

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Transcetores eletro-óticos para redes sem fios de futura geração

Fábio André Sousa Pacheco

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores

Orientador: Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Coorientador: Luís Manuel de Sousa Pessoa

25 de Junho de 2018

Transcetores eletro-óticos para redes sem fios de futura geração

Fábio André Sousa Pacheco

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores

Resumo

O foco principal deste trabalho, enquadrado no âmbito do projeto europeu iBrow, foi estudar o comportamento de transdutores eletro-óticos para redes sem fios de futura geração, particularmente os díodos de efeito de túnel ressonante (RTD, "*Resonant Tunneling Diode*"). O principal objetivo do projeto é permitir que estes dispositivos transmitam sinais com débitos na ordem dos 10 Gbit/s. Estes circuitos comportam-se como osciladores optoeletrónicos, controlados por tensão e podem ser usados, quer na transmissão quer na receção operando no domínio ótico ou no domínio elétrico, tirando partido de apresentarem uma camada fotossensível, o que faz com que possam atuar como PD ("*Photodetector*").

Para além de permitirem comunicações a altos débitos, os RTDs são dispositivos bastante compactos, energeticamente eficientes e de baixo custo, tornando-os numa solução que poderá ser muito vantajosa, dado que permitem cumprir os futuros requisitos de rede e ainda serem facilmente integrados nas estações-base, reduzindo substancialmente o tamanho dessas células.

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo no software ADS ("*Advanced Design System*") para representar o circuito equivalente do RTD e realizadas diversas simulações, para estudar o comportamento destes circuitos. Os circuitos implementados permitiram testar estes dispositivos operando na transmissão (RTD-PD) e na receção (RTD-LD), variando parâmetros tais como a tensão de polarização, a potência elétrica/ótica do sinal injetado e ainda diferentes formatos de modulação elétrica.

Posteriormente foi realizada uma implementação em ambiente laboratorial dos transdutores ("*downlink*" e "*uplink*") através de injeção ótica e elétrica de sinal, de modo a validar o modelo desenvolvido anteriormente, cujos resultados foram semelhantes aos obtidos nas simulações.

Este estudo permitiu concluir que estes dispositivos suportam diferentes tipos de modulação e exibem um ponto de polarização ótimo, dependendo se está a transmitir ou a receber um sinal, no entanto a largura de banda obtida foi inferior ao que era esperado, tanto no domínio elétrico como no domínio ótico.

O domínio ótico representa um desafio ainda maior, pois acrescentam-lhe limitações associadas ao desenho das camadas fotossensíveis que constituem a janela ótica do RTD, o que acaba por restringir ainda mais a largura de banda.

Palavras-chave: Díodo de Efeito de Túnel Ressonante (RTD), Efeito de túnel, Díodo Laser, Fotodetector, Rádio sobre Fibra, Poço Quântico de Dupla Barreira, Oscilador controlado por tensão, Advanced Design System.

Abstract

The main focus in this work, within the framework of the iBrow project, was to study the behavior of electro-optical transceivers for future generation wireless networks, particularly resonant tunneling diode. The main target of the project is to allow these devices to transmit signals with rates in the order of 10 Gbit/s. These devices behave as optoelectronic voltage controlled oscillators and can be used either a transmitter or a receiver, operating either in the optical domain or in the electrical domain.

In addition to enabling high-speed communications, RTDs are very compact, energy-efficient and low-cost devices, making them a very advantageous solution as they meet future network requirements and are easily integrated into base stations, substantially reducing the size of these cells.

In this work, a model was developed in ADS (Advanced Design System) software to represent the RTD equivalent circuit and several simulations were performed to study the behavior of these circuits in radio-over-fiber (RoF) communication systems. The implemented circuits allowed to test these devices operating as a transmitter (RTD-PD) and as a receiver (RTD-LD), varying parameters such as the polarization voltage, electric/optical power of the injected signal and also different electrical modulation formats.

Subsequently, an implementation in the laboratory environment of the transceivers (downlink and uplink) was performed through optical and electric signal injection, in order to validate the previously developed model, whose results were similar to those obtained in the simulations.

This study allowed to conclude that these devices support different types of modulation and exhibit an optimum polarization point, depending on if it is transmitting or receiving a signal, however the obtained bandwidth was less than what was expected, both in the electric domain and in the domain optical.

The optical domain represents an even greater challenge, since it adds limitations associated with the design of the photosensitive layers that constitute the optical window of the RTD, which ends up restricting even more the bandwidth.

Keywords: Resonant Tunneling Diode (RTD), Tunneling Effect, Laser Diode, Photodetector, Radio-over-Fiber, Double Barrier Quantum Well, Voltage Controlled Oscillator, Advanced Design System.

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de deixar uma nota de agradecimento a todos aqueles que me apoiaram e me deram conselhos ao longo de todos estes anos de formação e que eventualmente não estarão aqui mencionados, como professores e antigos colegas de turma, que me incutiram diversos conhecimentos e me permitiram evoluir ao longo desta etapa, tornando a realização deste trabalho algo fazível.

De seguida deixo um agradecimento especial ao Prof. Dr. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado, orientador desta dissertação, por toda a ajuda e disponibilidade que me foi prestada ao longo da realização desta dissertação, bem como todos os conhecimentos que me transmitiu.

Expresso os meus sinceros agradecimentos ao Dr. Luís Manuel de Sousa Pessoa, co-orientador desta dissertação, que me acompanhou assiduamente no laboratório do INESC TEC, me disponibilizou todo o material de trabalho necessário e se mostrou sempre muito prestável para esclarecer qualquer dúvida que surgisse ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Aproveito também para agradecer a todos os meus colegas de laboratório pelo bom ambiente de trabalho criado e pela excelente integração que me proporcionaram, em especial à Joana Tavares e ao Erick Lima por toda a ajuda que me prestaram, relacionada com o uso das ferramentas utilizadas neste projeto, partilhando a sua experiência de conhecimentos.

Agradeço aos meus amigos Sérgio Silva, André Pinto, Vitor Rosendo, Rúben Pacheco, Daniel Fernandes, Tiago Dias, Bruno Pinho, André Morais, João Osório, Tiago Moreira e a todos os outros que não mencionei pelo apoio que me deram e pelas excelentes conversas que fomos tendo durante este percurso, que muitas vezes me permitiram abstrair um pouco dos problemas que iam surgindo.

Agradeço em especial e com um grande carinho à minha namorada, Inês Regina Magalhães da Silva, por todas as tardes em que teve de me ouvir falar sobre assuntos completamente desconhecidos para ela e por toda a força que me deu, fazendo-me sempre acreditar nas minhas capacidades e que este sonho seria concretizável. Esteve comigo nos momentos bons e nos menos bons e sem ela seria muito mais difícil concluir esta etapa com sucesso.

Agradeço a todos os meus familiares pelo carinho, apoio e orgulho que sempre demonstraram em mim, especialmente aos meus avós, dedicando esta dissertação à memória do meu querido avô Salvador Ferreira de Sousa, que apesar de ter falecido sem concretizar o sonho de me ver formado, continua muito presente, sendo para mim um exemplo de coragem e humildade, um ideal que irei levar e prezar ao longo de toda a minha vida.

Por último, mas não menos importante, quero fazer um agradecimento especial aos meus pais, António Manuel da Silva Pacheco e Isabel Maria Moreira de Sousa Pacheco, e à minha irmã Sandra Clara de Sousa Pacheco, por todo o esforço que fizeram para este sonho se tornar uma realidade, bem como por todo o apoio prestado ao longo desta etapa. Foram um grande pilar, apesar das muitas dores de cabeça, mas tenho a convicção que serei sempre um motivo de orgulho para eles.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Âmbito	1
1.2	Contexto e Motivação	1
1.3	Objetivos	2
1.4	Estrutura da dissertação	3
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Sistemas RoF	5
2.2	Multiplexagem e Modulações óticas	6
2.2.1	Multiplexagem por sub-portadora	7
2.2.2	Modulação em intensidade	8
2.2.3	Modulação em fase	8
2.3	Díodo Laser	10
2.3.1	Tipos de laser	12
2.3.2	Equações de caracterização do laser semiconductor	16
2.4	Fotodíodo	18
2.4.1	Fotodíodos PIN	20
2.4.2	Fotodíodos de Avalanche	21
3	Circuitos optoeletrônicos baseados em RTDs para comunicações <i>wireless</i>	23
3.1	Díodo de Efeito de Túnel Ressonante	23
3.2	Principais características do RTD	24
3.2.1	Efeito de Túnel	24
3.2.2	Barreiras de potencial e poço quântico	25
3.2.3	Característica corrente-tensão dos RTD	26
3.3	<i>Injection Locking</i>	28
3.4	Circuito equivalente de um RTD	29
3.5	RTD-PD	32
3.6	RTD-LD	34
4	Implementação do modelo de simulação no ADS	37
4.1	RTD e as suas características	37
4.1.1	Fitting da curva experimental e o circuito equivalente	37
4.1.2	Característica I-V	40
4.1.3	Resposta em frequência	42
4.2	Ligação <i>Downlink</i>	45
4.2.1	Modulação OOK com RTD	48
4.3	Ligação <i>uplink</i>	51

4.3.1	Integração do Laser	54
5	Implementação e validação do modelo em ambiente laboratorial	59
5.1	RTD e as suas características	59
5.1.1	O RTD visto experimentalmente	59
5.1.2	Característica I-V	60
5.1.3	Resposta em frequência	61
5.2	Ligação <i>Downlink</i>	65
5.2.1	Modulação OOK com RTD	67
5.2.2	Modulações	69
5.3	Ligação <i>uplink</i>	73
6	Conclusão	75
6.1	Trabalho Desenvolvido	75
6.2	Trabalho futuro	76

Lista de Figuras

1.1	Sistema RTD-PD-LD usado na transmissão e recepção de dados em comunicações sem fios [1]	2
2.1	Diagrama de ligação de um sistema RoF [2]	6
2.2	Esquema de multiplexagem SCM [3]	7
2.3	Curva da potência ótica gerada em função da corrente de polarização do laser [4]	8
2.4	Modulação em Fase [5]	9
2.5	a)Representação da junção PN b)Diagrama de bandas da junção sem polarização [6]	10
2.6	a)Representação da junção PN diretamente polarizada b)Diagrama de bandas da junção com polarização [6]	10
2.7	Emissão espontânea e emissão estimulada, respetivamente[7]	11
2.8	Estrutura básica de um LD [8]	12
2.9	Estrutura básica de um LD de Fabry-Perot [8]	13
2.10	Espectro de um LD [9]	13
2.11	Curva P x I de um LD [9]	14
2.12	Estrutura de um laser DFB [9]	15
2.13	Estrutura básica de um laser FBG [8]	15
2.14	Função de transferência teórica de um laser semiconductor [10]	17
2.15	Díodo de Junção PN [11]	18
2.16	Curva típica de um fotodíodo [11]	18
3.1	Estrutura em camadas de um RTD [12]	24
3.2	Comparação do coeficiente de transmissão numa barreira única e num DBQW [13]	25
3.3	Característica I-V de um RTD oscilador [14]	26
3.4	Perfis de banda de condução de um RTD em três tensões de polarização diferentes [15]	27
3.5	Operação do RTD transmitindo um sinal OOK [14]	28
3.6	Circuito equivalente de um RTD oscilador [16]	29
3.7	RTD-PD: diagrama da banda de condução e curva I-V [17]	33
3.8	Esquemático de interface de um RTD-LD [16]	34
3.9	Comparação da característica I-V do RTD isolado e do RTD-LD [18]	35
4.1	Circuito equivalente do RTD 0622	38
4.2	Símbolo associado ao equivalente do RTD	38
4.3	<i>Fitting</i> da curva experimental do dispositivo RTD 0622	39
4.4	Circuito utilizado para a simulação da curva I-V do RTD	40
4.5	Comparação da curva característica I-V do RTD e do RTD oscilador com resistência de carga	41
4.6	Circuito simulado para o cálculo dos parâmetros S	42

4.7	Resposta em frequência do circuito do RTD oscilador	43
4.8	Circuito utilizado para a simulação de envelope	44
4.9	Análise espectral do sinal à saída do RTD	44
4.10	Simulação do RTD como transmissor na região da PDR	45
4.11	Análise da resposta a uma onda quadrada fora na PDR	46
4.12	Análise da resposta a uma onda quadrada fora na PDR	48
4.13	Sinal analisado no porto DC do RTD recetor	49
4.14	Influência da amplitude do sinal de entrada na modulação OOK	50
4.15	Circuito utilizado para a deteção de envolvente na receção de um sinal OOK	51
4.16	Ponto ótimo usando o RTD como recetor	52
4.17	Circuito utilizado para verificar a potência máxima de entrada permitida pelo RTD	53
4.18	Influência da amplitude do sinal injetado na resposta do RTD como recetor	53
4.19	Circuito utilizado para simular o laser 1310nm	55
4.20	Circuito utilizado para a medir a resposta em frequência do laser 1310nm	55
4.21	Resposta em frequência do laser 1310nm	56
4.22	Circuito utilizado para calcular a impedância de entrada do laser 1310nm	56
4.23	Magnitude e fase da impedância de entrada do laser 1310nm	57
4.24	Curva característica do RTD-LD	57
5.1	Imagem do RTD vista ao microscópio (x50)	59
5.2	Curva I-V ótica e elétrica do circuito do RTD oscilador	60
5.3	Resposta em frequência do laser 1310nm	61
5.4	Resposta em frequência no domínio ótico e elétrico	61
5.5	Montagem experimental para medir a resposta do RTD em frequência <i>offset</i>	62
5.6	Resposta em frequência <i>offset</i>	63
5.7	Efeito da técnica de <i>Injection Locking</i> no ruído de fase à frequência de oscilação	64
5.8	Amplitude e frequência de pico em função da tensão de polarização	64
5.9	Resposta a uma onda quadrada no domínio elétrico	65
5.10	Diagrama do <i>setup</i> experimental utilizado nos testes da ligação <i>downlink</i>	66
5.11	Resposta a uma onda quadrada	66
5.12	Deteção de envolvente	67
5.13	Oscilação com onda sinusoidal	68
5.14	Oscilação de uma sequência aleatória no domínio ótico	68
5.15	Diagrama do <i>setup</i> experimental utilizado nos testes da ligação <i>downlink</i>	69
5.16	Interface do software VSA89600 da Keysight	69
5.17	Constelação e Espectro do sinal QPSK desmodulado sem <i>injection locking</i>	70
5.18	Constelação e Espectro do sinal QPSK desmodulado com <i>injection locking</i>	71
5.19	Efeito da variação da frequência da portadora na SNR	71
5.20	Efeito da variação do BaudRate na SNR	72
5.21	Diagrama do <i>setup</i> experimental da ligação <i>uplink</i>	73
5.22	Análise da amplitude máxima permitida pelo RTD na receção	74

