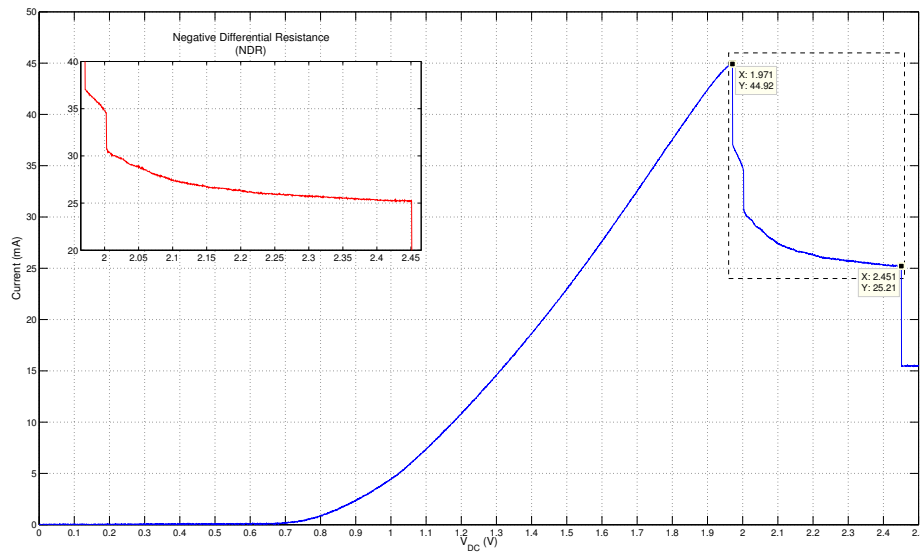


FIGURA 6.2: Característica $I - V$ do RTD, com destaque para a região NDR.

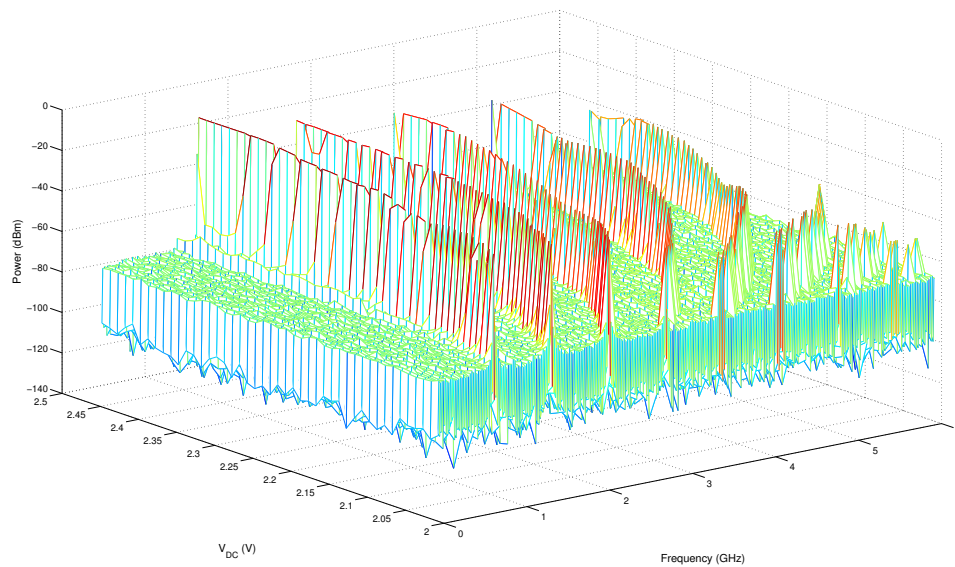
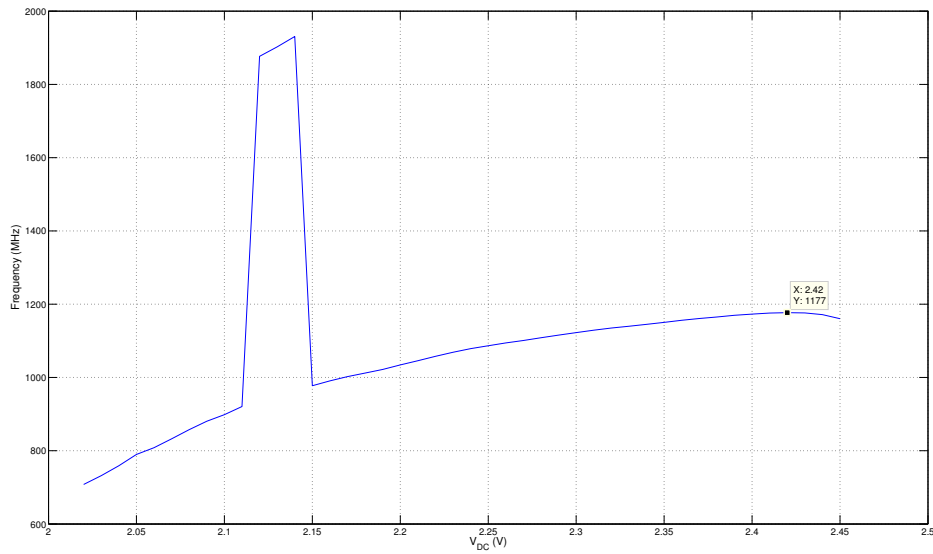


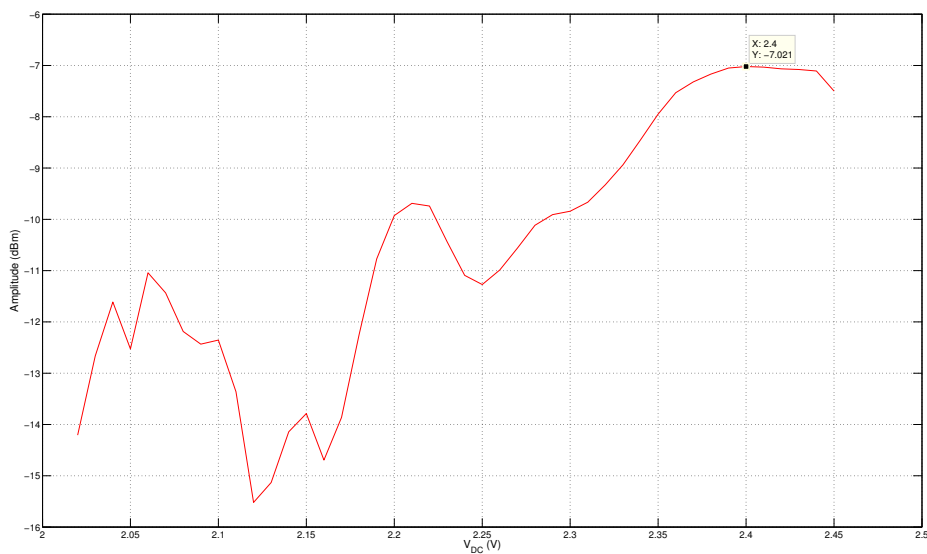
FIGURA 6.3: Espectro em função da tensão de polarização.

superior. Este fenómeno reflete-se também na amplitude do pico representada na figura 6.4(b). No espectro representado na figura 6.5 mostra-se que para a tensão $V_{DC} = 2.13$ V a frequência de oscilação livre coincide realmente com a segunda risca espectral.

O espectro 6.5 explica graficamente a descontinuidade registada na figura 6.4(a).



(a)



(b)

FIGURA 6.4: Frequência de oscilação livre (a) e respectiva amplitude (b) em função da tensão de polarização.

6.4 Sincronização com Portadora Ótica

Nesta secção, são apresentados resultados e descritos alguns comportamentos verificados quando é injetada uma portadora ótica no RTD-PD.

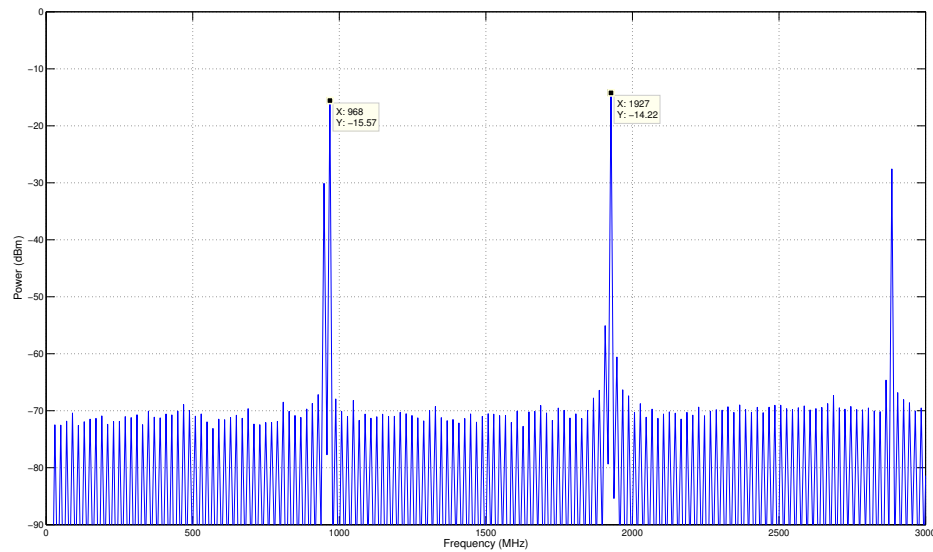


FIGURA 6.5: Espectro para tensão de polarização $V_{DC} = 2.13$ V.

Durante a fase experimental que permitiu caracterizar o *RTD-PD* na função *downlink*, verificou-se que o dispositivo utilizado apresenta algumas características que dificultam a injeção ótica de sinal. O guia de onda integrado no dispositivo não possui as melhores propriedades fotocondutoras. Além disso, existe uma pequena porção de guia de onda, antes da região ativa do fotodetector, onde é dissipada grande parte da potência ótica, tal como se pode observar na figura 6.6.

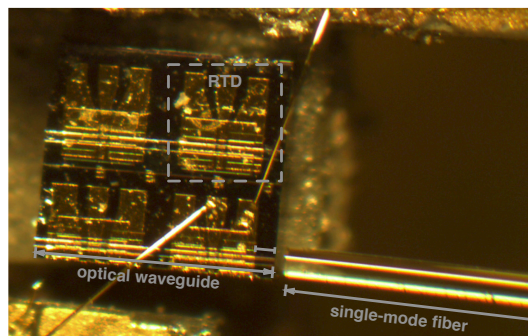


FIGURA 6.6: Guia de onda do protótipo *RTD-PD* utilizado.

A utilização de uma lente entre o extremo da fibra e o guia de onda pode facilitar a injeção ótica de sinal no *RTD-PD*. Esta lente não é incluída na montagem laboratorial descrita anteriormente porque não esteve disponível durante a realização dos trabalhos.

A montagem laboratorial esquematizada na figura 6.1 injeta no dispositivo uma portadora ótica com uma potência próxima dos 9.54 dBm. Este valor corresponde à diferença entre os fatores de acoplamento do acoplador ótico quando no multímetro é registada uma potência de 0 dBm.