Lista de Tabelas

2.1	Valores críticos de alguns materiais	19
3.1	Parâmetros físicos típicos da equação que caracteriza a curva I-V de um RTD [19]	30
4.1	Parâmetros extraídos após o <i>fitting</i> em MATLAB	39
4.2	Elementos do modelo intrínseco do díodo laser FP 1310nm [52]	54

Lista de Abreviaturas

ADS	Advanced Design System
AlAs	Aluminium Arsenide
AP	Access Point
APD	Avalanche Photo-Diodes
ASK	Amplitude-Shift Keying
CMDA	Code Division Multiple Access
DBQW	Double Barrier Quantum Well
DD	Direct Detection
DFB	Distributed Feedback Laser
DFB-LD	Distributed Feedback Laser
EVM	Error Vector Magnitude
FBG	Fiber Bragg Grating
FP	Fabry-Perot
GaAs	Gallium Arsenide
ILO	Injection-Locking Oscillator
IM	Intensity Modulation
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
LD	Laser Diode
LED	Light Emitting Diode
HIC	Hybrid Integrated Circuit
OEIC	OptoElectronic Integrated Circuits
OEOs	Opto-Electronic Oscillator
OLO	Optical Local Oscillators
OOK	On-Off Keying
OVCO	Optoelectronic Voltage Controlled Oscillator
OW	Optical Waveguide
NDR	Negative Differential Resistance
PD	PhotoDetector
PDR	Positive Differential Resistance
PIN	Positive-Intrinsic-Negative
PM	Phase Modulation
RoF	Radio-over-Fiber
RF	Radio-frequency
RIN	Relative Intensity Noise
RTD	Resonant-Tunneling Diode
RTD-LD	Resonant Tunnelling Diode-Laser Diode
RTD-PD	Resonant Tunnelling Diode-Photodetector
SCM	SubCarrier Multiplexing
SDD	Symbolically-Defined Devices
SNR	Signal Noise Ratio
TDM	Time Division Multiplexing
WDM	Wavelength-Division Multiplexing

Capítulo 1

Introdução

Este primeiro capítulo pretende enunciar o contexto, a motivação e os objetivos da dissertação "Transceteores eletro-óticos para redes sem fios de futura geração". Na secção 1.1 é apresentado o âmbito na qual esta dissertação foi desenvolvida. De seguida, na secção 1.2 é feito um enquadramento do tema e é apresentada a motivação inerente ao desenvolvimento desta dissertação. Na secção 1.3 são enumerados os principais objetivos desta dissertação. Por último, na secção 1.4 é apresentada a estrutura da dissertação.

1.1 Âmbito

Este documento corresponde à dissertação que desenvolvi no INESC TEC, sedado no Porto, no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, ramo de Telecomunicações, Eletrónica e Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no ano letivo 2017/2018.

1.2 Contexto e Motivação

Hoje em dia, vivemos numa era que é caracterizada pelo constante uso e evolução das telecomunicações. Sendo assim, estamos incutidos numa esfera em que cada vez mais informação digital adquire importância. Com o decorrer dos tempos, o ser humano aperfeiçoou a sua capacidade de se relacionar com os outros, o que levou à necessidade de desenvolver novas tecnologias de comunicação, permitindo desta forma corresponder às necessidades da humanidade.

A necessidade crescente de comunicações mais rápidas e seguras fez com que as tecnologias das comunicações evoluíssem a grande velocidade, acompanhando a grande ritmo as necessidades impostas pelo Homem, sendo que o aparecimento da fibra ótica veio revolucionar completamente essas tecnologias. Hoje em dia, uma das tecnologias mais utilizadas e valorizada pelo Homem são as comunicações sem fios. Nesse sentido, as redes rádio-sobre-fibra (RoF, "*Radio-over-Fiber*") são consideradas as soluções mais promissoras e economicamente viáveis para a implementação

de redes de acesso sem fios, onde os sinais de rádio são transmitidos usando sinais óticos, tirando assim partido das vantagens fornecidas pela fibra ótica.

Os pontos de acesso (APs, "Access Points") baseados em pico-células permitirão no futuro elevada largura de banda e grande mobilidade ao utilizador.

Esta dissertação está englobada no projeto europeu iBROW e consiste em estudar soluções inovadoras para comunicações sem fios de banda larga, através de transdutores elétricos.

O desenvolvimento desta tecnologia é vista como sendo capaz de satisfazer as necessidades futuras das redes sem fios, com débitos previstos de 10 Gbit/s, débito esse que excederá o tráfego dos dispositivos com fio. A grande necessidade do Homem em comunicar com altos débitos e a curto alcance também faz com que seja necessário evoluir as tecnologias, permitindo assim que essa evolução acompanhe as reais necessidades do ser humano.

Outra motivação para o desenvolvimento desta dissertação está relacionada com a eficiência espectral, uma vez que para comunicações a 10 Gbit/s nas bandas atuais isso iria requerer alta eficiência espectral.

Sendo assim, a solução passa por desenvolver uma nova tecnologia de comunicação sem fios de curto alcance, baseada em transdutores eletro-óticos, que seja compacta, que apresente grande eficiência energética e uma elevada largura de banda.

1.3 Objetivos

Os principais objetivos desta dissertação consistem em estudar os RTDs e desenvolver um modelo de simulação que represente o seu funcionamento, usando para isso o software ADS (*Advanced Design System*) da Keysight e posteriormente avaliar experimentalmente o desempenho destes dispositivos usando equipamento laboratorial do INESC TEC. Os dispositivos usados na parte experimental foram desenvolvidos no âmbito do projeto iBrow, em Glasgow, e possuem frequências típicas de oscilação entre 10 e 300 GHz. Desta forma pretende-se validar desenvolvido, comparando os resultados obtidos por simulação com os obtidos experimentalmente.

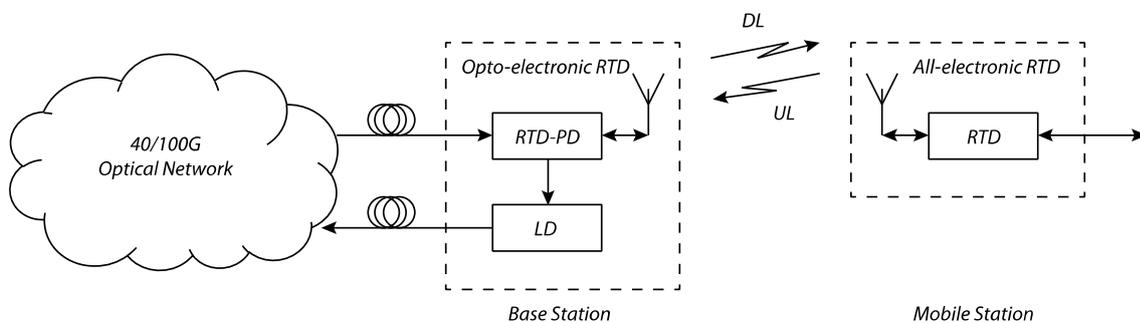


Figura 1.1: Sistema RTD-PD-LD usado na transmissão e receção de dados em comunicações sem fios [1]

1.4 Estrutura da dissertação

Este documento encontra-se organizado em seis capítulos. O capítulo 1 apresenta o contexto, a motivação e os objetivos definidos para este trabalho.

O capítulo 2 contém o estado da arte, apresentado uma revisão a conceitos essenciais ao desenvolvimento deste projeto relacionados com as modulações em sub-portadora, lasers e fotodíodos.

O capítulo 3 descreve o funcionamento RTD, apresenta a sua estrutura e as principais características de estudo, em especial o seu modelo elétrico equivalente e a curva característica I-V dos RTD.

O capítulo 4 apresenta o modelo implementado no *software* ADS e a discussão dos resultados obtidos, apresentando o circuito implementado em cada simulação.

O capítulo 5 apresenta a validação experimental do sistema, incluindo os procedimentos e os resultados experimentais, apresentando ainda um comparação com os resultados obtidos em simulação.

O capítulo 6 apresenta as conclusões finais e o trabalho que pode ser desenvolvido futuramente.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

O Estado da Arte é uma atividade crítica e reflexiva e constitui uma das partes mais importantes de um trabalho científico, uma vez que permite perceber o que já foi descoberto em relação ao tema a abordar, evitando que se perca tempo com investigações desnecessárias e permitindo ter uma visão da atual realidade. Sendo assim este capítulo será um grande auxílio no desenvolvimento e melhoria da dissertação a desenvolver, uma vez que se prende com conceitos importantes para o desenvolvimento deste mesmo trabalho.

Na secção 2.1 é realizada uma breve descrição sobre os sistemas RoF, onde são enunciadas algumas características, bem como vantagens e desvantagens dos mesmos.

Na secção 2.2 são enumeradas técnicas de multiplexagem e modulação ótica.

Na secção 2.3 é descrito o funcionamento do díodo laser (LD, "*Laser Diode*"), bem como as suas principais características. Na secção 2.4 é apresentado o fotodíodo (PD, "*Photodiode*") e as suas principais funcionalidades.

2.1 Sistemas RoF

Os sistemas RoF foram desenvolvidos ativamente para fornecer futuros serviços de banda larga sem fio, devido à crescente exigência do ser humano em relação às taxas de transmissão e capacidade dos sistema sem fios [20].

Um sistema de fibra ótica com baixas perdas e elevada largura de banda é o sistema ideal para implementar a função de transmissão de dados a grandes débitos.

Nas redes baseadas em RoF os sinais de rádio frequência (RF, "*Radio Frequency*") são enviados através de uma ligação em fibra-ótica desde as estações centrais até às estações-base, sendo nestas últimas feita a conversão do sinal ótico para o sinal elétrico, isto considerando a ligação *downlink*. Na ligação *uplink* é realizado o processo inverso. Nas estações-base, denominadas por APs, os sinais de rádio são reencaminhados até diversas estações móveis.

Com o avançar das tecnologias tornou-se essencial que esses APs fossem compactos e transparentes à frequência de operação, principalmente devido à necessidade de transportar portadoras milimétricas.

O uso deste tipo de ondas tem como finalidade aumentar a largura de banda e fornecer uma maior capacidade na comunicação sem fios. Os sistemas que recorrem a esta tecnologia são denominadas por redes pico e femtocelulares.

A figura 2.1 mostra o possível esquema de um sistema RoF.

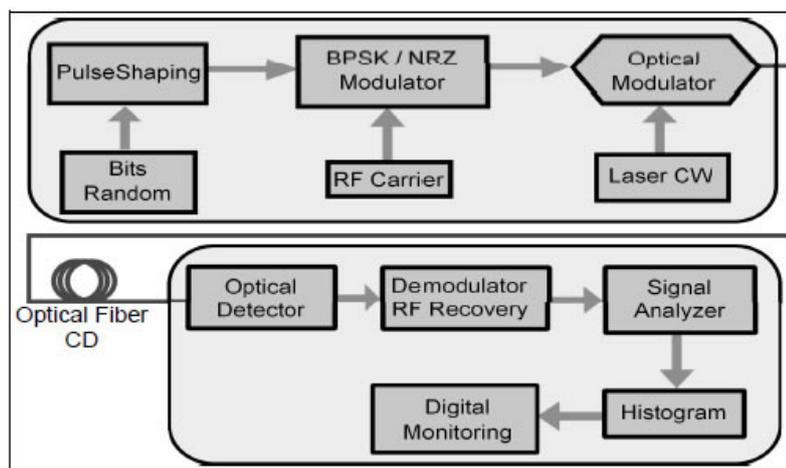


Figure 2. RoF System Layout

Figura 2.1: Diagrama de ligação de um sistema RoF [2]

Como podemos observar pela imagem, o nosso sinal modulado pela portadora RF é convertido para o domínio ótico, realizando a sua modulação através de um laser. De seguida o sinal é injetado na fibra ótica e é enviado até à estação-base, onde é realizada a fotodeteção, convertendo o sinal ótico num sinal elétrico, que posteriormente será desmodulado e analisado.

No entanto, esta representação não é a única utilizada na transmissão de sinais RF, uma vez que existem outras arquiteturas para o transporte deste tipo de sinais nas redes RoF, que dependem da forma como a portadora é gerada e modulada.

Como sabemos, as comunicações óticas são afetadas por vários efeitos lineares e não lineares existentes na fibra. Os efeitos lineares são aqueles cujo efeito não depende da intensidade do sinal, como é o caso da atenuação e dispersão, que se refletem em comprimentos de onda específicos. Os efeitos não lineares dependem da potência do sinal ótico e provocam interferências e intermodulações, que degradam o sinal, afetando a transmissão do mesmo.

Porém o recurso à fibra ótica também fornece inúmeras vantagens como por exemplo: baixa atenuação, elevada largura de banda, baixo consumo de potência, imunidade a interferências eletromagnéticas, entre outras diversas características, que fazem da fibra ótica um dos meios de transmissão mais importantes na área das comunicações.

2.2 Multiplexagem e Modulações óticas

Em comunicações óticas, a vantagem de se poder transmitir vários sinais num único canal é bastante importante, pois permite aumentar consideravelmente o débito de informação.

Existem variadas técnicas de multiplexagem, quer no domínio do tempo quer no domínio das frequências, tais como a TDM ("Time Division Multiplexing"), CDM ("Code Division Multiplexing"), SCM ("Subcarrier Multiplexing") e o WDM ("Wavelength Division Multiplexing").

Neste capítulo é focada essencialmente a técnica SCM, uma vez que é das técnicas mais utilizadas em comunicações *wireless* e é a técnica à qual o RTD recorre.

2.2.1 Multiplexagem por sub-portadora

A multiplexagem por divisão da sub-portadora é uma técnica de acesso múltiplo não ortogonal no domínio das frequências e que melhora substancialmente a eficiência espectral do acesso de rádio sem fios [21].

Esta técnica permite modular vários sinais elétricos em portadoras RF com frequências diferentes, designadas por sub-portadoras e combina as vantagens dos domínios ótico e elétrico [22].

Numa primeira fase, os sinais analógicos ou digitais são adicionados dando origem a sub-portadoras, muito próximas umas das outras, dependendo da frequência do oscilador local.

Numa fase posterior, o sinal é convertido para o domínio ótico usando um laser e um modulador. O espectro ótico resultante consiste em três frequências principais, a frequência da portadora óptica (f_{osc}), onde está centrado o espectro ótico e um conjunto de riscas laterais ($f_{osc} + f_{IF1}$) e ($f_{osc} - f_{IF1}$), designadas por sub-portadoras [23].

Uma das grandes vantagens desta técnica é associar a cada terminal única e exclusivamente uma frequência e permitir a multiplexagem de sinais analógicos, digitais ou ambos sem necessidade de sincronização, em que cada canal pode transportar diferente tráfego e oferecer diferentes débitos. Contudo, esta técnica apresenta algumas desvantagens, já que é sensível à dispersão de polarização, bem como a não-linearidades que podem gerar *crosstalk* entre canais SCM adjacentes, uma vez que estes se encontram muito próximos [24].

A figura 2.2 apresenta um esquema básico da arquitetura SCM.

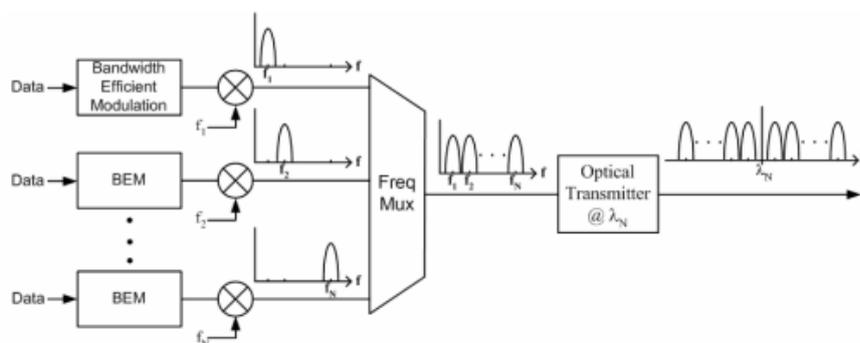


Figura 2.2: Esquema de multiplexagem SCM [3]

2.2.2 Modulação em intensidade

O recurso a ligações sobre fibra ótica em várias áreas da ciência e tecnologia é já uma técnica considerada imprescindível. Nas comunicações RoF, os sistemas analógicos mais simples fazem uso da modulação de intensidade (IM, "*Intensity Modulation*") da luz produzida por um laser, variando a sua corrente de condução à qual corresponde uma determinada potência ótica. A imagem 2.3 representa a curva característica de um laser, que apenas entra em condução quando a corrente de polarização é superior à corrente de *threshold*. No entanto, a variação da corrente aplicada induz uma modificação da frequência, referida como *chirp*, e que pode provocar degradações e distorções do sinal ótico. Porém, em sistemas de conexão direta, esta é a única solução e o sinal é transportado através da fibra ótica até ao recetor, onde é facilmente desmodulado pelo fotodíodo, utilizando deteção direta (DD) [4].

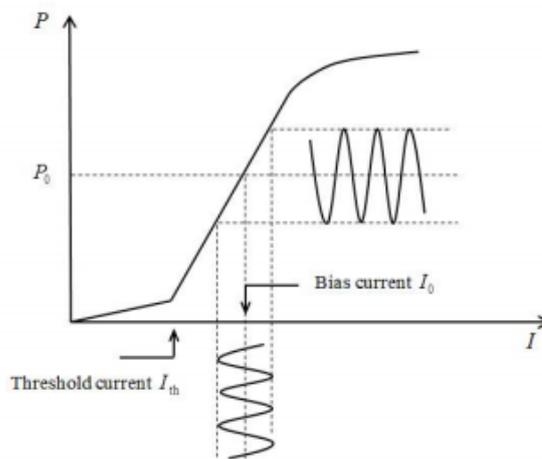


Figura 2.3: Curva da potência ótica gerada em função da corrente de polarização do laser [4]

Esta modulação torna os sistemas mais simples, tanto na geração como na receção de sinais óticos. Contudo, apesar da simplicidade da IM e dos sistemas IM-DD, estes apresentam algumas limitações tais como não-linearidades e a necessidade de controlar a polarização e conter recetores de DD que apenas detetam componentes em fase do sinal ótico, o que levou a que fossem estudadas outras alternativas para a transmissão de sinais nos sistemas RoF [25].

Os sistemas IM-DD continuam a ser objeto de estudo intensivo, em particular para aumentar a frequência e o ganho da transmissão e melhorar a linearidade do sistema [26].

2.2.3 Modulação em fase

A modulação em fase (PM, "*Phase Modulation*") pode ser utilizada em sistemas RoF como alternativa aos sistemas típicos de modulação de intensidade.

Em sistemas que recorrem a PM é necessário um modulador externo capaz de alterar a fase da portadora consoante a tensão aplicada. Assim, ao contrário da modulação de intensidade, o sinal ótico modulado não irá variar em amplitude, mas sim em fase.

O estudo de sistemas RoF utilizando PM tem-se tornado bastante interessante nos últimos anos, pois permite dissipar algumas limitações existentes nos sistemas IM. Em comparação com o IM, a PM permite implementações de transmissores mais simples já que não é necessário controlar a polarização do sistema, mas também oferece vantagens adicionais, incluindo menor perda ótica e consequentemente maior potência do sinal [25].

Porém, a grande desvantagem é a complexidade adicional no lado do recetor devido à necessidade de detetar sinais óticos codificados em fase. Convencionalmente, os sinais modulados em fase são recuperados através de técnicas homodinas/heterodinas óticas coerentes que requerem um oscilador local ótico (OLO, "*Optical Local Oscillator*") [25].

Para desmodular um ou mais sinais PM é necessário converter a variação de fase em variação de intensidade (PM-to-IM, *Phase Modulation to Intensity Modulation*), o que leva a um aumento da complexidade destes sistemas [27].

A técnica mais eficiente para a conversão PM-to-IM faz uso de um filtro ótico e tem a vantagem de ser mais compacta e económica, não requerendo um oscilador local ótico nem a necessidade de controlar a polarização do laser [25; 28].

No entanto o aumento da complexidade dos sistemas devido à conversão PM-to-IM não é a única desvantagem, dado que esta conversão provoca dispersão cromática [29], visto que as várias componentes de frequência da onda PM irão sofrer diferentes atrasos durante a sua propagação, sendo recebidas em diferentes instantes, o que faz com que esta técnica seja muitas vezes preterida em relação a outras técnicas de modulação.

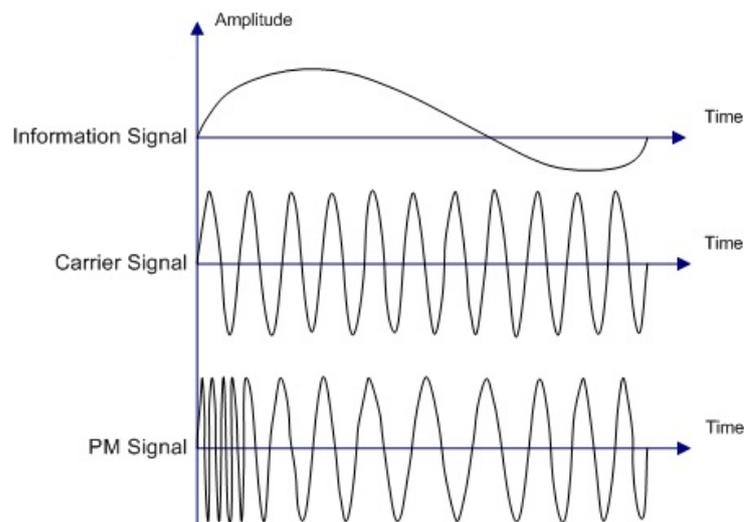


Figura 2.4: Modulação em Fase [5]

2.3 Díodo Laser

Um LD é um dispositivo semiconductor cujo princípio de funcionamento é baseado numa estrutura do tipo junção p-n. Neste tipo de junções, lacunas e eletrões difundem-se para os materiais do tipo n e p respetivamente, devido à existência de um gradiente de portadores livres na zona de contacto entre os materiais, criando a chamada zona de depleção. Nessa zona é criado um campo elétrico, orientado do lado n para o lado p, que gera uma corrente de deriva, que se opõe ao movimento dos portadores livres dado pela corrente de difusão.

Em equilíbrio térmico e na ausência de polarização externa, a corrente de difusão e a corrente de deriva anulam-se, atribuindo à distribuição de cargas e ao campo elétrico uma configuração estacionária. O campo elétrico gerado corresponde a uma diferença de potencial U_0 que tenta impedir a difusão de eletrões para o lado p e de lacunas para o lado n, sendo muitas vezes denominada por barreira de potencial.

Sendo assim, em equilíbrio térmico o nível de Fermi é uniforme ao longo da junção e não há emissão de luz, uma vez que não há recombinação de eletrões e lacunas.

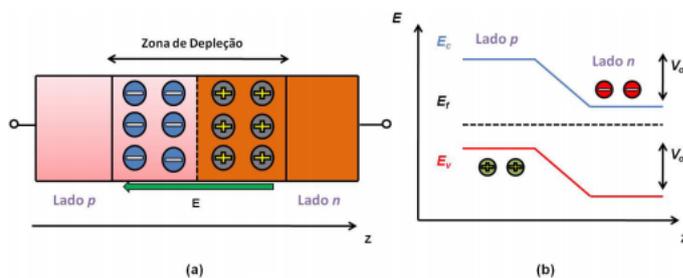


Figura 2.5: a) Representação da junção PN b) Diagrama de bandas da junção sem polarização [6]

Quando a junção é diretamente polarizada, a barreira de potencial é anulada devido ao aumento do nível de Fermi do lado n, permitindo que os eletrões migrem para o lado p e as lacunas para o lado n da junção. Nesta condição verifica-se que há uma inversão de população na região de depleção, havendo recombinação de eletrões com lacunas, na região ativa, permitindo a emissão de fótons (figura 2.6).

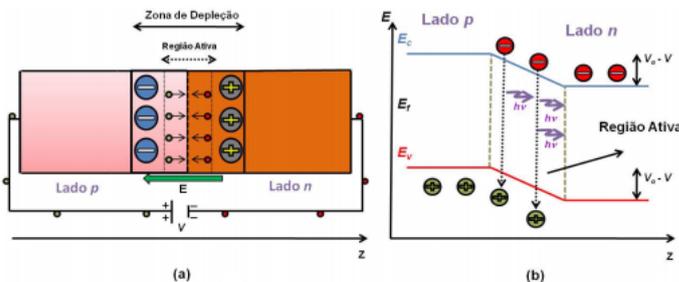


Figura 2.6: a) Representação da junção PN diretamente polarizada b) Diagrama de bandas da junção com polarização [6]

O díodo laser é um dos mais utilizados em comunicações e é descrito como um oscilador ótico baseado no princípio de amplificação ótica numa cavidade refletora com realimentação positiva, provocando desse modo uma amplificação da luz por emissão estimulada, um fenómeno que pode ser compreendido a partir do princípio da conservação da energia, sendo este a base de funcionamento do díodo laser.

As dimensões da cavidade do laser, influenciam de forma direta os modos de emissão de laser. Os modos longitudinais estão relacionados com o comprimento da cavidade, enquanto a altura e a largura determinam os modos transversais.

A emissão estimulada pode ser modelada matematicamente considerando que um átomo pode estar em dois estados de energia, fundamental ou excitado, com energias E_1 e E_2 , respectivamente.

Se o átomo se encontra no estado excitado, este pode decair para o estado fundamental, pelo processo de emissão espontânea, sendo que a diferença de energia entre ambos os estados gera um fóton com energia $h\nu$ e frequência ν . Esta relação pode ser caracterizada pela equação de Planck:

$$E_1 - E_2 = h\nu \quad (2.1)$$

Caso o estado excitado do átomo seja perturbado pelo campo elétrico de um fóton com frequência ν , este liberta um segundo fóton com a mesma frequência e fase. O átomo decairá novamente para o estado fundamental. Este processo é conhecido como emissão estimulada. Neste caso, uma fonte externa de energia estimula os átomos no estado fundamental a transitarem para o estado excitado, provocando uma inversão de população, condição necessária para a emissão laser. Quando a luz passa através do meio invertido, os fótons estimulam os átomos excitados a emitir fótons adicionais de mesma frequência, fase e direção, resultando numa amplificação da intensidade de entrada.