Com o objetivo de definir um novo ponto de operação, procedeu-se à avaliação do *locking range* em função da tensão de polarização. O resultado desta avaliação é apresentado no gráfico da figura 6.7, quando no MZM é injetada uma portadora RF com 20 dBm de potência.

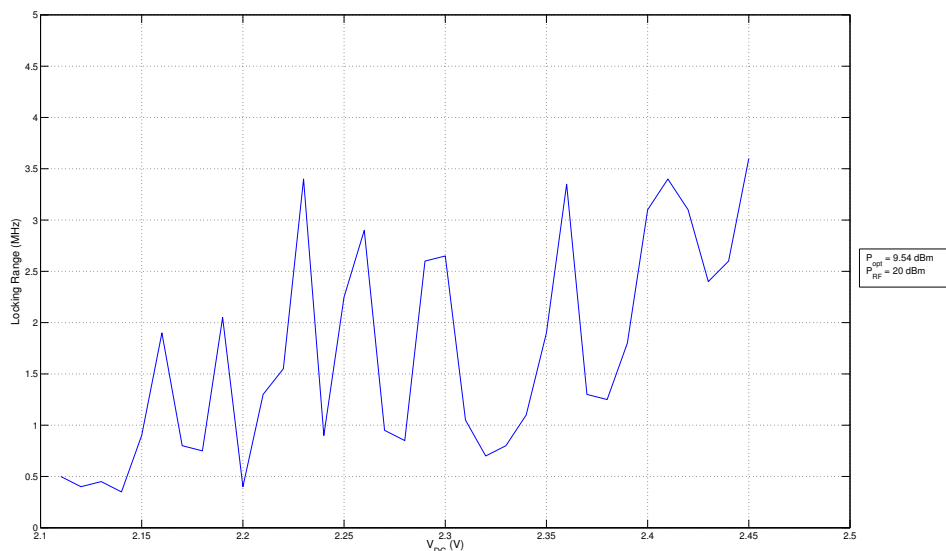


FIGURA 6.7: Gama de sincronismo em função da tensão de polarização.

Os valores registados na figura 6.7 mostram uma gama de sincronismo consideravelmente reduzida, quando comparada com a registada na situação de injeção elétrica, o que antevê o mau desempenho para sinais com maior largura de banda.

Com base no resultado da figura 6.7 foi definido o ponto de operação $V_{DC} = 2.360\text{V}$. Para esta tensão de polarização, situada a meio da *NDR*, o *locking range* é de aproximadamente 3 MHz. De salientar que este é o valor obtido quando é utilizada uma potência ótica de $\approx 10\text{dBm}$ e que a potência que é efetivamente acoplada ao *RTD-PD* terá também impacto na gama de sincronismo.

Os testes realizados com injeção ótica de sinal permitiram verificar a existência de uma variação na *free running frequency*. Esta variação é resultado da dependência entre a frequência de oscilação livre e a potência ótica. Os espectros representados na figura 6.8 traduzem graficamente essa dependência, quando é utilizada uma portadora elétrica com 10 dBm para modular o MZM.

O espectro tridimensional da figura 6.8 mostra que à medida que a potência ótica injetada no dispositivo decresce a frequência de oscilação livre aumenta. A variação registada na frequência de oscilação livre é de 24 MHz entre as duas potências limite. Esta variação tem um impacto significativo no desempenho do dispositivo. Numa possível implementação será necessário garantir que a potência ótica que chega ao *RTD-PD* é sempre a mesma.

A evolução do *locking range* em função da potência elétrica da portadora que modula o MZM é apresentada na figura 6.9 onde são incluídos diversos valores de potência ótica.

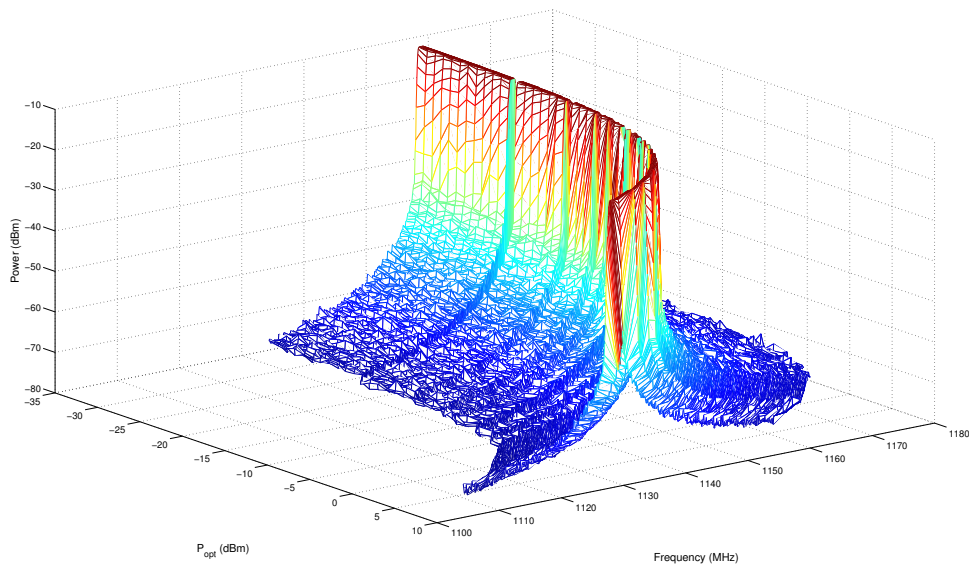


FIGURA 6.8: Espectro em função da potência ótica.

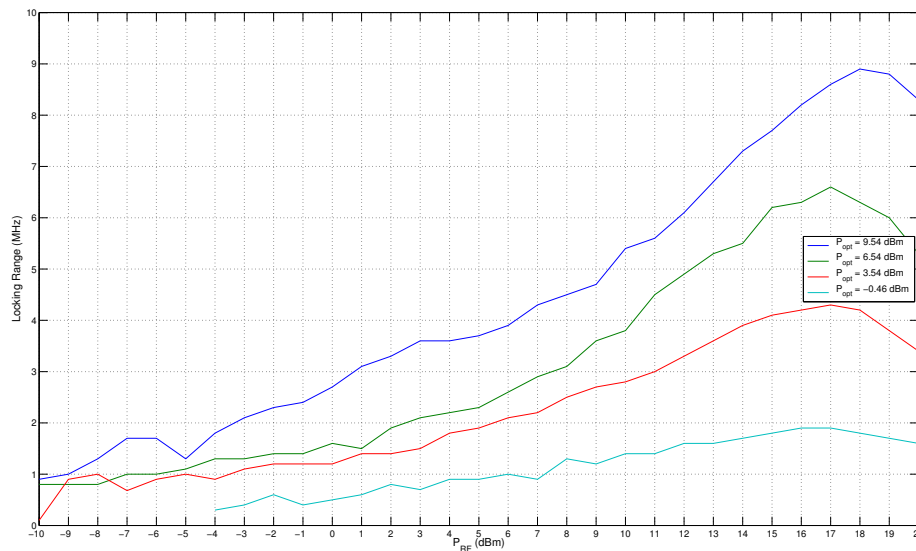


FIGURA 6.9: Gama de sincronismo em função da potência da portadora RF para diferentes valores de potência ótica.

Os resultados da figura 6.9 mostram que a gama de sincronismo aumenta em função da potência da portadora elétrica até um máximo de 17 dBm. Este comportamento é verificado para as diversas potências óticas e tem origem na saturação introduzida pelo *MZM*. Um dos resultados que tinha sido antecipado e que é perceptível no gráfico da figura, é que o *locking range* aumenta

com a potência ótica. No entanto, mesmo para o valor de potência ótica mais elevado, 9.54 dBm, o *locking range* atinge um máximo de 9 MHz. Este valor é reduzido quando comparado com os valores de *locking range* obtidos para a injeção elétrica no teste da função *uplink*. Dado que se anteveem algumas dificuldades na caracterização quando são utilizados sinais de maior largura de banda, nas experiências com portadoras óticas moduladas o valor de potência é 9.54 dBm.

6.5 Sincronização com Portadora Ótica Modulada

Os resultados que se seguem descrevem o comportamento do *RTD-LD* quando neste é injetada uma portadora ótica modulada.

6.5.1 Modulações de Fase

De forma semelhante ao comportamento registado para as modulações *PSK* na função *downlink*, também aqui se comprova que o desempenho das modulações de fase é reduzido. Como tal, para estes esquemas de modulação, é apresentado apenas um resumo dos resultados obtidos.

O gráfico da figura 6.10 mostra a evolução do *EVM* para os diferentes esquemas de modulação de fase. A potência da portadora ótica corresponde ao máximo utilizado, ou seja, 9.54 dBm.

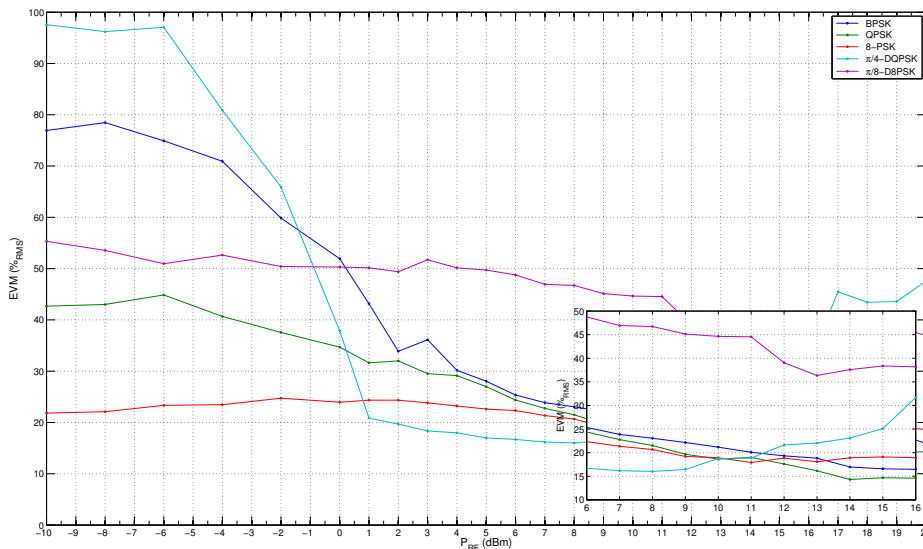


FIGURA 6.10: Desempenho do *EVM* em modulações *PSK*.

Verifica-se com base na figura que o comportamento de *EVM* corresponde ao que tinha sido apresentado na ligação ascendente. Uma vez mais, o desempenho registado para as modulações *BPSK* e *QPSK* é semelhante. De forma geral, o aumento do número de estado, $M = 8$, piora a performance do *EVM*, resultado este que corresponde à teoria das modulações *PSK*.

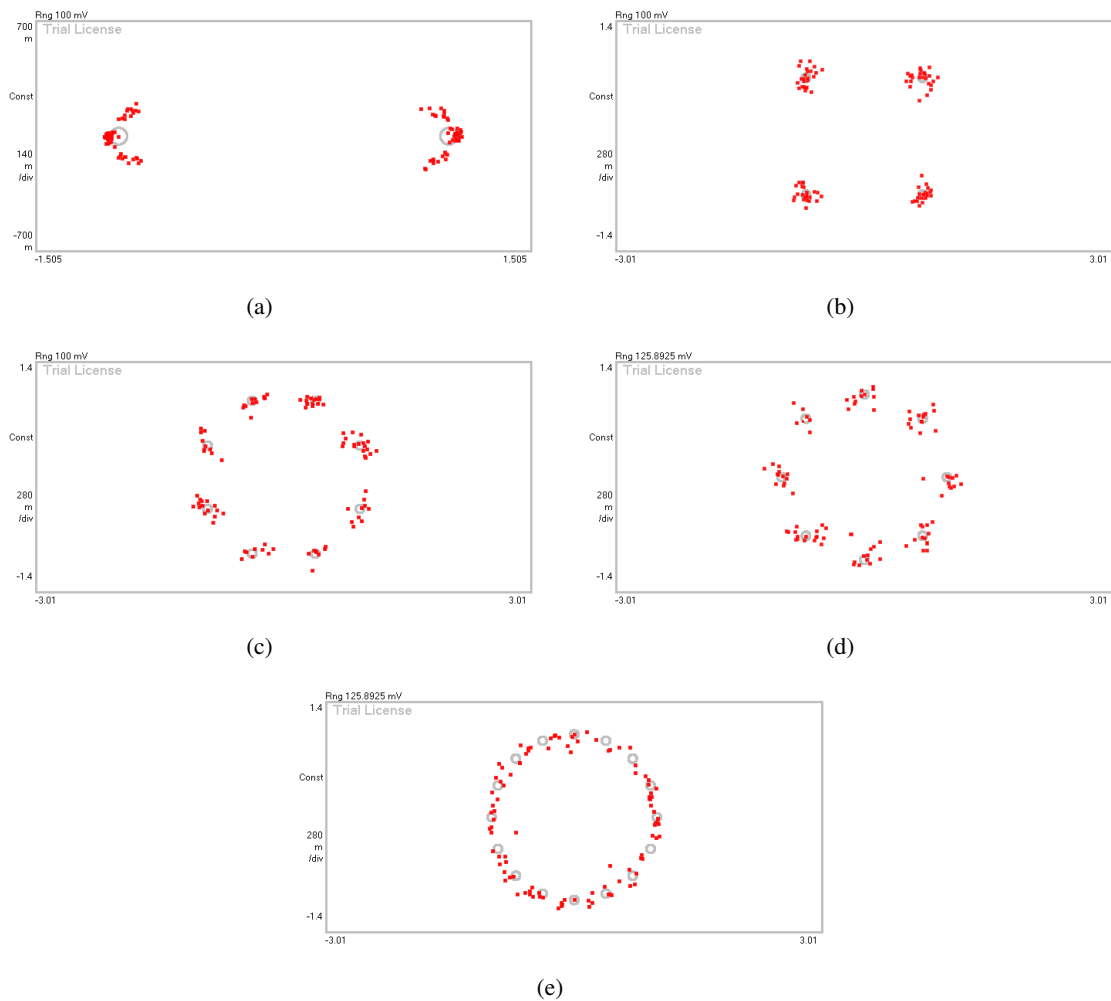


FIGURA 6.11: Espetros recebidos para as modulações *BPSK* (a), *QPSK* (b), *8-QPSK* (c), $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* (d) e $\frac{\pi}{8}$ -*D8PSK* (e) com sinais de largura de banda de 500kHz.

Os resultados de *EVM* da figura 6.10 são obtidos para sinais com larguras de banda de 2 MHz. No entanto, mesmo para sinais com larguras de banda inferiores é verificado o mau desempenho destas modulações em termos de *EVM*. Esta conclusão traduz-se na má definição das constelações apresentadas na figura 6.11

Nas constelações da figura 6.11 pode observar-se que mesmo para as modulações mais simples, *BPSK* 6.11(a) e *QPSK* 6.11(b), os símbolos aparecem muito dispersos em relação ao ponto de referência. Quando a complexidade das modulações aumenta este fenómeno é ainda mais notório.

6.5.2 Modulações de Frequência

A caracterização do *RTD-PD* na presença de sinais modulados em frequência é apresentada nos parágrafos que se seguem.

Os sinais utilizados, gerados eletricamente pelo R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©], modulam a fonte de luz ótica através do *MZM* tal como esquematizado na montagem laboratorial da figura 6.1.

A injeção de luz no *RTD-PD* é um processo complicado. Tal como referido anteriormente este dispositivo apresenta uma fração de guia de onda antes do *RTD* onde é dissipada grande parte da potência ótica injetada. Esta dissipação deve-se às propriedades fotocondutoras do guia.

Aliado a este facto existe um outro problema que dificulta ainda mais a injeção de sinal ótico no dispositivo. A secção retangular do guia de onda não permite que possa ser feito um acoplamento de luz nas melhores condições, visto que a fibra ótica apresenta uma secção circular.

Esta é a principal razão que implica o uso de um sinal com elevada potência ótica, ≈ 9.54 dBm. Ainda assim, no caso da modulações *FSK*, foi possível caracterizar o desempenho do dispositivo com metade da potência ótica máxima, ≈ 6.54 dBm. Esta caracterização com valores inferiores de potência ótica não é possível nas modulações *PSK* devido ao seu fraco desempenho.

2-FSK

Os valores de *EVM* obtidos para a modulação *2-FSK* quando a portadora ótica injetada tem uma potência de 9.54 dBm são apresentados no gráfico da figura 6.12 em função da potência de sinal *RF*.

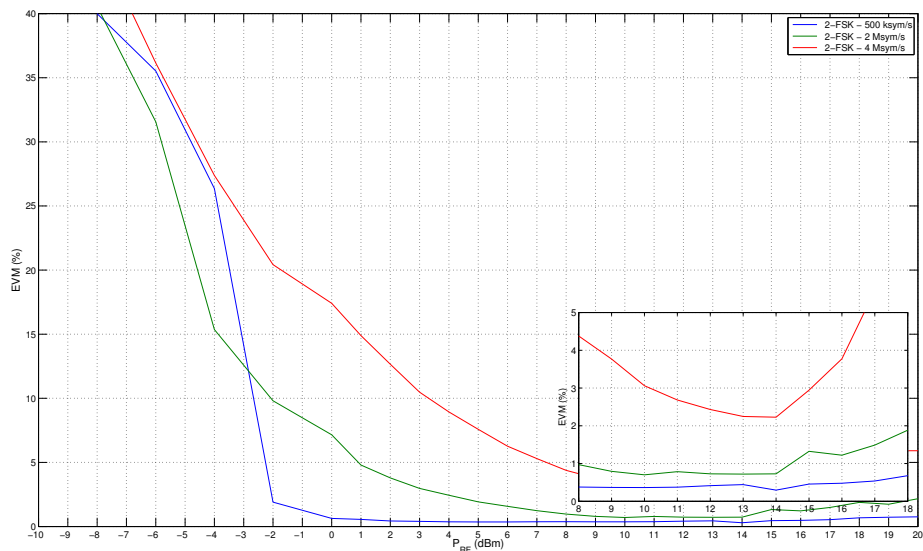


FIGURA 6.12: *EVM* em modulações *2-FSK* para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

Os valores de *EVM* registados no gráfico da figura 6.12 traduzem um bom desempenho para esta modulação. Estes valores são comparáveis com os obtidos no capítulo 5 para injeção elétrica, sendo, no entanto, necessários agora sinais de maior potência. O aumento da largura de banda reflete-se também no comportamento do *EVM*, sendo ainda assim possível registar valores de erro inferiores a 10% para potências da portadora elétrica acima dos 8 dBm.

Através do destaque da figura 6.12 verifica-se um aumento do *EVM* para potências da portadora elétrica superiores a $\sim 14/15$ dBm. Esta degradação do *EVM* é o resultado da saturação do *MZM*, tal como tinha sido referido nas conclusões dos testes com uma portadora não modulada. Para pequenos sinais, o *MZM*, polarizado em V_π , tem uma resposta linear. No entanto, o aumento do nível de sinal que o modula significa que o *MZM* passa a operar, na sua excursão, próximo dos máximos e mínimos da senoide que o caracteriza. Nas regiões de máximo e mínimo da senoide, a resposta não linear do *MZM* satura a potência ótica na sua saída.

O espectro e constelação recebidos, quando o *MZM* é modulado através de um sinal com potência de 10 dBm, são apresentados na figura 6.13.

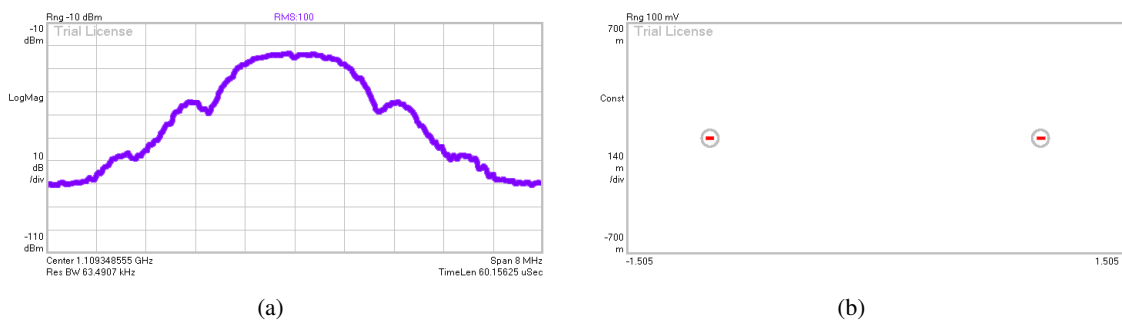


FIGURA 6.13: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação 2-*FSK*, com uma largura de banda do sinal de 2 MHz e potência da portadora elétrica de 10 dBm.

O bom desempenho da modulação 2-*FSK* traduz-se na constelação da figura 6.13(b) onde os símbolos recebidos estão confinados à zona de referência.

4-FSK

Na introdução teórica feita às [Modulações de Frequência](#) no capítulo 3, concluiu-se que o aumento do número de estados da modulação traduz-se numa melhoria do desempenho do sistema. Esta conclusão foi verificada experimentalmente para a função *uplink*.

No caso da ligação descendente observa-se um comportamento semelhante. Os valores de *EVM* registados no gráfico 6.14 mostram uma redução do erro quando comparados com os das modulações 2-FSK no gráfico da figura 6.12.