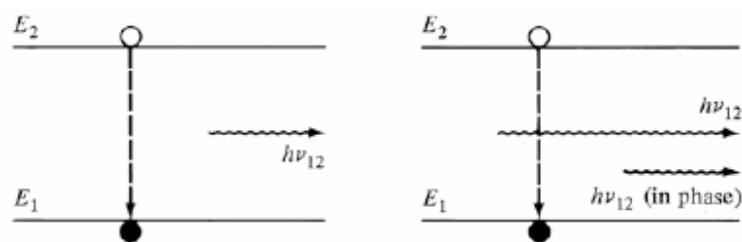


Figura 2.7: Emissão espontânea e emissão estimulada, respetivamente[7]

Tanto os LDs como os LEDs ("*Light Emitting Diodes*") são fontes óticas não monocromáticas, pois não emitem apenas num comprimento de onda, emitindo assim numa dada largura espectral $\Delta\lambda$.

Os LDs estão na base dos sistemas de transmissão que recorrem a fibras óticas devido às suas características [30], uma vez que permitem ter uma maior potência de emissão e maior diretividade, isto em comparação com os LEDs. No entanto apresentam algumas desvantagens como

custos de fabrico mais elevados e dependência da temperatura, sendo que os seus circuitos de polarização são mais complexos.

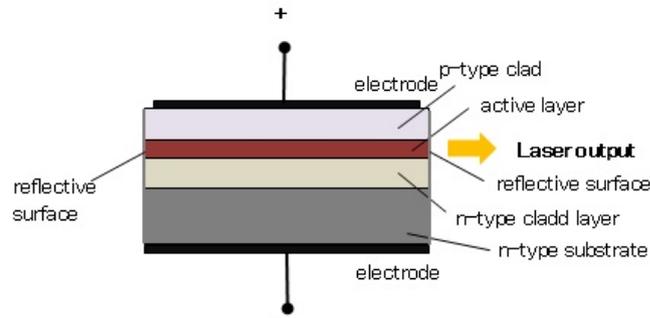


Figura 2.8: Estrutura básica de um LD [8]

2.3.1 Tipos de laser

A frequência de ressonância dos diferentes LDs surge no comprimento de onda correspondente à energia de *bandgap*. No entanto, mesmo que as energias de *bandgap* sejam iguais, os LDs podem apresentar diferentes espectros.

2.3.1.1 Díodo Laser de Fabry-Perot

Os díodos laser mais utilizados fazem uso de uma cavidade de Fabry-Perot (FP) como cavidade ressonante. As faces do material semiconductor constituem as superfícies semi-refletoras da cavidade, que refletem a luz emitida na camada ativa, como é possível observar na figura 2.9. Este laser possui a estrutura mais simples e é usado em diversas aplicações.

A condição de oscilação é determinada pelas equações 2.2 e 2.3.

$$\Gamma g_{th} = \alpha + \frac{1}{2L_a} \ln \left(\frac{1}{R_1 R_2} \right) \quad (2.2)$$

$$2k_0 n_a L_a = 2\pi m_i, \quad (2.3)$$

onde Γ é o fator de confinamento, g_{th} é o ganho de *threshold*, parâmetro que corresponde ao ganho que iguala as perdas, α são as perdas na região ativa, L_a é o comprimento da região ativa, R_1 e R_2 são as refletividades dos espelhos, n_a é o índice de refração da região ativa, $k_0 = 2\pi/\lambda$ e m_i é um número inteiro.

A frequência de emissão do laser é dada por:

$$v_m = \frac{m_i c}{2n_a L_a} \quad (2.4)$$

Este tipo de LD não possui nenhum mecanismo para selecionar um comprimento de onda de oscilação específico, pelo que a oscilação múltipla do laser ocorre dentro da largura de banda de ganho como mostrado na figura 2.11. Este tipo de laser é denominado laser multimodal. A oscilação em vários comprimentos de onda provoca o alargamento do impulso numa transmissão de fibra ótica, o que é um entrave em comunicações de longa distância.

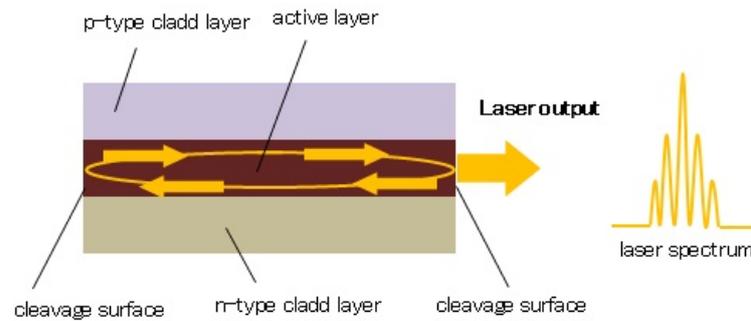


Figura 2.9: Estrutura básica de um LD de Fabry-Perot [8]

A partir das equações 2.2 e 2.3, podemos concluir que o espectro de emissão destes lasers corresponde aos comprimentos de onda de ressonância da cavidade de Fabry-Perot para os quais o ganho do meio ultrapassa o ganho de limiar g_{th} .

Sendo assim, as frequências de ressonância devem satisfazer a condição $e^{j\beta 2L_a} = 1$, onde β é a constante de propagação na região ativa.

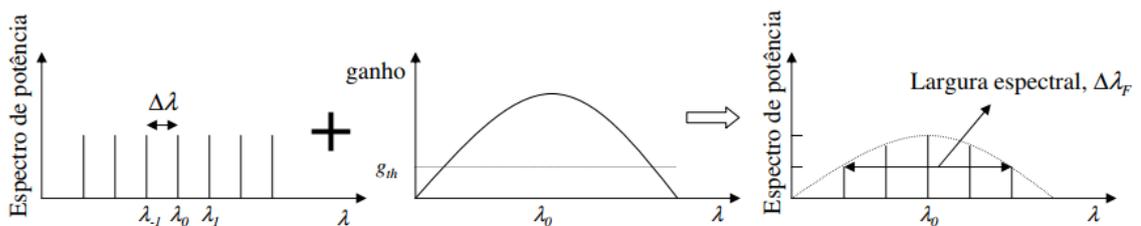


Figura 2.10: Espectro de um LD [9]

A separação entre os modos é definida pela equação 2.5

$$\Delta\lambda_F = \frac{\lambda_m^2}{2n_{a,g}L_A}, \quad (2.5)$$

onde $n_{a,g}$ é o índice de refração de grupo do material semiconductor.

A partir de um certo valor da corrente (corrente de limiar, I_{th}) o ganho iguala as perdas da cavidade e inicia-se o processo de emissão estimulada. Nesse momento, o ganho começa a aumentar com o aumento da corrente de injeção, gerando potências óticas mais elevadas. A figura

2.11 mostra a curva da potência óptica em função da corrente de injeção, o que comprova que só a partir de um determinado valor de corrente é que se dá início ao processo de emissão estimulada.

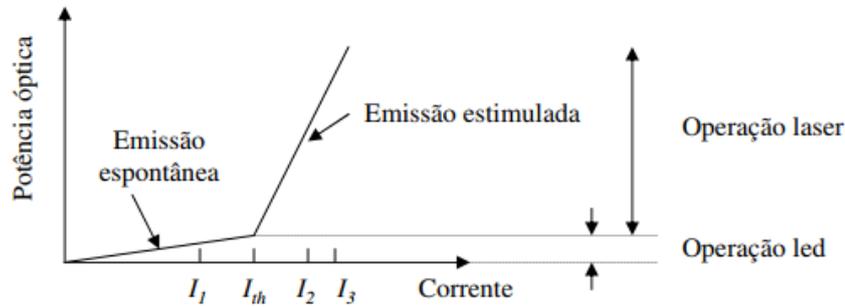


Figura 2.11: Curva P x I de um LD [9]

A corrente de limiar pode ser assim descrita pela seguinte equação:

$$I_{th} = \frac{Vq}{\tau_{sp}} N_{th}, \quad (2.6)$$

onde V é o volume da zona ativa, τ_{sp} o tempo de vida médio dos portadores e N_{th} a densidade de portadores injetados.

Uma particularidade da corrente de limiar I_{th} é o facto de ser altamente dependente da temperatura, sendo que essa dependência é caracterizada pela equação 2.7.

$$I_{th}(T) = I_0 \exp(T/T_0), \quad (2.7)$$

onde I_0 é uma constante e T_0 é característica de temperatura usada muitas vezes para exprimir a sensibilidade da corrente de limiar.

Devido à estrutura simétrica do laser, este é capaz de realizar a emissão através das duas faces. A potência óptica emitida por face é assim definida por:

$$P_0(I) = \frac{1}{2} \frac{hv}{q} \frac{\eta_e}{\eta_i} (I - I_{th}) \quad (2.8)$$

Nesta expressão η_e é a eficiência quântica externa e relaciona a fração dos portadores injetados com o número de fótons emitidos. O parâmetro η_i é a eficiência quântica interna e corresponde à fração de eletrões injetados que origina fótons estimulados.

Sendo assim, podemos concluir que a corrente de limiar deverá ser objeto de um estudo bastante cuidado, de modo a garantir o correto funcionamento do LD.

2.3.1.2 Díodo Laser DFB

Os laser de *feedback* distribuído (DFB, "*Distributed Feedback Laser*") é semelhante ao laser de FP, mas possui uma rede de *Bragg* localizada junto à região ativa na cavidade de FP, provocando uma variação periódica no índice de refração da região, causando assim pequenas reflexões. Esta

rede de *Bragg* é inserida de modo a filtrar todos os modos longitudinais excetuando o modo central, o que faz com que oscile a uma única frequência.

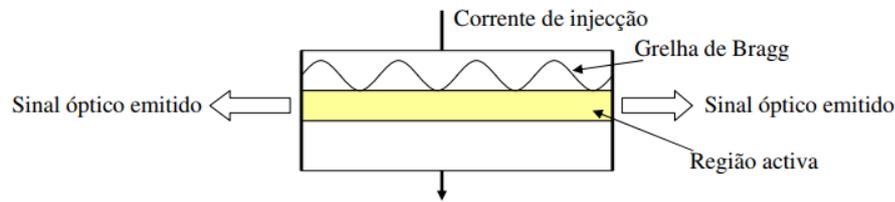


Figura 2.12: Estrutura de um laser DFB [9]

Estes lasers são caracterizados por apresentarem menor largura espectral, menor ruído, maior potência de emissão e maior débito binário, sendo usados como fontes de sinais óticos para comunicações óticas de longa distância. No entanto o seu fabrico é mais complexo e tem custos mais avultados, o que reduz significativamente a sua utilização.

2.3.1.3 Díodo Laser FBG

O laser mais económico a oscilar num único comprimento de onda é o diodo laser FBG ("*Fiber Bragg Grating*"), cujo comprimento de onda é estabilizado por uma fibra de *Bragg* externa, que provoca o aumento do ruído de intensidade relativa (RIN, "*Relative Intensity Noise*") para uma dada frequência de oscilação. A figura 2.13 ilustra a estrutura básica deste tipo de lasers.

Neste caso, a cavidade do laser tem uma das faces revestida com material de alta refletividade. A outra face da cavidade e a extremidade incidente da fibra possuem um revestimento anti-refletor para evitar a reflexão da luz. Uma vez que a FBG formado no núcleo de fibra apenas reflete um comprimento de onda específico, ocorre a oscilação de um único comprimento de onda.

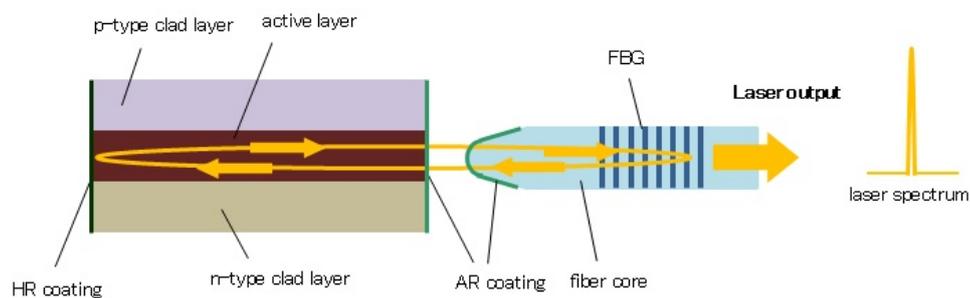


Figura 2.13: Estrutura básica de um laser FBG [8]

2.3.2 Equações de caracterização do laser semiconductor

O comportamento dinâmico do laser semiconductor pode ser descrito pelas equações de taxa para a variação da densidade de portadores (eletrões) e fótons na cavidade, respetivamente:

$$\frac{dN}{dt} = \eta_i \frac{I}{qV} - g_0(N - N_0)(1 - \varepsilon P)P - \frac{N}{\tau_{sp}} \quad (2.9)$$

$$\frac{dP}{dt} = \Gamma g_0(N - N_0)(1 - \varepsilon P)P - \frac{1}{\tau_{ph}}P + \delta\Gamma \frac{N}{\tau_{sp}} \quad (2.10)$$

onde Γ é o fator de confinamento ótico, I é a corrente de injeção de portadores, V é o volume da região ativa, q é a carga do eletrão, g_0 é o declive do ganho material, N é a densidade de portadores, P é a densidade de fótons, N_0 é a densidade de portadores para a qual o ganho iguala as perdas, ε é o fator de compressão de ganho, δ é o fator de emissão espontânea, τ_{sp} é o tempo de vida dos portadores e τ_{ph} é o tempo de vida dos fótons que se relaciona com a perda na superfícies refletoras pela equação 2.11.

$$\tau_{ph}^{-1} = \left(\frac{v_g}{2L}\right) \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) + v_g \alpha, \quad (2.11)$$

onde v_g é a velocidade grupo.