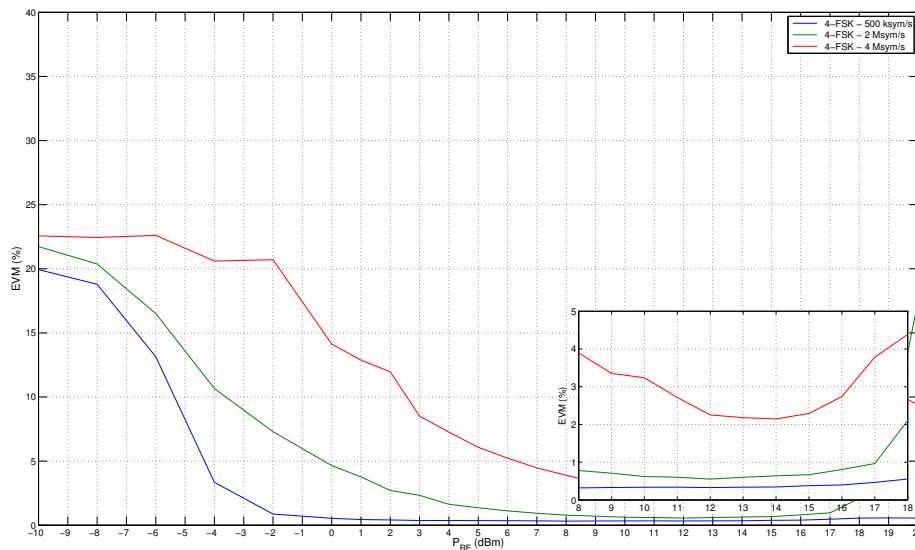


FIGURA 6.14: *EVM* em modulações 4-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

Nesta modulação, destaca-se o melhor desempenho para potências mais baixas, face ao registado no esquema de modulação anterior.

O erro associado ao aumento da largura de banda do sinal é também evidente para esta modulação. Ainda assim, para todos os sinais utilizados, as constelações recebidas mostram uma boa definição, como é possível observar na figura 6.15.

Apenas no caso do sinal com maior largura de banda, a constelação da figura 6.15(c) regista um pequeno desvio nos pontos recebidos. No entanto, este desvio não é significativo e como tal não compromete a desmodulação do sinal em perfeitas condições.

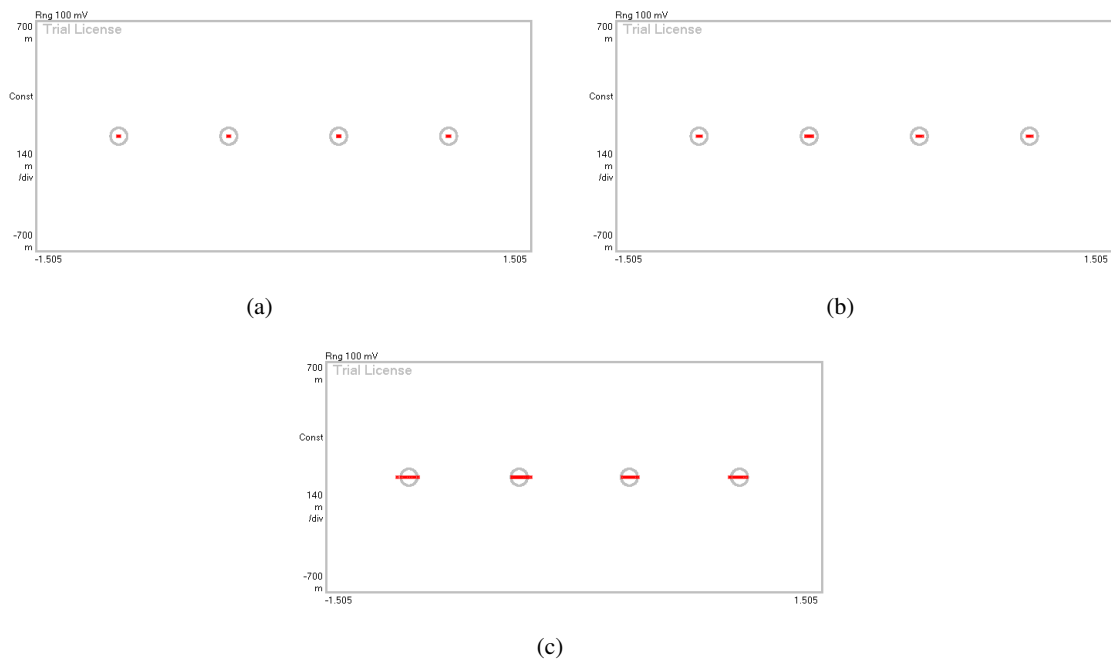


FIGURA 6.15: Constelações recebidas para a modulação 4-FSK com sinais de largura de banda de 500kHz (a), 2 MHz (b) e 4 MHz (c).

8-FSK

Para as modulações *FSK* de $M = 8$ estados são registados valores de *EVM* inferiores a 10% para toda a gama de potências da portadora elétrica testada. Esta conclusão é obtida com base no gráfico da figura 6.16.

Neste gráfico regista-se um *EVM* praticamente constante para o sinal de menor largura de banda a partir de 0 dBm de potência elétrica até ao valor de potência ao qual corresponde a saturação do *MZM*.

O bom desempenho registado para esta modulação leva a que seja comparada com o caso em que a potência da portadora ótica é reduzida para metade. Como seria de esperar, os valores de *EVM* pioram o que leva necessariamente a uma redução no desempenho da modulação. Esta diferença está bem patente nas constelações recebidas para um e outro caso e que são apresentadas na figura 6.17.

As diferenças nos desvios de cada uma das constelações traduzem a influência da potência ótica no desempenho global do sistema. Quando a potência é reduzida, não só o nível de sinal decresce como também o nível de ruído aumenta, degradando-se a relação sinal-ruído.

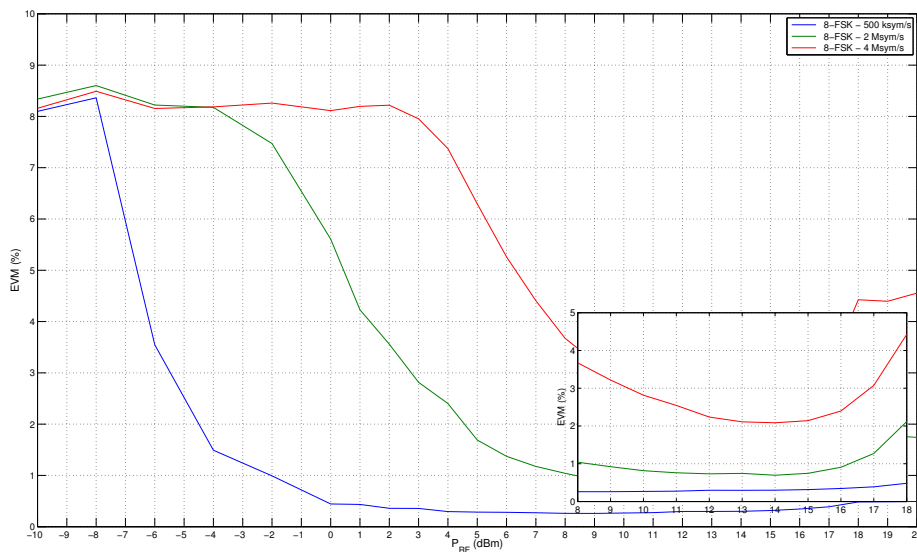


FIGURA 6.16: EVM em modulações 8-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

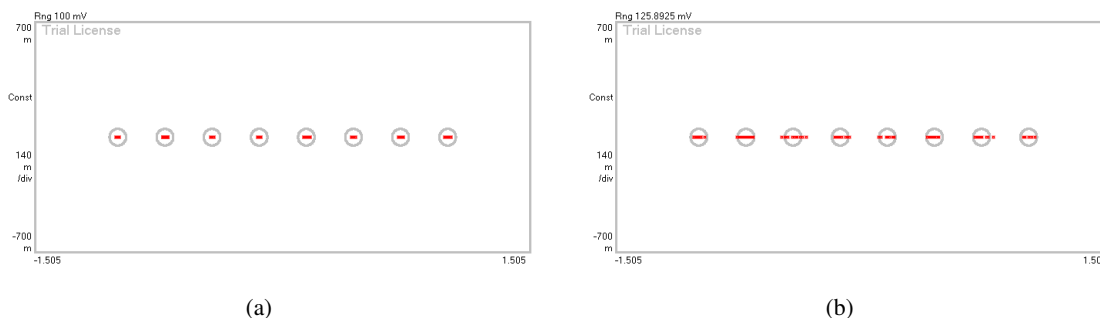


FIGURA 6.17: Constelações recebidas para a modulação 8-FSK com potência ótica de 9.54 dBm (a) e 6.54 dBm (b) e com sinais de largura de banda de 2 MHz.

16-FSK

De todas as modulações de frequência utilizadas, o esquema 16-FSK é o que apresenta melhor desempenho. Os valores registados no gráfico da figura 6.18 verificam que o aumento do número de estados da modulação melhora o comportamento do EVM.

Os resultados da figura 6.18 apresentam valores de EVM inferiores a 5% para toda a banda de potência da portadora elétrica testada. Destaca-se o comportamento praticamente constante para o sinal de largura de banda 500 kHz para potências superiores a 0 dBm onde o EVM tem um valor próximos dos 0.5%.

A melhoria registada nos valores de EVM quando se aumenta o número de estados da modulação resulta de uma diminuição do nível de ruído nas bandas laterais, fenómeno que está patente

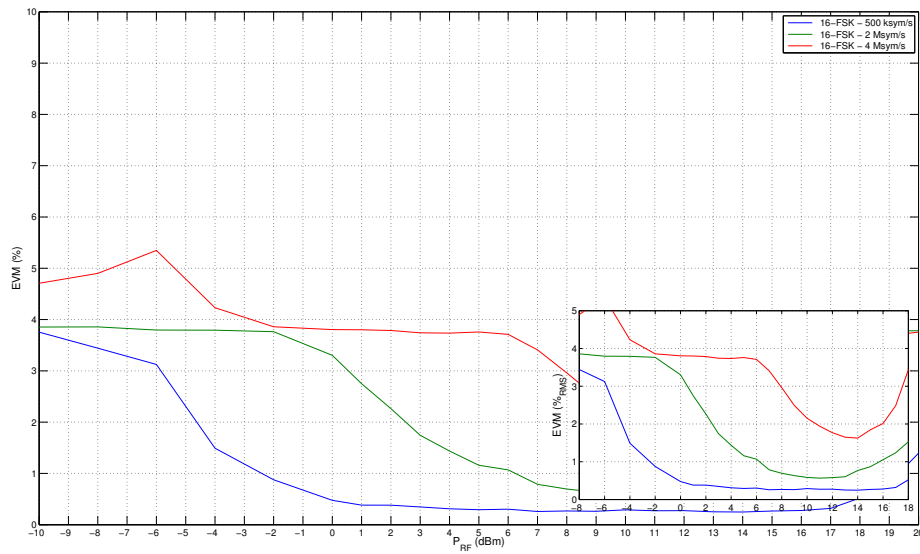


FIGURA 6.18: EVM em modulações 16-FSK para sinais com larguras de banda de 500kSym/s, 2MSym/s e 4MSym/s.

nos vários espectros da figura 6.19.

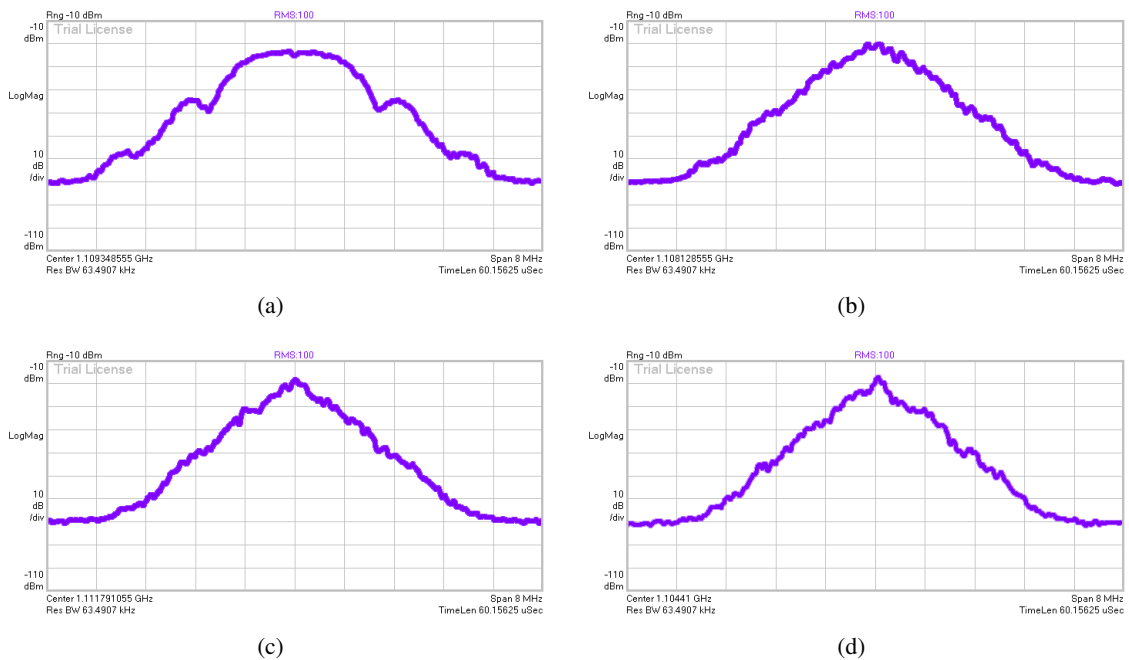


FIGURA 6.19: Espectros recebidos para as modulações 2-FSK (a), 4-FSK (a), 8-FSK (c) e 16-FSK (d) com sinais de largura de banda de 2kHz.

6.5.2.1 Desempenho das modulações FSK

Em termos gerais, o desempenho registado para todas as modulações FSK é bastante promissor. Salienta-se o facto de que aumento do número de estados M se traduz numa melhoria do EVM . Este resultado verifica-se também nos testes onde é utilizada metade da potência ótica, tal como demonstrado pelos valores de EVM registados no gráfico da figura 6.20.

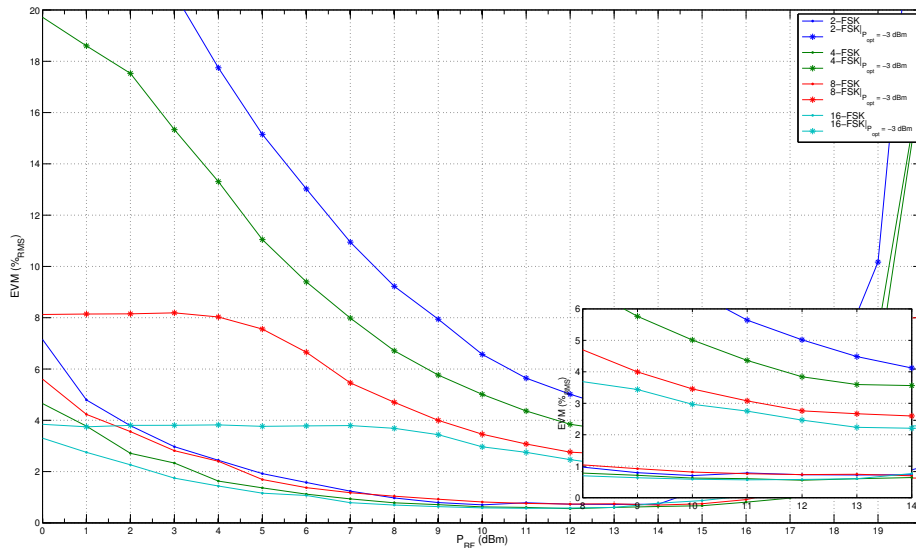


FIGURA 6.20: Desempenho do EVM em modulações FSK.

Tal como tinha sido previsto e com base nos resultados da figura 6.20, a modulação 16-FSK apresenta o melhor desempenho para ambos os valores de potência da portadora ótica.

Para valores de potência da portadora elétrica compreendidos entre -5 dBm e 17 dBm, os valores de EVM registados, para sinais com maior potência ótica, situam-se sempre abaixo dos 2%. O aumento para valores superiores de potência elétrica deve-se à já referida saturação do MZM.

Os valores de EVM registados permitem tirar algumas conclusões sobre a SNR . De forma análoga ao que aconteceu na caracterização da ligação ascendente, assume-se que o ruído que afeta o sistema é do tipo AWGN. Assim e com base na equação 3.40 podemos determinar a relação sinal-ruído em função dos valores de EVM medidos. Este resultado é traduzido graficamente na figura 6.21.

A avaliação do desempenho das modulações FSK fica completa com o cálculo da taxa de *bit* errado. Este valor pode ser determinado através de expressões teóricas que o relacionam com SNR . O resultado obtido é apresentado no gráfico da figura 6.22

A linha tracejada da figura 6.22 corresponde ao valor $BER = 1 \times 10^{-9}$ usado como referência no projeto de sistemas de telecomunicações. Os resultados da figura mostram que apenas a modulação 2-FSK apresenta valores acima do limite de referência.

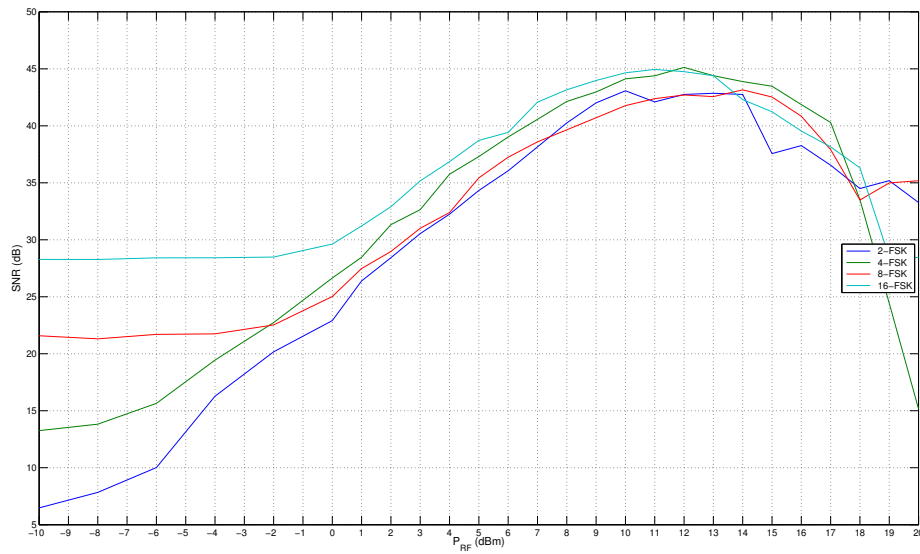


FIGURA 6.21: SNR em função da potência da portadora RF para modulações FSK.

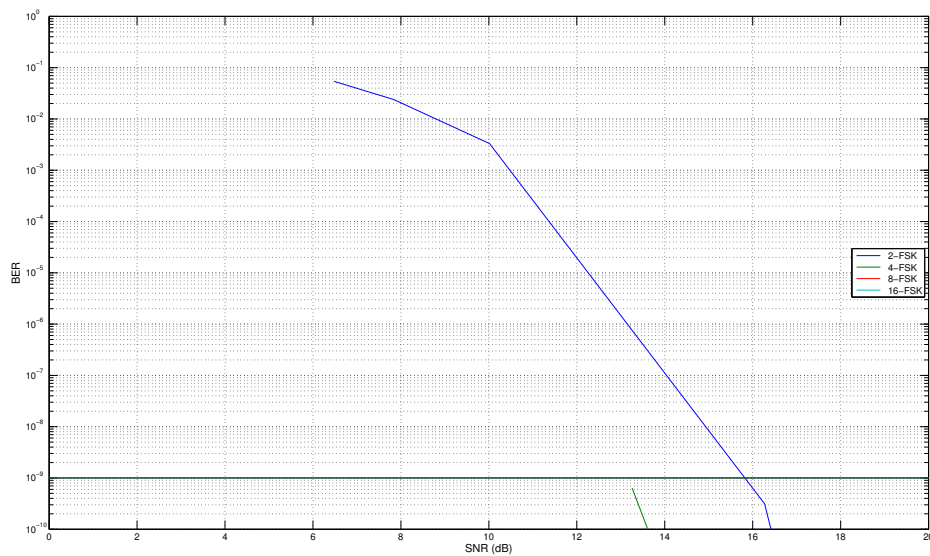


FIGURA 6.22: BER teórico em função da SNR determinada experimentalmente para modulações FSK.

6.5.3 Modulação GMSK

O espectro e constelação recebidos para a modulação GMSK quando é utilizado o sinal *standard*, largura de banda de 270.83 kHz, são apresentados na figura 6.23.