Se estivermos no limiar da emissão estimulada, a densidade de portadores no limiar é dada por:

$$N = N_{th} = N_0 + \frac{1}{\Gamma g_0 \tau_{ph}} \quad (2.12)$$

Deste modo, é possível calcular a corrente de limiar como sendo:

$$I_{th} = \frac{qV N_{th}}{\tau_{sp} \eta_i} \quad (2.13)$$

Sendo assim, é possível que a eficiência interna está relacionada com a corrente de limiar, sendo que quanto mais elevada for a corrente de limiar, menor será a eficiência interna.

A eficiência quântica interna corresponde à razão entre o número de fótons gerados na cavidade e o número de eletrões injetados, e geralmente é próximo de 1.

A eficiência quântica externa de um laser é a razão entre o aumento do número de fótons emitidos acima do limiar e o aumento do número de eletrões injetados e é definida pela equação 2.14:

$$\eta_{ext} \approx \frac{1}{E_g} \frac{dP}{dI} = \eta_i \frac{\Gamma g_{th} - \alpha}{\Gamma g_{th}} \quad (2.14)$$

A eficiência total define a razão entre o número de fótons emitidos e o número de eletrões injetados e é dada por:

$$\eta_T \approx \frac{P_{out}}{IE_g} \quad (2.15)$$

Um dos parâmetros mais importante para caracterizar os LDs no domínio das frequências é a sua frequência de ressonância f_r , na qual a potência à saída do LD atinge o valor máximo.

A função transferência do laser semiconductor estabelece a relação entre a intensidade de modulação do sinal ótico e a modulação da corrente e é obtida considerando e que a fração da emissão espontânea do laser é nula, isto é, $\delta = 0$.

A frequência de ressonância de um laser é dada por [31]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{\tau_{ph}\tau_{sp}}} \left(\frac{I}{I_{th}} - 1 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.16)$$

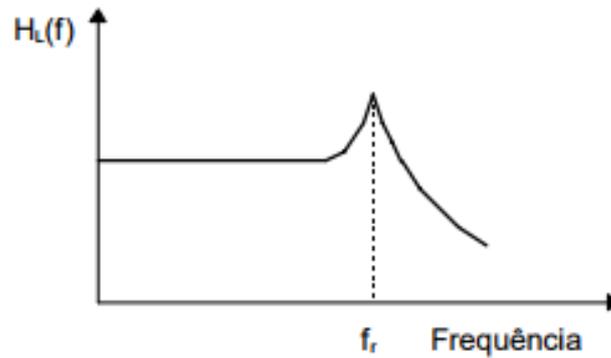


Figura 2.14: Função de transferência teórica de um laser semiconductor [10]

A largura de banda do laser, definida a -3dB, é aproximadamente $f_{3dB} = \sqrt{3}f_r$, isto considerando que a operação se efetua acima do limiar e que é modulada com pequenos sinais. Assim, tendo em conta a equação 2.16 concluí-se que quanto maior a corrente de injeção do LD maior será a sua frequência de ressonância e consequentemente, maior será a sua largura de banda [10].

2.4 Fotodíodo

Materiais semicondutores, como o silício, não são utilizados puros em aplicações elétricas por não apresentarem características vantajosas. Sendo assim, por um processo de dopagem são adicionados outros elementos ao silício. O princípio de operação do fotodíodo é assim semelhante ao funcionamento do díodo laser e a figura 2.15 apresenta a estrutura básica de um díodo e o seu equivalente.

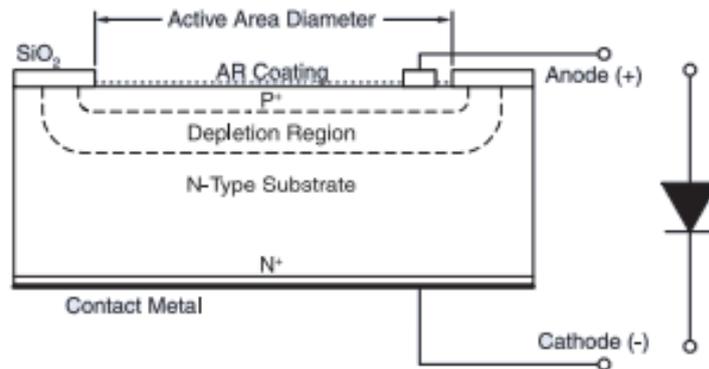


Figura 2.15: Díodo de Junção PN [11]

A curva que caracteriza um díodo é a curva da corrente em função da sua tensão. A figura 2.16 ilustra uma curva típica para essa mesma relação.

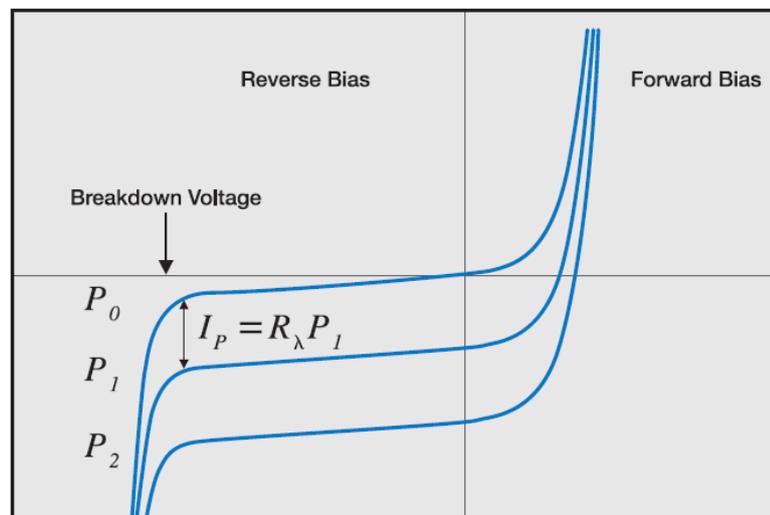


Figura 2.16: Curva típica de um fotodíodo [11]

O fotodíodo é assim um fotodetector, cujo a sua finalidade é converter luz em corrente elétrica, sendo capaz de responder a uma entrada ótica. Estes dispositivos possuem uma conexão de fibra ótica, responsável por deixar a luz passar e incidir na sua camada fotossensível.

No processo de fotodeteção os fótons absorvidos pelo material semiconductor fazem transitar elétrons da banda de valência para a banda de condução desde que o comprimento de onda de operação seja inferior a um valor crítico.

$$\lambda < \lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad (2.17)$$

A tabela 2.1 apresenta alguns valores críticos para os diferentes materiais que podem constituir um fotodíodo.

Material	Si	Ge	GaAs	$Ga_xIn_{1-x}As$	$Ga_xIn_{1-x}As_{1-x}P_{1-y}$
$E_g(eV)$	1.1	0.72	1.43	1.43-0.36	1.35-0.36
$\lambda_c(\mu m)$	1.1	1.7	0.87	0.87-3.44	0.92-3.44

Tabela 2.1: Valores críticos de alguns materiais

Os fotodíodos podem ser polarizados de forma direta ou reversa. A polarização aplicada tem sempre a mesma direção que a do campo elétrico da região de depleção, o que irá provocar um aumento da força aplicada aos portadores de carga gerados pelos fótons incidentes, originando uma corrente elétrica mais forte.

Na polarização direta, as lacunas são atraídas para a junção N e os elétrons para a junção P, o que provoca um aumento da zona de depleção, isto é, a área sensível à luz incidente aumenta, o que facilita a capacidade de detetar a luz incidente.

Na polarização reversa, o diodo é alimentado por uma tensão reversa. Nessa situação, há grande resistência à passagem de corrente, resistência essa que diminui quando o fotodíodo é iluminado, observando-se a passagem de uma corrente reversa, tal como mostra a figura 2.16.

O tempo de resposta de um fotodíodo tende a diminuir quando a sua superfície aumenta. A velocidade e capacidade de resposta do fotodíodo podem ser monitorizadas, controlando a espessura do substrato, durante o seu fabrico, processo esse no qual a área ativa do díodo é revestida por um material anti-reflexo para reduzir a reflexão da luz para um comprimento de onda específico, enquanto a área não ativa é coberta por óxido de silício como está demonstrado (figura 2.15). Este controlo da velocidade de resposta é importante, visto que uma velocidade muito alta permite detetar pulsos de luz muito rápidos, alcançando frequências de dezenas ou mesmo centenas de MHz [11].

As principais características de um fotodetector devem ser:

- Elevada sensibilidade para os comprimentos de onda de interesse;
- Largura de banda e tempos de resposta adequados ao débito binário utilizado;
- Introdução de pouco ruído;
- Fraca sensibilidade a variações de temperatura;
- Fácil acoplamento à fibra;

Existem dois tipos de fotodíodos: PIN e APD.

2.4.1 Fotodíodos PIN

Fotodíodos PIN, são díodos semicondutores que têm uma junção p-i-n, formada pela introdução de uma camada de material semicondutor intrínseco, entre as junções p e n. A introdução desta camada faz aumentar a largura da zona de depleção, o que provoca um aumento da área de captação de luz e uma diminuição da capacitância de junção, o que torna o dispositivo mais rápido.

Num fotodíodo ideal seria originado um par elétron-lacuna por cada fóton incidente na região de absorção, no entanto num fotodetector PIN real a eficiência da conversão η , designada eficiência quântica, é inferior a 1.

A eficiência de conversão de um fotodetector é a razão entre a taxa de pares elétron-lacunas gerados e a taxa de fótons incidentes, sendo descrita por:

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_{ot_{in}}/(hv)} \quad (2.18)$$

A responsividade R de um fotodíodo apresenta uma relação da fotocorrente gerada por potência ótica incidente, num comprimento de onda específico e é dada por [32]:

$$R = \frac{I_p}{P_{ot_{in}}} = \frac{\eta q}{hv} = \eta \frac{\lambda_{\mu m}}{1.24} \quad (2.19)$$

Contudo, a fotocorrente $i(t)$ gerada aos terminais do fotodetector apresenta uma componente média I_p à qual é adicionada uma componente aleatória $i_q(t)$, designada por ruído quântico (*shot noise*), própria dos sistemas de comunicação ótica:

$$i(t) = I_p + i_q(t) = RP_{ot_{in}} + i_q(t) \quad (2.20)$$

A densidade espectral de potência do ruído quântico é dada por:

$$\frac{d \langle i_q^2 \rangle}{df} = 2qI_p = 2qRP_{ot_{in}} \quad (2.21)$$

Como podemos verificar pela equação 2.21, o ruído depende essencialmente da potência ótica do sinal recebido.

A sensibilidade de um recetor é definida como a potência ótica mínima necessária para obter um valor de BER especificado e no caso de um recetor baseado num fotodíodo PIN, esta diminui com o aumento do débito binário, sendo dada por:

$$P_{ot_{min}} = \frac{qQ^2 I_p R_b}{R} \quad (2.22)$$

2.4.2 Fotodíodos de Avalanche

O fotodíodo de avalanche (APD) é semelhante ao fotodíodo PIN, no entanto possui um ganho interno que faz com que tenha maior responsividade do que os fotodíodos comuns. Esse diodo opera polarizado no sentido inverso, gerando campos elétricos mais intensos, o que é suficiente para que os elétrons gerados adquiram energia e libertem mais elétrons da banda de valência para a banda de condução, daí a denominação de fotodíodo de avalanche.

Num fotodetector APD o processo de multiplicação por avalanche é caracterizado por um ganho $m(t)$ aleatório com valor médio M , já que o fenômeno de avalanche é aleatório.

Este valor médio é dado por:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_D - v_T}{V_{BR}}\right)}, \quad (2.23)$$

onde V_D é a tensão reversa de polarização do diodo, v_T é uma queda de tensão interna que depende da temperatura do diodo e V_{BR} é a tensão de ruptura do diodo.

Sendo assim, a corrente média no APD é $I_M = MI_P = RMP_{ot_{in}}$, sendo I_P a fotocorrente gerada, R a responsividade e $P_{ot_{in}}$ a potência ótica incidente.

Tal como fotodíodos PIN, os fotodíodos APD também apresentam um ruído associada à fotocorrente gerada, porém devido ao fenômeno de avalanche, este vem afetado de um ganho M .

$$i(t) = MI_P + i_q(t) = MRP_{ot_{in}} + i_q(t) \quad (2.24)$$

Deste modo, a densidade espectral de ruído é dada por:

$$\frac{d \langle i_q^2 \rangle}{df} = 2qM^2F(M)I_P = 2qM^2F(M)RP_{ot_{in}} \quad (2.25)$$

Em suma, verificamos que o diodo APD apresenta um ganho de conversão O/E superior ao diodo PIN. No entanto, os circuitos que integram estes fotodetectors apresentam um ruído quântico que limita o sistema, uma estrutura mais complexa, são mais sensíveis a variações de temperatura e ainda necessitam de tensões de polarização superiores, visto ser necessário garantir a multiplicação em avalanche, o que faz com que a escolha recaia nos fotodíodos PIN, pois neste caso o ruído de circuito será o ruído dominante. Porém, em comunicações de longa distância é utilizado o fotodíodo APD uma vez que apresenta maior responsividade, em comparação com o fotodíodo do tipo PIN, benéfico para comunicações onde há uma maior degradação do sinal.