O comportamento registado para a modulação GMSK é em tudo semelhante ao verificado na

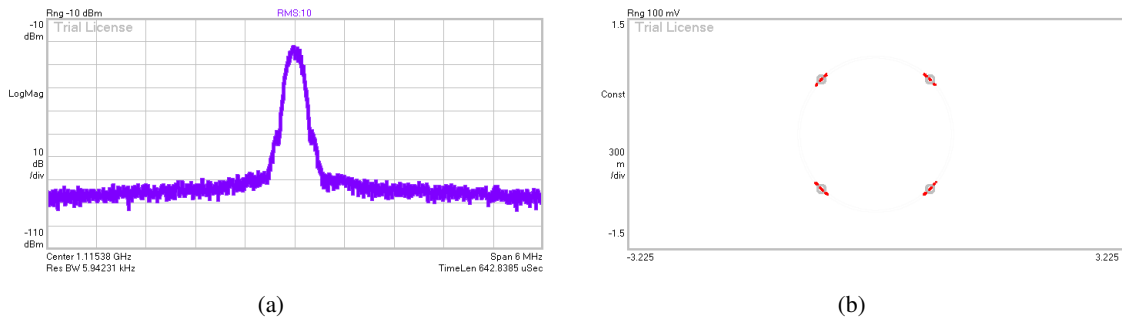


FIGURA 6.23: Espectro recebido (a) e constelação (b) para uma modulação *GMSK*, com uma largura de banda do sinal de 270.83 kHz e potência da portadora elétrica de 10 dBm.

caraterização da ligação ascendente. Os valores de *EVM* medidos com para sinais com diversas larguras de banda, são resumidos no gráfico da figura 6.24

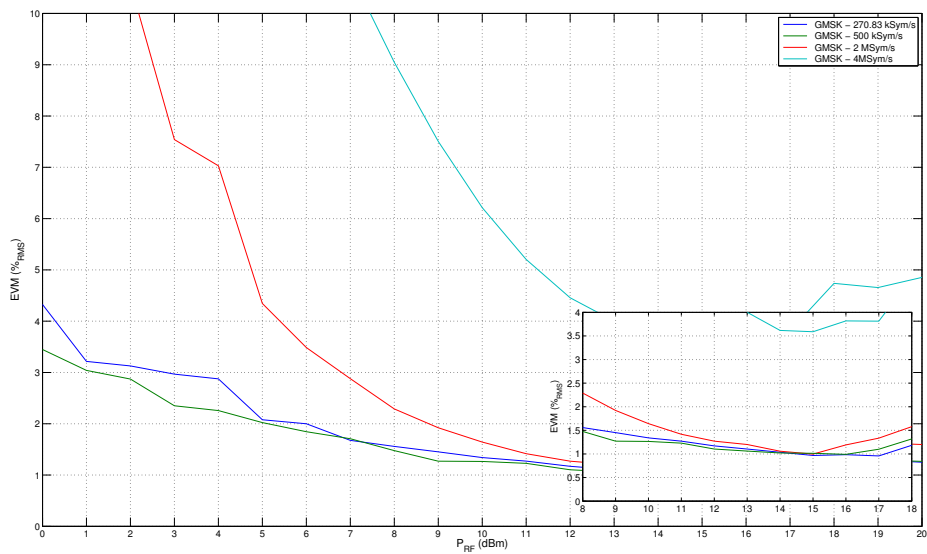


FIGURA 6.24: Desempenho do *EVM* em modulações *GMSK*.

Os resultados da figura mostram que o sinal com maior largura de banda, 4MSym/s, regista os valores mais elevados de *EVM*. De facto, só com potências da portadora elétrica acima dos 7 dBm é que os valores de *EVM* registados para este sinal se encontram abaixo do limite mínimo aceitável, 10%, valor este que é especificado na norma TS 05.04 [44].

Para os sinais de menor largura de banda, sinal *standard* de 270.83 kSym/s e sinal de 500 kSym/s, o *EVM* no intervalo considerado é inferior a 4% atingindo um mínimo de 1%.

6.6 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram apresentados os resultados obtidos para a caracterização do *RTD-PD* na função *downlink*.

Durante a realização da fase experimental que permitiu caracterizar o *RTD-PD* foram surgindo alguns problemas que fizeram com que o processo de injeção ótica no dispositivo se revelasse complicado.

O desempenho do *EVM* para cada um dos esquemas de modulação utilizados é consideravelmente pior do que o registado no caso da ligação ascendente, nomeadamente no que diz respeito às modulações de fase. A degradação dos valores de *EVM* para as modulações *PSK* face aos que tinham sido verificados na caracterização da função *uplink* não foi exaustivamente detalhada, tendo sido apenas apresentados, na figura 6.10, os valores registados.

Também a modulação *GMSK* apresenta pior desempenho quando avaliada em termos de *EVM*.

Apesar da diferença nos valores registados é possível estabelecer comparações entre o desempenho dos diferentes esquemas de modulação. Estas comparações são apresentadas graficamente na figura 6.25.

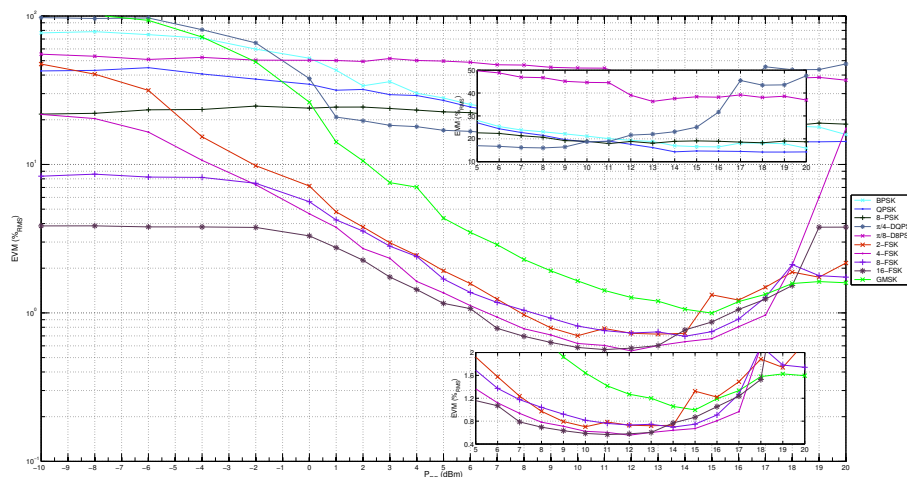


FIGURA 6.25: Comparação do desempenho do *EVM* em modulações *PSK*, *FSK* e *GMSK*.

O melhor desempenho das modulações *FSK* e *GMSK* contrasta com o desempenho das modulações de fase. Este resultado tinha sido também verificado na caracterização da ligação ascendente. No entanto, o desempenho registado para a modulação *GMSK* é consideravelmente pior do que o das modulações *FSK*, fenómeno que não era evidente na ligação ascendente, onde todos estes esquemas chegavam a registar erros inferiores a 1%.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

Neste trabalho, foram apresentados os resultados da caracterização de um dispositivo proposto como solução para pontos de acesso em redes picocelulares.

A caracterização do *RTD-PD-LD* pretende avaliar o desempenho deste dispositivo nas configurações *uplink* e *downlink* com intuito de estudar a possível integração deste dispositivo em redes baseadas em infraestruturas *RoF*.

As conclusões apresentadas neste trabalho mostram que a solução *RTD-PD-LD* é capaz de recuperar sinais modulados através de injeção ótica e elétrica. A avaliação do dispositivo na presença de sinais modulados permite concluir que o *RTD-PD-LD* tem um desempenho mais adequado quando são utilizados esquemas de modulação de frequência.

7.1 Satisfação dos Objetivos

De uma forma geral, os objetivos inicialmente propostos foram alcançados.

A caracterização elétrica do *RTD-PD-LD* permitiu concluir que os parâmetros usados nos componentes do circuito de alimentação influenciam a resposta do dispositivo, sendo capazes de garantir, ou não, a oscilação inerente ao *RTD*.

Os resultados previstos para a caracterização da ligação ascendente foram alcançados com sucesso. Estes resultados permitem garantir que o *RTD-LD* apresenta melhor desempenho quando são utilizados esquemas de modulação de frequência. Os diversos esquemas de modulação digital de frequência testados mostram que o aumento do número de estados da modulação melhora o desempenho em termos de erro. Este resultado confirma o que tinha sido previsto na introdução teórica realizada para estas modulações.

Apesar de não estar prevista, a resposta deste dispositivo a sinais multi portadora foi também avaliada. Os resultados são conclusivos e mostram que o *RTD-LD* não é capaz de sincronizar diversas portadoras. Este resultado inviabiliza a utilização de sinais *OFDM*, o que poderá constituir um problema em sistemas governados pelas mais recentes normas e *standards*.

O processo de injeção ótica, que permite caracterizar o desempenho do *RTD-PD* numa configuração *downlink*, revelou-se bastante complicado. A instabilidade registada no dispositivo quando

é iluminado por um feixe ótico refletiu-se na caracterização do *RTD-PD* o que dificultou a recolha de valores plausíveis.

Porém, as dificuldades encontradas durante o processo de injeção ótica foram o mote para testes que não estavam inicialmente planeados. Estes testes permitiram obter uma caracterização mais detalhada do *RTD-PD* na função *downlink*, nomeadamente avaliar qual o impacto que a potência ótica que chega ao dispositivo tem no desempenho global do sistema. Conclui-se que a variação de potência ótica que é efetivamente acoplada à região foto-condutora do *RTD* provoca variações na frequência de oscilação livre do dispositivo.

Os resultados para as modulações de frequência e fase mostram um comportamento semelhante ao registado na configuração *uplink*. No entanto, o desempenho destas modulações quando se avalia o *EVM* é bastante inferior ao caso *uplink*, o que está de acordo com a diferença registada nas gamas de sincronização para injeção ótica e elétrica.

Uma avaliação geral permite afirmar que o *RTD-PD-LD* poderá constituir uma solução para pontos de acesso em sistemas *pico* celulares. Todavia, durante a fase de projeto, deverão ser tidos em conta os resultados aqui expostos sobre o desempenho das modulações.

7.2 Trabalho Futuro

Finalmente, são apresentadas nesta secção algumas indicações de trabalho a desenvolver no futuro e que permitirão fazer uma avaliação mais precisa do desempenho do *RTD-PD-LD*.

A resposta do dispositivo às diferentes modulações é avaliada com base nos valores de *EVM* recolhidos. Sob determinadas condições, a avaliação do comportamento do *EVM* pode ser extrapolada para inferir valores da relação sinal-ruído. Neste trabalho assumiu-se que o ruído introduzido no sistema é do tipo *AWGN*, condição esta que permite obter valores para a *SNR* e consequentemente para a *BER*. No entanto, uma avaliação precisa do ruído introduzido no sistema, nomeadamente se a aproximação a ruído gaussiano branco é válida, permitiria garantir que os valores obtidos para a razão sinal ruído são fiáveis.

Outra experiência que permitiria avaliar a imunidade do sistema a erros, seria fazer um levantamento efetivo dos valores da taxa de erro. O levantamento da *BER* poderia ser feito com base num gerador de sequências pseudo-aleatórias que posteriormente recolhe os símbolos avaliando *bit* a *bit* o número de erros introduzidos.

Com o objetivo de compreender de forma inequívoca a instabilidade registada no *RTD-PD-LD*, sobretudo quando é realizada injeção ótica, poderia ser avaliada a influência da temperatura ambiente na resposta do dispositivo.

Por fim referir a importância de avaliar uma ligação completa que integre as funções *uplink* e *downlink*. Esta avaliação teria de ser feita com base num outro dispositivo que não esteve disponível para esta montagem laboratorial. Para que os resultados obtidos se possam traduzir em novas conclusões para o desempenho das modulações, o sistema *RTD-PD*, responsável pela conversão ótico-elétrica, deve possuir características foto-condutoras apropriadas a este tipo de testes

realizados em ambiente laboratorial. A utilização de uma lente no extremo da fibra ótica que ilumina o *RTD-PD* permitiria garantir que a máxima fração de potência é efetivamente acoplada ao dispositivo.

Anexo A

Parâmetros experimentais das montagens *back-to-back*

Nas tabelas A.1 e A.2 são resumidas as configurações do transmissor, R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©] [62], e do recetor, E4448A|Agilent Technologies[©] [65], utilizados na recolha de valores, constelações e espetros de referência para as modulações *PSK* e *FSK*. Os valores recolhidos têm como base a desmodulação realizada através do *software* Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40].

(a) Transmissor	
R&S [®] SMJ100A Rohde&Schwarz [©]	
f_c	1 GHz
Modulation Type	<i>PSK</i>
R_{Sym}	2MSym/s
Filter	Root Cosine Rolloff: $\alpha = 0.35$

(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies [©]	
f_c	1 GHz
Span	8 MHz
Measurement Type	Digital Demod
Symbol Rate	2 MHz
Points/Symbol	5
Result Length	100 symbols
Filter	Measurement Filter: Root Raised Cosine Reference Filter: Raised Cosine Alpha/BT: 0.35
Average	RMS video 100 samples

TABELA A.1: Parâmetros da montagem *back-to-back* usada na recolha de valores de referência para as modulações *PSK*.

(a) Transmissor	
R&S [®] SMJ100A Rohde&Schwarz [©]	
f_c	1 GHz
Modulation Type	<i>FSK</i>
R_{Sym}	2 MSym/s
Δ_f	500 kHz
Filter	Root Cosine Rolloff: $\alpha = 0.35$

(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies [©]	
f_c	1 GHz
Span	8 MHz
Measurement Type	Digital Demod
Symbol Rate	2 MHz
Points/Symbol	5
Result Length	100 symbols
Filter	Measurement Filter: Root Raised Cosine Reference Filter: Raised Cosine Alpha/BT: 0.35
Average	RMS video 100 samples

TABELA A.2: Parâmetros da montagem *back-to-back* usada na recolha de valores de referência para as modulações *FSK*.

Na tabela A.3 são apresentadas as configurações do gerador de sinal R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©] [62] e do *software* Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40], que permitem modular e desmodular um sinal *GMSK* com base nos parâmetros especificados na norma TS 05.05 [44]

Nas tabelas A.4 e A.5 é apresentada a correspondência entre cada um dos símbolos e a respetiva frequência para as modulações 8-*FSK* e 16-*FSK*. O mapeamento dos símbolos nas frequências é definido como o desvio em relação à frequência da portadora f_c .

(a) Transmissor	
R&S [®] SMJ100A Rohde&Schwarz [©]	
f_c	1 GHz
R_{Sym}	270.833 kSym/s
Modulation	ACC: GSM Coding: GSM Type: <i>MSK</i>
Filter	Type: Gauss (FSK) $B \times T = 0.30$
(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies [©]	
f_c	1 GHz
Span	6 MHz
Measurement Type	GSM / EDGE / EDGE Evolution
Burst Type	Normal (TCH & CCH)
Synchronization Mode	none
Average	RMS video 10 samples

TABELA A.3: Parâmetros da montagem *back-to-back* usada na recolha de valores de referência para as modulações *GMSK*.

Frequências 8- <i>FSK</i>	
000	-500.0000 kHz
001	-357.1429 kHz
010	-214.2857 kHz
011	-71.4286 kHz
100	+71.4286 kHz
101	+214.2857 kHz
110	+357.1429 kHz
111	+500.0000 kHz

TABELA A.4: Mapeamento dos símbolos da constelação para a modulação 8-*FSK*.

Frequências 16- <i>FSK</i>	
0000	-500.0000kHz
0001	-433.3333kHz
0010	-366.6667kHz
0011	-300.0000kHz
0100	-233.3333kHz
0101	-166.6667kHz
0110	-100.0000kHz
0111	-33.3333kHz
1000	+33.3333kHz
1001	+100.0000kHz
1010	+166.6667kHz
1011	+233.3333kHz
1100	+300.0000kHz
1101	+366.6667kHz
1110	+433.3333kHz
1111	+500.0000kHz

TABELA A.5: Mapeamento dos símbolos da constelação para a modulação 16-*FSK*.

Anexo B

Parâmetros experimentais das montagens *uplink* e *downlink*

Nas tabelas B.1, B.2, B.3 são resumidos os parâmetros de configuração do R&S[®] SMJ100A|Rohde&Schwarz[©] [62] e do *software* Agilent 89600 VSA Software|Agilent Technologies[©] [40] que permitem modular e desmodular o sinal recebido.

Este resumo corresponde à configuração utilizada para recolha de valores de *EVM*, constelações e espectros apresentados nos capítulos 5 e 6.

(a) Transmissor	
R&S [®] SMJ100A Rohde&Schwarz [©]	
Modulation Type	PSK
R_{Sym}	500kSym/s, 2MSym/s, 4MSym/s
Filter	Root Cosine Rolloff: $\alpha = 0.35$

(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies [©]	
Span	8 MHz
Measurement Type	Digital Demod
Symbol Rate	500kHz, 2 MHz, 4 MHz
Points/Symbol	5
Result Length	100 symbols
	Measurement Filter: Root Raised Cosine
Filter	Reference Filter: Raised Cosine Alpha/BT: 0.35
Average	RMS video 100 samples

TABELA B.1: Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para as modulações *PSK*.

(a) Transmissor	
R&S® SMJ100A Rohde & Schwarz®	
Modulation Type	FSK
R_{Sym}	500 kSym/s, 2 MSym/s, 4 MSym/s
Δ_f	500 kHz
Filter	Root Cosine Rolloff: $\alpha = 0.35$

(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies®	
Span	8 MHz
Measurement Type	Digital Demod
Symbol Rate	500 kHz, 2 MHz, 4 MHz
Points/Symbol	5
Result Length	100 symbols
Filter	Measurement Filter: Root Raised Cosine Reference Filter: Raised Cosine Alpha/BT: 0.35
Average	RMS video 100 samples

TABELA B.2: Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para as modulações FSK.

(a) Transmissor	
R&S® SMJ100A Rohde & Schwarz®	
R_{Sym}	270.833 kSym/s, 500 kSym/s, 2 MSym/s, 4 MSym/s
Modulation	ACC: GSM Coding: GSM Type: MSK
Filter	Type: Gauss (FSK) $B \times T = 0.30$

(b) Recetor	
Agilent 89600 VSA Software Agilent Technologies®	
Span	8 MHz
Symbol Rate	500 kHz, 2 MHz, 4 MHz
Measurement Type	GSM / EDGE / EDGE Evolution
Burst Type	Normal (TCH & CCH)
Synchronization Mode	none
Average	RMS video 10 samples

TABELA B.3: Configuração do modulador e desmodulador utilizados na obtenção dos resultados experimentais para a modulação GMSK.

O mapeamento de cada um dos símbolos na respectiva frequência para as modulações 8-*FSK* e 16-*FSK* é semelhante ao utilizado na montagem *back-to-back* e apresentado nas tabelas [A.4](#) e [A.5](#) do anexo [A](#).

Referências

- [1] H. Chettat, L.M. Simohamed, Y. Bouslimani, e H. Hamam. RoF Networks : A comprehensive study. Em *3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing, ISWPC'08*, páginas 495 – 498, 2008.
- [2] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, P. Gamage, D. Novak, e R. Waterhouse. Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies. *Journal of Lightwave Technology*, 28(4):390–405, Fevereiro 2010.
- [3] A. Ng'oma. *Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems*. Tese de doutoramento, Eindhoven University of Technology, 2005.
- [4] U. Gliese, S. Norskov, e T.N. Nielsen. Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(10):1716–1724, Outubro 1996.
- [5] C. Lim, A. Nirmalathas, Y. Yang, D. Novak, e R. Waterhouse. Radio-over-fiber systems. Em *Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP'09 Asia*, páginas 1 – 10, 2009.
- [6] G.H. Smith, D. Novak, e Z. Ahmed. Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(8):1410–1415, 1997.
- [7] S. L. Ng. 97 GHz Signal Path Losses Prediction. Tese de mestrado, University of Queensland, Outubro 1999.
- [8] Simon S. Haykin. *Communication Systems*. John Wiley & Sons, New York, 4.^a edição, 2001.
- [9] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude, e J. Leuthold. Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(1):61–63, Janeiro 2012.
- [10] R. Hassun, M. Flaherty, R. Matreci, e M. Taylor. Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques. Em *Proceedings of the Wireless Communications Conference, 1997*, páginas 89–94. IEEE, Agosto 1997.
- [11] T. J. Slight e C. N. Ironside. Investigation Into the Integration of a Resonant Tunnelling Diode and an Optical Communications Laser: Model and Experiment. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 43(7):580–587, Julho 2007.

- [12] T. J. Slight, B. Romeira, W. Liquan, J.M.L. Figueiredo, E. Wasige, e C. N. Ironside. A Liénard Oscillator Resonant Tunneling Diode-Laser Diode Hybrid Integrated Circuit: Model and Experiment. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 44(12):1158–1163, Julho 2008.
- [13] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, T. J. Slight, L. Wang, E. Wasige, C.N. Ironside, J.N. Quintana, e M. J. Avedillo. Synchronisation and chaos in a laser diode driven by a resonant tunnelling diode. *Optoelectronics, IET*, 2(6):211–215, Dezembro 2008.
- [14] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, C.N. Ironside, A. Kelly, e T. J. Slight. Optical Control of a Resonant Tunneling Diode Microwave-Photonic Oscillator. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(21):1610–1612, Novembro 2010.
- [15] B. Romeira, T.J. Slight, A. Kelly, C.N. Ironside, e J.M.L. Figueiredo. Microwave Photonics Oscillators for Femtocellular Access Networks. Em *15th Conference on Networks and Optical Communications, 2010 Portugal*, páginas 1–4, Junho 2010.
- [16] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, T. J. Slight, W. Liquan, E. Wasige, C.N. Ironside, A. Kelly, e R. Green. Nonlinear Dynamics of Resonant Tunneling Optoelectronic Circuits for Wireless/Optical Interfaces. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 45(11):1436–1445, Novembro 2009.
- [17] A. Nirmalathas, C. Lim, e D. Novak. Progress in millimeter-wave fiber-radio access networks. *Annals of Telecommunications*, 56(1-2):27–38, 2001.
- [18] S. R. Abdollahi. Digital Radio over Fibre for Future Broadband Wireless Access Network Solution. Em *Proceedings of the 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications, ICWMC'10*, páginas 504–508, Setembro 2010.
- [19] P. P. Smyth. Optical Radio — A Review of a Radical New Technology for Wireless Access Infrastructure. *BT Technology Journal*, 21(3):22–31, Agosto 2003.
- [20] M.S. Rahman, J.H. Lee, e Y.P. Park. Radio over fiber as a cost effective technology for transmission of wimax signals. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 56:424–428, 2009.
- [21] A.M.J. Koonen, M.G. Larrode, A. Ng'oma, K. Wang, H. Yang, Y. Zheng, e E. Tangdionga. Perspectives of radio-over-fiber technologies. Em *Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'08*, páginas 25–27, Fevereiro 2008.
- [22] C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak, R. Waterhouse, e G. Yoffe. A WDM architecture for millimeter-wave fiber-radio systems incorporating baseband transmission. Em *International Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'99*, volume 1, páginas 127–130. IEEE, 1999.
- [23] E. Dadrasnia e F.R.M. Adikan. Uplink 10Gbps Base-Band Radio Signal over CWDM Fiber for Multimedia Applications. Em *Second International Conference on Computer and Network Technology, ICCNT'10*, páginas 349–351. IEEE, Abril 2010.
- [24] E. Skafidas, F. Zhang, B. Yang, B.N. Wicks, Z. Liu, C.M. Ta, Y. Mo, K. Wang, G. Felic, P. Nadagouda, T. Walsh, W. Shieh, I. Mareels, e R.J. Evans. A 60-GHz transceiver on CMOS. Em *International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, MWP/APMP'08*, páginas 306–309. IEEE, Setembro 2008.