Capítulo 3

Circuitos optoeletrônicos baseados em RTDs para comunicações *wireless*

Na secção 3.1 deste capítulo é apresentada uma descrição do princípio de funcionamento dos RTDs bem como a sua estrutura. Na secção 3.2 são descritas as principais características destes dispositivos. Na secção 3.3 é descrita a técnica de *injection locking* que permite melhorar o ruído de fase do nosso sistema. De seguida, na secção 3.4 é apresentado o circuito equivalente do RTD a ser usado nas simulações em ADS. Por fim, nas secções 3.5 e 3.6 são descritas as funções *downlink* e *uplink*.

3.1 Díodo de Efeito de Túnel Ressonante

Os Díodos de Efeito de Túnel Ressonante (RTDs), propostos por Leo Esaki, o que fez com que ganhasse o Prémio Nobel da Física em 1973, são nanodispositivos não-lineares unipolares que apresentam característica de tensão e corrente não linear à temperatura ambiente, cuja zona ativa compreende uma estrutura de poço quântico de dupla barreira de potencial capaz de apresentar uma zona de resistência diferencial negativa (NDR), permitindo gerar e processar sinais de elevada velocidade com frequências que podem atingir a ordem dos THz [33].

Estes dispositivos apresentam dois portos, um DC e outro RF, permitindo ao circuito operar no domínio ótico ou num domínio totalmente elétrico.

Devido à sua simples estrutura e às suas dimensões, os RTDs podem ser facilmente integrados com dispositivos eletrónicos e optoeletrónicos, permitindo a redução de consumos energéticos, isto porque possuem um ganho intrínseco, provido da sua região de condutância diferencial negativa, o que permite uma implementação simples e eficiente em energia, fazendo com que operem como amplificadores e osciladores, reduzindo significativamente o número de elementos necessários para uma determinada função [13]. Estes dispositivos permitem ainda aumentar a estabilidade dos circuitos, sem se perder as vantagens inerentes ao uso de dispositivos óticos [18; 34].

A integração dos RTDs em comunicações sem fios permite assim desenvolver sistemas de alta capacidade usando elevada largura de banda na faixa THz.

A estrutura dos RTDs é formada pelos elementos Índio (In), Gálio (Ga), Alumínio (Al) e Arsênio (As), sobre um substrato semiconductor de fosfato de índio (InP) altamente dopado com impurezas dadoras $n+$. O InGaAs é uma camada semiconductor que se encontra rodeada por duas camadas mais finas de material com maior energia de *bandgap*, constituindo desse modo a estrutura de poço quântico de dupla barreira (DBQW, "*Double Barrier Quantum Well*").

A estrutura do RTD é apresentada na figura 3.1.

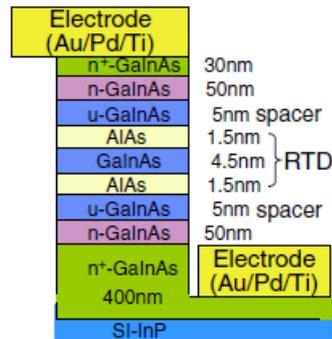


Figura 3.1: Estrutura em camadas de um RTD [12]

3.2 Principais características do RTD

3.2.1 Efeito de Túnel

Efeito de túnel é um fenômeno da mecânica quântica no qual é atribuída uma probabilidade às partículas de poderem transpor um estado de energia teoricamente proibido, dado que uma determinada partícula pode ultrapassar uma barreira de potencial, mesmo que a sua energia cinética seja menor que a energia potencial da barreira, contrariando a física clássica. Quando existem duas barreiras de potencial consecutivas, este efeito é denominado de efeito de túnel ressonante.

Uma das principais características deste mecanismo quântico é que o tempo de efeito de túnel é muito inferior ao tempo de trânsito através da barreira, uma vez que não é calculado de forma convencional ($t_T = W/v$, em que W é a largura da barreira e v a velocidade do portador). O tempo de efeito de túnel para um portador de energia E superar uma barreira de potencial U_0 é dado por:

$$t_T = \frac{1}{U_0 - E} \quad (3.1)$$

Como podemos observar na expressão 3.1, quanto maior for o potencial da barreira, menor será o tempo de tunelamento.

3.2.2 Barreiras de potencial e poço quântico

As camadas AIs correspondem às barreiras quânticas de arsenieto de alumínio, sendo que entre ambas as barreiras se encontra o poço quântico de InGaAs, formado devido à diferença de potencial entre o material das diferentes camadas, originando a estrutura DQBW.

O coeficiente de transmissão de uma determinada barreira é definido como uma fração dos elétrons que conseguem atravessá-la e é dado pela seguinte expressão:

$$T(E) = e^{-2bL}, b = \sqrt{\frac{8\pi^2 m(U_0 - E)}{h^2}}, \quad (3.2)$$

onde U_0 é a energia da barreira, L é a largura da barreira quântica, h é a constante de Planck, E é a energia dos portadores e m a sua massa.

Após descoberto o efeito de túnel ressonante em barreiras duplas (Bohm, em 1951) [35], foi estudada a possibilidade de transmissão ressonante de um elétron por uma dupla barreira de potencial formada em cristais semicondutores (Iogansen, em 1964) [36]. O estudo realizado permitiu concluir que estruturas com barreiras idênticas mostram coeficientes de transmissão igual a 1 quando as energias das partículas incidentes são iguais às energias ressonantes da estrutura, isto é, iguais a um dos níveis de energia do poço [13].

A figura 3.2 mostra o coeficiente de transmissão no caso de uma barreira quântica e no caso de um DBQW.

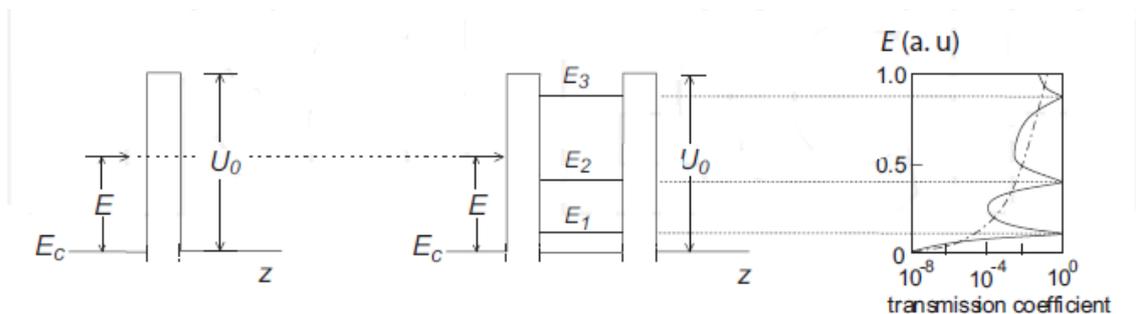


Figura 3.2: Comparação do coeficiente de transmissão numa barreira única e num DBQW [13]

A figura 3.2 permite concluir que mesmo para valores de energia mais baixos, tendo um DBQW conseguimos obter um coeficiente de transmissão muito próximo de 1, o que não acontece se tivermos uma única barreira. Quanto ao lóbulo do coeficiente de transmissão este vai sofrendo uma ampliação com o aumento da energia, dado que as barreiras tornam-se mais transparentes.

Deste modo, a grande diferença entre um DBQW e um poço ideal, é que no poço ideal os elétrons ficam confinados naquela zona, enquanto no DBQW os elétrons têm uma probabilidade finita de poderem atravessar a barreira de potencial, através dos níveis de energia ressonantes.

A estrutura de dupla barreira permite assim atuar como um filtro, cujo fluxo de elétrons que a atravessam a barreira pode ser controlado através de uma tensão de polarização, verificando-se

que estes apresentam picos de transmissão que correspondem a picos de corrente na característica corrente-tensão (I-V) do RTD [37; 38].

3.2.3 Característica corrente-tensão dos RTD

A figura 3.3 mostra a característica I-V de um RTD oscilador, que consiste no RTD imbuído num circuito oscilador, constituído por uma impedância e uma resistência ligadas em série.

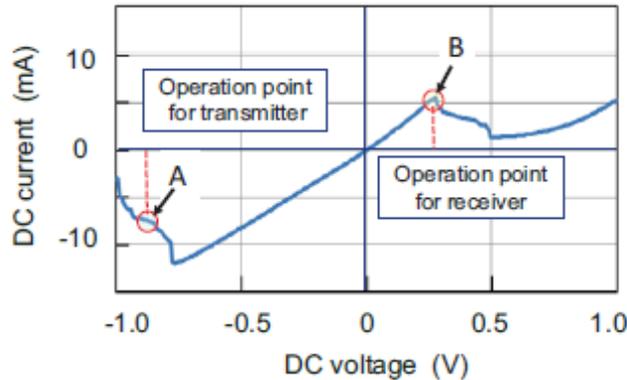


Figura 3.3: Característica I-V de um RTD oscilador [14]

Esta característica é antissimétrica em torno do ponto zero de polarização, isto porque a estrutura DBQW-RTD é simétrica e o dispositivo é unipolar. Nesta figura é possível visualizar uma zona de resistência diferencial negativa (NDR) para ambas as polaridades, correspondente a um intervalo da tensão de polarização que deve ser aplicada, para que o RTD opere como um transmissor. Sendo assim, o ponto ótimo para o RTD operar como recetor corresponde ao pico de corrente (ponto B), enquanto para operar como transmissor é necessário que o RTD seja polarizado com uma tensão que faça o RTD se encontrar na zona de oscilação (ponto A).

Existem três parâmetros essenciais no estudo dos RTDs que estão relacionados com a característica I-V destes osciladores: Resistência diferencial (R_d), razão de corrente pico-vale (PCVR) e razão de tensão pico-vale (PVVR).

Estes parâmetros são definidos pelas seguintes expressões:

$$G_d = \frac{1}{R_d} = \frac{3}{2} \left(\frac{I_P - I_V}{V_V - V_P} \right) \quad (3.3)$$

$$PCVR = \frac{I_P}{I_V} \quad (3.4)$$

$$PVVR = \frac{V_P}{V_V} \quad (3.5)$$

Do ponto de vista da aplicação, a condutância diferencial negativa pode fornecer o ganho necessário de forma a manter o sistema em oscilação.

O desempenho do sistema está relacionado com o PCVR e este será tanto maior quanto mais elevado for o nível de energia da barreira potencial, o que pode ser conseguido substituindo o material GaAs por $In_{0.53}Ga_{0.47}As$ [39].

A figura 3.4 mostra a relação entre os perfis da banda de condução e a característica corrente-tensão de um RTD.

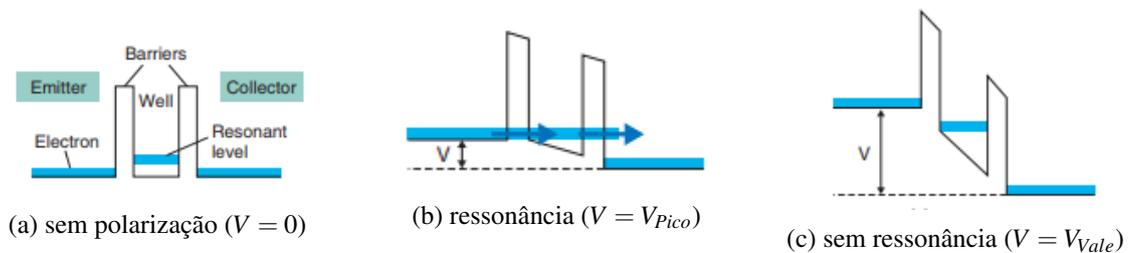


Figura 3.4: Perfis de banda de condução de um RTD em três tensões de polarização diferentes [15]

Quando não é aplicada nenhuma tensão de polarização não é observada corrente, uma vez que o sistema se encontra em equilíbrio térmico. Quando a tensão de polarização começa a aumentar a partir de zero, o perfil potencial da estrutura DBQW sofre uma alteração e a probabilidade de os elétrons atravessarem as barreiras aumenta, provocando consequentemente o aumento da corrente, originando uma zona na curva I-V denominada região de resistência diferencial positiva (PDR, "Positive Differential Resistance").

Quando a energia dos elétrons atinge o primeiro estado de energia ressonante (V_{pico}), o coeficiente de transmissão é muito próximo de 1, o que significa que a maioria dos elétrons atravessará a zona DBQW.

Com o aumento adicional da tensão de polarização, o coeficiente de transmissão diminui drasticamente, dado que o nível de energia dos elétrons é muito superior à energia de ressonância do poço quântico, que é puxado para a *bandgap*, fazendo com que não existam elétrons para atravessar eficientemente esta barreira, provocando assim uma diminuição da corrente, dando origem à região de resistência diferencial negativa (NDR), que foi demonstrada experimentalmente pela primeira vez em 1974, por Chang, Esaki e Tsu [38].

O aumento da tensão de polarização fará com que a corrente volte a aumentar quando os níveis de energia dos elétrons atingirem um segundo nível de energia de ressonância.

Os osciladores baseados em RTD são circuitos simples que aproveitam as vantagens fornecidas pela zona NDR, para transmitir sinais. Esta zona induz no circuito um ganho e oscilações elétricas a altas frequências, onde a frequência de ressonância é determinada pela capacidade intrínseca do RTD e pela indutância equivalente do circuito. Além disso, os osciladores baseados em RTD fornecem baixos níveis de ruído. A fim de obter uma melhoria adicional no ruído de fase são utilizadas técnicas de *injection locking* [40].

Sendo assim, o RTD fornece uma característica de tensão-corrente que permite operar o nosso sistema em dois regimes diferentes: regime estacionário ou regime auto-oscilatório.

Na situação em que o RTD opera no regime estacionário, este responde a perturbações externas fracas ao emitir impulsos nos domínios elétrico e ótico quando a perturbação excede um determinado limite.

O RTD tem diversas aplicações e como já foi referido pode atuar, quer como recetor, quer como transmissor.

Um dos estudos mais interessantes e relevantes foi reportado por Tadao Nagatsuma, em 2012, [14] onde foi estudado o caso em que o RTD poderia desempenhar o papel de um modulador OOK ("On-Off Keying"), tirando partido das vantagens fornecidas pela NDR. O RTD é capaz de realizar uma modulação ASK quando se encontra a oscilar. No entanto, se o RTD se encontrar polarizado próximo dos limites da NDR e lhe for aplicado um sinal que o faça entrar e sair da oscilação (NDR), é possível ver o RTD a alternar entre o estado ligado e desligado, isto é, a oscilar e a não oscilar, respetivamente, gerando desse modo uma sinal com modulação OOK.

A figura 3.5 apresenta o caso em que o RTD opera como um transmissor OOK.

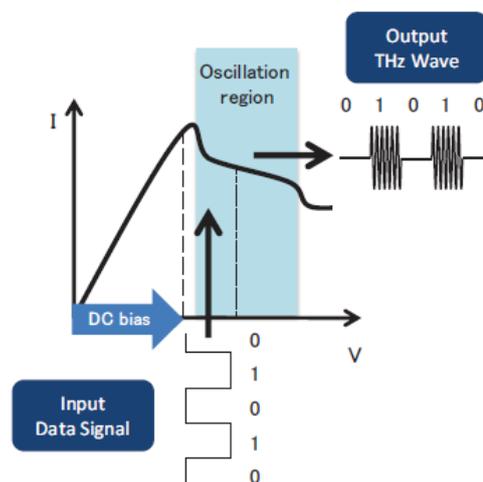


Figura 3.5: Operação do RTD transmitindo um sinal OOK [14]

3.3 Injection Locking

A técnica de *injection locking* consiste num bloqueio da fase e frequência de um oscilador, aplicando-lhe um sinal proveniente de um outro oscilador, denominado oscilador mestre com a mesma fase e frequência de oscilação do primeiro.

Os primeiros estudos desta técnica foram realizados por Huygens, em 1665. Esse estudo revelou que dois relógios de pêndulo poderiam sincronizar-se, mesmo iniciando desfasados e com diferentes frequências de oscilação [41].

Mais tarde, em 1945, Adler aprofundou mais esta técnica, que havia sido aplicada em 1927 por Van der Pol para desenvolver um oscilador forçado, conhecida hoje como a técnica do "*Injection-Locking Oscillator*" (ILO) [19].

Em suma, esta técnica permite que um oscilador tenha sempre a mesma frequência de oscilação mediante certas condições, reduzindo consideravelmente o ruído de fase do sistema oscilador.

3.4 Circuito equivalente de um RTD

Os RTDs são dispositivos baseados nos osciladores de Liénard. Devido à sua simplicidade e à capacidade de operarem à temperatura ambiente e a elevadas taxas de transmissão, atingindo a ordem dos THz, os RTDs tornaram-se assim dispositivos muito interessantes para o desenvolvimento de sistemas de comunicação a altos débitos, tirando vantagens da característica de corrente-tensão não linear que apresentam.

A maioria dos modelos descreve o RTD por circuitos equivalentes de pequenos sinais, consistindo numa capacidade C , resultante do carregamento e descarga de eletrões do DBQW e regiões de depleção, em paralelo com uma fonte de corrente controlada por tensão $I = F(V)$. O RTD oscilador consiste no RTD como díodo, ligado a uma resistência em série R devido a contactos óhmicos e uma indutância L , correspondente à impedância da linha [13; 42].

O circuito equivalente de um RTD é assim apresentado na figura 3.6.

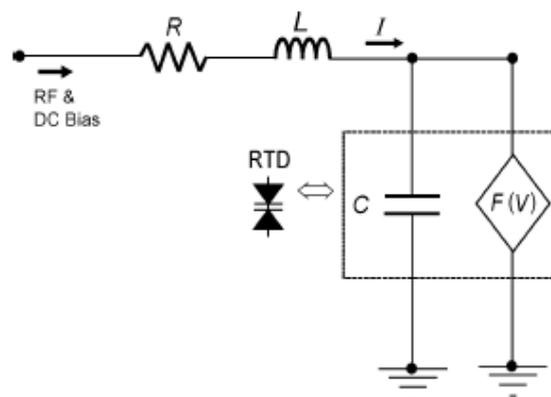


Figura 3.6: Circuito equivalente de um RTD oscilador [16]

No entanto, o circuito de polarização, que inclui a impedância da fonte de energia e vários elementos parasitas, introduz pequenas oscilações indesejadas de baixa frequência, que não são benéficas para operação a altas frequências, uma vez que provocam alguma instabilidade no circuito. Deste modo, foram desenvolvidos vários métodos para a supressão dessas oscilações de baixa frequência, sendo utilizado no nosso caso de estudo uma resistência, que deverá ter um valor que garanta a estabilização da polarização e ao mesmo tempo minimize a dissipação de energia [43; 44].

A função característica I-V, que caracteriza a fonte de corrente dependente da tensão V, pode ser descrita pela equação seguinte [16]:

$$F(V) = \left(A \ln \left(\frac{1 + e^{q(B-C+n_1V)/k_bT}}{1 + e^{q(B-C-n_1V)/k_bT}} \right) \times \left[\frac{\pi}{2} + \arctan \left(\frac{C - n_1V}{D} \right) \right] + H(e^{n_2qV/k_bT} - 1) \right) \times M, \quad (3.6)$$

onde k_b é a constante de Boltzmann e T a temperatura ambiente. Os parâmetros A e B estão relacionados, entre outros fatores, com a largura de ressonância e com as energias do nível de Fermi e permitem o ajuste da corrente de pico de RTD. C e n_1 determinam a tensão de pico do RTD e estão correlacionadas com a energia do nível ressonante e com o coeficiente de transmissão. O parâmetro D está relacionado com a largura da NDR e a constante H corresponde à corrente de saturação do díodo. Os parâmetros D e H permitem ajustar a relação entre correntes e tensões pico-vale, PCVR e PVVR, respetivamente, dadas pelas expressões 3.4 e 3.5. O fator multiplicativo M corresponde à área do RTD [13].

Os valores típicos para estes parâmetros dependem do material semiconductor usado nas barreiras. A tabela 3.1 apresenta os valores para os diferentes materiais (compostos) possíveis de usar nas camadas da estrutura de um RTD.

Compostos	A (Acm^{-2})	B(V)	C(V)	D(V)	H (Acm^{-2})	n_1	n_2
GaAs/AlAs	1950	0.05	0.0874	0.0073	18343	0.0352	0.0031
InGaAs/AlAs	3800	0.068	0.1035	0.0088	4515	0.0862	0.0127

Tabela 3.1: Parâmetros físicos típicos da equação que caracteriza a curva I-V de um RTD [19]

Ao aplicar as leis de *Kirchhoff* ao circuito da figura 3.6, temos que a tensão V através da capacitância C e a corrente I através do indutor L são dadas pelas equações diferenciais 3.7 e 3.8, respetivamente.

$$V' = \frac{1}{C}[I - F(V)] \quad (3.7)$$

$$I' = \frac{1}{L}(V_{DC} - RI - V) \quad (3.8)$$

Estas equações, em que V_{DC} é a tensão de polarização, descrevem um sistema oscilador conhecido como oscilador generalizado de Liénard, estando estes na base do funcionamento dos RTDs. Como não há uma dependência direta do tempo nestas equações, dizemos que estas descrevem um sistema autónomo bidimensional caracterizando o comportamento elétrico destes sistemas.

Estas equações diferenciais podem ser redefinidas, de modo a poder incluir uma perturbação externa. Sendo assim, apenas a equação 3.8 virá alterada, sendo que o termo V_{DC} é agora substituído pelo termo: $V_{DC} + V_{AC} \sin(2\pi f_{in}t)$.

Para manter a existência da zona NDR na característica I-V dos RTDs, é necessário que o tempo de atraso dos elétrons desde do emissor ao coletor, seja inferior ao período da frequência de operação [45].

O tempo de atraso efetivo pode ser descrito em função do tempo de permanência na região onde ocorre o efeito de túnel ressonante, τ_{rtd} , e o tempo de trânsito dos elétrons na região de depleção do coletor, τ_{dep} . Sendo assim o tempo de atraso efetivo é expresso pela seguinte equação:

$$\tau_{delay} = \tau_{rtd} + \frac{\tau_{dep}}{2} \quad (3.9)$$

Quanto mais estreito for o poço quântico, maior é a frequência de oscilação, dado que reduzindo a espessura do poço, a capacidade produzida pelo tempo de atraso é também ela reduzida.

O τ_{rtd} pode ser reduzido, otimizando a estrutura do RTD. Já o τ_{dep} pode ser reduzido, otimizando o tamanho e o material da região do coletor.

A frequência de oscilação máxima teórica de um RTD com base no equivalente para pequenos sinais do circuito de RTD é dada por [39]:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{1}{L_{QW}C_d} \right) \left(1 - \frac{C_D}{2L_{QW}G_d^2} \right) \times \left(1 - \sqrt{\left(1 - \frac{(1 + R_s G_d)/(R_s G_d)}{(C_d/2L_{QW}G_d^2 - 1)^2} \right)} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.10)$$

onde C_D é uma capacidade resultante do efeito de carga e descarga dos capacidades das regiões de depleção, G_d é a condutância diferencial negativa e R_s é a resistência em série do dispositivo, que inclui a resistência de contacto, a resistência devido ao espelhamento e resistência das regiões do emissor e do coletor. O parâmetro L_{QW} é denominado por indutância quântica e é dado pela seguinte equação:

$$L_{QW} = \frac{\tau_{rtd}}{G} \quad (3.11)$$

Em estruturas adequadamente projetadas, pretende-se que a indutância quântica, L_{QW} não tenha um impacto significativo na operação de alta frequência de RTDs [46], pelo que f_{max} pode ser aproximada pela seguinte expressão:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d}{R_s} - 1} \quad (3.12)$$

Assim, para maximizar a frequência de oscilação do dispositivo é necessário minimizar os efeitos dos componentes passivos do sistema, reduzindo a largura das barreiras potenciais e maximizar a resistência diferencial, dada por 3.3.

É possível fazer uma primeira estimativa para a frequência de oscilação através da seguinte expressão:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_d}} \quad (3.13)$$

No entanto, a frequência de oscilação mais exata é dada pela expressão 3.14, onde se considera o efeito da resistência diferencial negativa.

$$f'_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_d} - \frac{1}{C_d^2 R_d^2}} \quad (3.14)$$

A potência máxima teórica de um oscilador RTD [45; 46] é dada pela seguinte expressão:

$$P_{MAX} = \frac{3}{16} \Delta I \Delta V, \quad (3.15)$$

No entanto, para aplicações práticas é mais apropriado considerar a potência de saída como sendo dependente da frequência, pelo que a P_{MAX} é efetivamente dada por:

$$P_{MAX} = \frac{3}{16} \cos[\omega(f) \tau_{rd}] \Delta I \Delta V, \quad (3.16)$$

Sendo assim, podemos concluir pela equação 3.16 que quanto maior for a frequência, menor será a potência de saída do nosso sistema, pelo que para ter uma potência elevada em alta frequência é necessária uma maior região da NDR, bem como um período de trânsito no dispositivo τ_{rd} muito curto.

3.5 RTD-PD

Os fotodetetores (PD, "*Photodetector*") são circuitos capazes de converter sinais óticos em sinais elétricos.

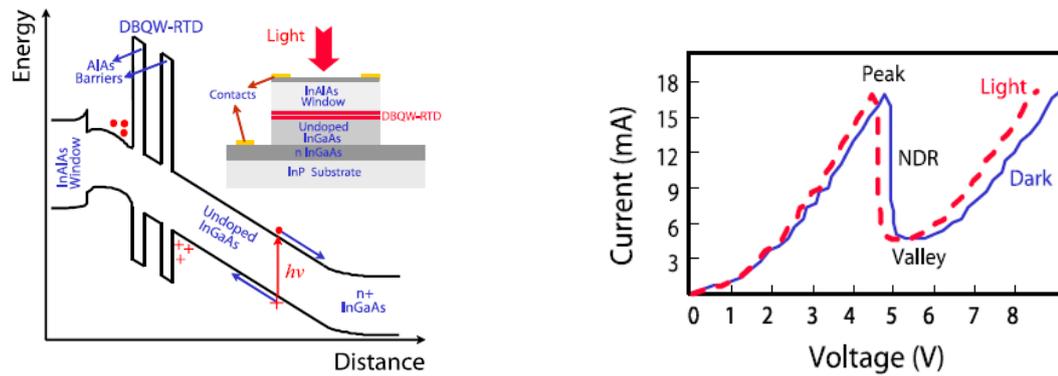
O desenvolvimento dos RTDs tem como objetivo incorporar esta tecnologia nas extremidades de uma ligação *wireless*, permitindo baixos consumos, dimensões reduzidas e atribuindo a capacidade de tratar sinais óticos.

Sendo assim, o circuito utilizado na ligação *downlink*, em que o RTD atua como transmissor faz uso da sua capacidade de se poder comportar como um PD, atuando como um recetor ótico com um amplificador integrado, cujo objetivo é converter uma sub-portadora ótica num sinal RF, que será depois irradiado por uma antena.

Idealmente, um PD deteta toda a luz incidente, tem um tempo de resposta às mudanças do sinal de entrada muito curto e não introduz ruído adicional. Porém, na prática não é isso que acontece, uma vez que os PDs têm largura de banda limitada com tempos de resposta finitos, têm fontes de ruído associadas e a probabilidade de detetar um fóton individual de luz é menor que um.