- [25] B. Yang, Y. Mo, K. Wang, Y. Feng, B. Wicks, C. Ta-Minh, F. Zhang, Z. Liu, C. Liu, G. Felic, P. Nadagouda, T. Walsh, e E. Skafidas. Implementation of a Gigabit Per Second Millimetre Wave Transceiver on CMOS. Em *The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications, AusWireless'07*, página 71. IEEE, Agosto 2007.
- [26] R. Soref. The Past, Present, and Future of Silicon Photonics. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 12(6):1678–1687, Novembro 2006.
- [27] A.J. Seeds. Microwave photonics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3):877–887, Março 2002.
- [28] Jaha Kim, Yong-Duck Chung, Kwang-Seong Choi, Dong-Soo Shin, Jae-Shik Sim, e Hyun-Kyu Yu. 60-GHz System-on-Packaging Transmitter for Radio-Over-Fiber Applications. *Journal of Lightwave Technology*, 26(15):2379–2387, Agosto 2008.
- [29] V Series - Vocabulary and related subjects. Recommendation ITU-R V.431: Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications. Recomendação, ITU-R, ITU Radiocommunication Sector, 2000.
- [30] A.F. Elrefaie, R.E. Wagner, D.A. Atlas, e D.G. Daut. Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 6(5):704–709, Maio 1988.
- [31] L.M. Pessoa. *Compensation of Fibre Impairments in Coherent Optical Systems*. Tese de doutoramento, Universidade do Porto, 2010.
- [32] Gerd Keiser. *Optical fiber communications*. McGraw-Hill, 3.^a edição, 2000.
- [33] John M. Senior. *Optical fiber communications: principles and practice*. Prentice Hall, 2.^a edição, 1992.
- [34] M. Sauer, A. Kobayakov, e J. George. Radio Over Fiber for Picocellular Network Architectures. *Journal of Lightwave Technology*, 25(11):3301–3320, Novembro 2007.
- [35] K. Samardzic. Pico cell radio base unit for a centralized wireless access architecture. Em *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIKS'03*, volume 1, páginas 101–103. IEEE, Outubro 2003.
- [36] P Series - Radiowave propagation. Recommendation ITU-R P.676-3: Attenuation by atmospheric gases. Recomendação, ITU-R, ITU Radiocommunication Sector, 1997.
- [37] P Series - Radiowave propagation. Recommendation ITU-R P.676-9: Attenuation by atmospheric gases. Recomendação, ITU-R, ITU Radiocommunication Sector, Fevereiro 2012.
- [38] 802.15.3c-2009 IEEE Standard for Information technology Telecommunications, information exchange between systems Local, e metropolitan area networks Specific requirements. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Norma, IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineer, Outubro 2009.
- [39] 802.11-2011 IEEE Standard for Information technology Telecommunications, information exchange between systems Local, e metropolitan area networks Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Norma, IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineer, Abril 2012.

- [40] Agilent Technologies, Inc.: Agilent 89600 VSA Software - Help Documentation, 2012.
- [41] M. Duell e P. Winzer. DQPSK Format for Serial PHY. Em *IEEE 802.3 High-Speed Study Group, 2006*. Lucent Technologies/Bell Labs Innovations, Novembro 2006.
- [42] S. Chennakeshu e G.J. Saulnier. Differential detection of $\pi/4$ -shifted-DQPSK for digital cellular radio. Em *41st IEEE Vehicular Technology Conference. Gateway to the Future Technology in Motion, 1991*, páginas 186–191. IEEE, Maio 1991.
- [43] A.Z. bin Sha'ameri e F.D.B. Jaswar. Detection of binary data for FSK digital modulation signals using spectrum estimation techniques. Em *Proceedings of the 4th National Conference of Telecommunication Technology, NCTT'03*, páginas 155–158. IEEE, Janeiro 2003.
- [44] 3GPP TS 05.04. Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Modulation. Norma, ETSI, European Telecommunications Standards Institute, Novembro 2001.
- [45] R.A. Shafik, S. Rahman, e A.H.M. Razibul Islam. On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics. Em *International Conference on Electrical and Computer Engineering, ICECE'06*, páginas 408 – 411, 2006.
- [46] J.M.L. Figueiredo, B. Romeira, e C.N. Ironside. Microwave-Photonic Oscillators for Radio-over-Fiber Access Networks. Em *VIII Symposium On Enabling Optical Networks and Sensors, SEON'10 Portugal*, página 8005, 2010.
- [47] K.D. Pedrotti, R.L. Pierson, N.H. Sheng, R.B. Nubling, C.W. Farley, e M.F. Chang. High-bandwidth OEIC receivers using heterojunction bipolar transistors: Design and demonstration. *Journal of Lightwave Technology*, 11(10):1601–1614, 1993.
- [48] H.-G. Bach, A. Umbach, S. van Waasen, R.M. Bertenburg, e G. Unterborsch. Ultrafast monolithically integrated InP-based photoreceiver: OEIC-design, fabrication, and system application. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2(2):418–424, Junho 1996.
- [49] Chung-Chiang Ku, Choa-Hui Lin, Ming-Hong Tsai, Jung-Te Ting, e Rong-Heng Yuang. A 1.25 Gb/s GaAs OEIC for Gigabit Ethernet. Em *21st Annual IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, GaAs IC Symposium'99*, páginas 95–98. IEEE, 1999.
- [50] H.I. Cantu, B. Romeira, K. Seunarine, A. Kelly, C.N. Ironside, e J.M.L. Figueiredo. Conversion of Phase Modulated Signals from Optical Network to Wireless Domain using Resonant Tunneling Diode Optoelectronic Integrated Circuits. Em *National Fiber Optic Engineers Conference, NFOEC'12 California*, página JTh2A.19. Optical Society of America, Março 2012.
- [51] J.M.L. Figueiredo, B. Romeira, T.J. Slight, e C.N. Ironside. Resonant Tunnelling Optoelectronic Circuits. Em Ki Young, editor, *Advances in Optical and Photonic Devices*, chapter 10. InTech, Janeiro 2010.
- [52] J.M.L. Figueiredo, B. Romeira, T.J. Slight, L. Wang, E. Wasige, e C.N. N Ironside. Self-oscillation and period adding from resonant tunnelling diode-laser diode circuit. *Electronics Letters*, 44(14):876–877, Julho 2008.
- [53] K. Ishigaki, M. Shiraishi, S. Suzuki, M. Asada, N. Nishiyama, e S. Arai. Direct intensity modulation and wireless data transmission characteristics of terahertz-oscillating resonant tunnelling diodes. *Electronics Letters*, 48(10):582–583, Maio 2012.

- [54] J.N. Schulman, H.J. De Los Santos, e D.H. Chow. Physics-based RTD current-voltage equation. *IEEE Electron Device Letters*, 17(5):220–222, Maio 1996.
- [55] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, C.N. Ironside, K. Seunarine, e J. Javaloyes. Nonlinear dynamics of a Liénard delayed-feedback optoelectronic oscillator. Em *Joint 3rd Int'l Workshop on Nonlinear Dynamics and Synchronization & 16th Int'l Symposium on Theoretical Electrical Engineering, INDS/ISTET'11*, páginas 1–5. IEEE, Julho 2011.
- [56] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, C.N. Ironside, e T. Slight. Chaotic Dynamics in Resonant Tunneling Optoelectronic Voltage Controlled Oscillators. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(24):1819–1821, Dezembro 2009.
- [57] B. Romeira, L.M. Pessoa, H.M. Salgado, S. Silva, e J.M.L. Figueiredo. Clock recovery of an injection-locked resonant tunneling diode microwave-photonics oscillator. Em *13th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON'11*, páginas 1–4, Junho 2011.
- [58] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, T.J. Slight, L. Wang, E. Wasige, e C.N. Ironside. Wireless to optical frequency locking and chaos using a resonant tunnelling - laser diode circuit. Em *IEEE/LEOS Winter Topicals Meeting Series, 2009*, páginas 128–129, Janeiro 2009.
- [59] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, T. J. Slight, L. Wang, E. Wasige, e C.N. Ironside. Wireless/photonics interfaces based on resonant tunneling diode optoelectronic oscillators. Em *Conference on Lasers and Electro-Optics & Conference on Quantum electronics and Laser Science Conference, CLEO/QELS'09*, páginas 1–2, Junho 2009.
- [60] J.M.L. Figueiredo, C.N. Ironside, e C. R. Stanley. Electric Field Switching in a Resonant Tunneling Diode Electroabsorption Modulator. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 37(12):1547–1552, Dezembro 2001.
- [61] B. Romeira, J.M.L. Figueiredo, C.N. Ironside, A. Kelly, e T.J. Slight. Optical Injection Locking of a Resonant Tunneling Diode-Optical Waveguide Photo-Detector. Em *15th European Conference on Integrated Optics, ECIO'10 England*, paper ThF4, Abril 2010.
- [62] Rohde&Schwarz: R&S®SMJ100A Vector Signal Generator - Operating Manual, Fevereiro 2012.
- [63] Agilent Technologies, Inc.: Agilent E3631A, Triple Output DC Power Supply - User's Guide, Abril 2012.
- [64] Agilent Technologies, Inc.: HP83410C.
- [65] Agilent Technologies, Inc.: Agilent E4448A, PSA Series Spectrum Analyzers - Basic Mode User's Guide, Junho 2008.
- [66] The MathWorks, Inc.: MATLAB - Product Documentation, 2012.
- [67] 3GPP TS 45.005: Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio Transmission and reception. Norma, ETSI, European Telecommunications Standards Institute, Abril 2012.
- [68] Santec: TSL-210 - Operation Manual.
- [69] Agilent Technologies, Inc.: Agilent 81570A, Variable Optical Attenuators - User's Guide, Maio 2010.