O RTD-PD utilizado no desenvolvimento da solução proposta corresponde a um empilhamento vertical de camadas epitaxiais dos diferentes materiais semicondutores que constituem o DBQW, onde as camadas de InGaAs consideravelmente espessas correspondentes às barreiras, atuam como regiões absorventes de luz [47].

Sendo assim, um PD baseado numa estrutura DBQW-RTD é uma solução interessante para a deteção ótica quando comparada com outros fotodetetores tradicionais, devido ao seu mecanismo de deteção e ao ganho elétrico, proveniente da NDR.



(a) Esquemático do diagrama da banda de condução na presença de luz

(b) Curva típica I-V com e sem luz

Figura 3.7: RTD-PD: diagrama da banda de condução e curva I-V [17]

A figura 3.7a apresenta o diagrama da banda de condução do RTD para um dado nível de polarização, quando se faz incidir um sinal óptico na janela ótica do RTD, mostrando a formação de uma zona de acumulação de carga na região do emissor e uma zona de depleção na região do coletor. Nesta região estabelece-se um campo elétrico, suficientemente forte, capaz de separar e promover a remoção dos pares elétron-lacuna, resultantes do processo de absorção, gerando fotocargas e reduzindo a resistência em série do circuito, o que leva a um aumento da corrente com a intensidade da radiação absorvida, que também provocará um aumento da condutividade do material.

Consequentemente, a NDR do dispositivo muda para tensões mais baixas, como exemplificado na 3.7b, havendo um pequeno aumento da corrente de pico. Se as lacunas acumuladas tiverem um longo tempo de recombinação (*lifetime*), a sensibilidade do dispositivo é alta, porém a sua resposta em frequência é baixa, enquanto que para tempos de recombinação mais rápidos, a sensibilidade é menor, mas teremos sinais com maiores débitos.

Quando o RTD é polarizado na região do vale, a maior parte da tensão cai através da região de depleção formada entre a segunda barreira e o contacto do coletor, que como foi referido, forma um campo elétrico que provocará um aumento da capacidade de absorção de luz. No entanto, a luz é injetada perpendicularmente em relação à estrutura do RTD, o que faz com que a absorção de luz seja bastante reduzida, daí serem estudadas soluções em que o RTD é integrado num guia de onda ótica (OW, "Optical Waveguide").

A capacidade do RTD atuar como PD só é aproveitada se nele incidir um sinal ótico, isto é, se incidir um sinal elétrico o RTD continua a poder comportar-se como um fotodetector, no entanto não é retirado partido dessa característica, uma vez que não há nenhum feixe de luz a incidir na camada fotossensível do RTD.

3.6 RTD-LD

Um circuito integrado optoeletrônico (OEIC, "*OptoElectronic Integrated Circuits*") compreende um circuito de condução e um LED ("*Light Emitting Diode*") ou um LD, que convertem o sinal elétrico num sinal ótico modulado.

Atualmente, umas das soluções mais interessantes consiste em realizar a integração de um DBQW-RTD com um LD, para a transmissão de sinais óticos. O facto dos RTDs serem dispositivos semicondutores de alta-frequência, operando à temperatura ambiente e com baixo consumo de energia, fez com que estes fossem uma alternativa interessante face a outros sistemas de condução baseados em transístores. Outra vantagem dos RTDs é poderem atuar como interruptores controlados por tensão, permitindo que sejam utilizados sinais para alternar o RTD entre os estados *on/off*. Sendo assim, na ligação *uplink* o sinal chega ao RTD que é utilizado como um recetor, proveniente de uma estação móvel. De seguida, o RTD faz um *up-convert* da frequência e o sinal é posteriormente injetado no LD, de forma a ser modulado numa sub-portadora ótica, para ser encaminhado através de uma fibra ótica.

A integração deste dispositivos permite gerar saídas elétricas e óticas com oscilação auto-sustentada, comportando-se assim como um oscilador optoeletrónico controlado por tensão (OVCO, "*Optoelectronic Voltage Controlled Oscillator*"), visto que a frequência de funcionamento é ajustada pela tensão de polarização, sincronizar sinais através da divisão de frequências e ainda gerar portadoras óticas caóticas. O circuito preserva o comportamento dinâmico não-linear do RTD, aumentando as funcionalidade do LD com várias vantagens potenciais, como baixa tensão de modulação, operação a grandes velocidade e redução significativa na complexidade dos geradores caóticos de portadoras óticas, necessários em sistemas de comunicação ótica [48].

A figura 3.8 apresenta o esquemático de interface de um RTD-LD.

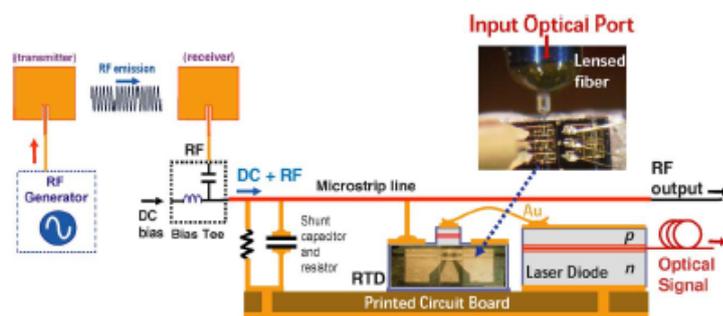


Figura 3.8: Esquemático de interface de um RTD-LD [16]

Como já foi referido, a integração do RTD com o LD não altera a sua forma básica da característica básica I-V, provocando apenas um deslocamento do tensão de pico e vale, para tensões mais elevadas [18].

A figura 3.9 apresenta a alteração constatada na característica I-V do RTD isolado e do RTD-LD.

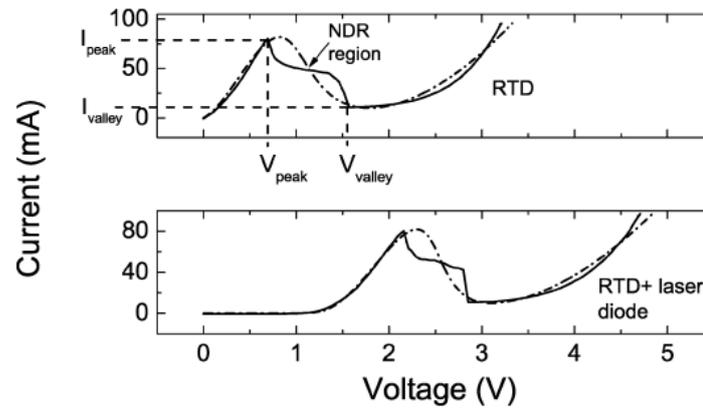


Figura 3.9: Comparação da característica I-V do RTD isolado e do RTD-LD [18]

Em suma, a integração do RTD com o LD reduz significativamente a complexidade dos circuitos de condução do LD e permite fornecer ganho elétrico ao circuito, operando à temperatura ambiente, aproveitando desse modo as vantagens fornecidas pela região NDR, que permitem originar sinais ultra-rápidos na ordem dos THz. Dadas todas as vantagens enumeradas anteriormente, o RTD-LD será uma solução muito vantajosa para desempenhar o papel de recetor nas estações-base de uma ligação sem fios.

Capítulo 4

Implementação do modelo de simulação no ADS

Este capítulo descreve a implementação do modelo de simulação em ADS do RTD e apresenta os resultados obtidos. Na secção 4.1 é primeiramente demonstrado o *fitting* da curva experimental usado para extrair os parâmetros necessários para a equação que descreve a fonte de corrente controlado por tensão do circuito equivalente do RTD. De seguida é feito um estudo das diversas características do RTD, fazendo uma análise DC do dispositivo e uma análise no domínio das frequências. Na secção 4.2 é apresentado o estudo da ligação *downlink*, onde é possível verificar o comportamento do RTD como transmissor. É exposta a análise realizada a situações em que RTD se encontra polarizado dentro e fora da NDR, variando diversos parâmetros do sinal injetado. Por fim, na secção 4.3 é estudada a ligação *uplink*, em que o RTD se assume como recetor, sendo estudada a integração do RTD com LD.

4.1 RTD e as suas características

4.1.1 Fitting da curva experimental e o circuito equivalente

Para realizar devidamente a simulação do nosso sistema foi desenvolvido um modelo no ADS para simular o RTD, baseado num bloco SDD (*Symbolically-Defined Devices*), que permite definir a corrente de um porto em função de uma dada tensão. Este modelo, previamente desenvolvido, foi resultado da extração de um modelo SPICE do RTD fornecido ao INESC TEC, no âmbito do projeto iBrow. A figura 4.1 apresenta o modelo equivalente do RTD, utilizado nas simulações.

Como podemos observar na figura 4.1 a corrente que entra no porto 1, $I[1,0]$, cuja equação está definida em 3.6, corresponde à fonte de corrente controlada por tensão, em que V é a diferença de tensão aplicada aos terminais do RTD.

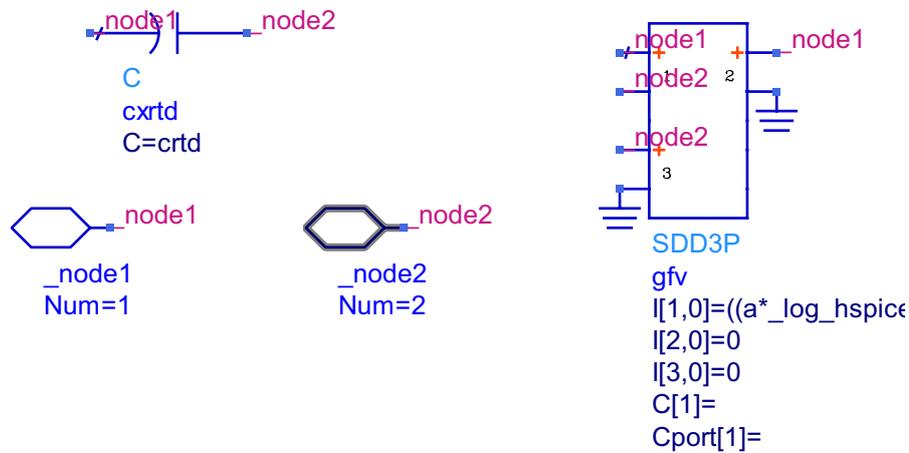


Figura 4.1: Circuito equivalente do RTD 0622

A figura 4.2 corresponde ao símbolo utilizado para o RTD, que está associado ao bloco representado na figura anterior. Deste modo, a integração deste bloco nas restantes simulações é realizada utilizando apenas o símbolo do RTD, o que simplifica bastante os modelos desenvolvidos.

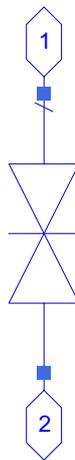


Figura 4.2: Símbolo associado ao equivalente do RTD

Como já foi referido anteriormente, a equação que define a corrente do RTD depende de vários parâmetros, cujos valores foram calculados a partir de um *fitting* realizado no MATLAB. A capacidade intrínseca do RTD, C_d , é proporcional à sua área. Utilizando como referência uma capacidade de 0.25fF para uma área de $1\mu m^2$, temos uma capacidade de 100fF para uma área de $400\mu m^2$ (área do dispositivo a simular).

A figura 4.3 mostra o *fitting* realizado em MATLAB da curva experimental do dispositivo, fornecida por colaboradores do projeto iBrow e medida em condições ideais, com o RTD isolado do circuito no qual está imbuído.

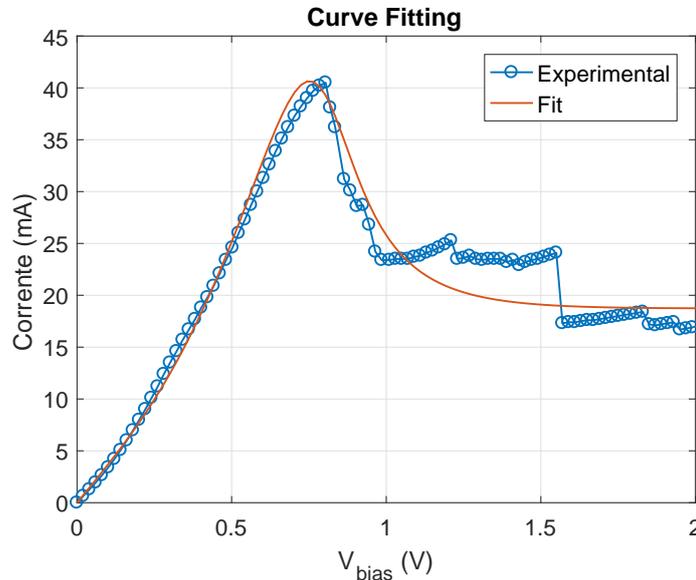


Figura 4.3: *Fitting* da curva experimental do dispositivo RTD 0622

O *fitting* realizado teve como pontos iniciais valores típicos para uma estrutura InGaAs/AlAs. É possível verificar na figura 4.3 que a curva obtida aproxima-se consideravelmente da curva experimental e como consequência desta aproximação foram extraídos os seguintes parâmetros que definem a corrente no RTD em função da tensão aos seus terminais:

A ($A\ cm^{-2}$)	B (V)	C (V)	D (V)	H ($A\ cm^{-2}$)	n_1	n_2
8300	0.001	0.076013	0.013486	10000	0.092693	0.001

Tabela 4.1: Parâmetros extraídos após o *fitting* em MATLAB

De seguida, para facilitar a implementação do modelo que descreve a equação da corrente no RTD, foi criada uma variável de simulação, onde todos estes parâmetros foram definidos, bem como as restantes constantes necessárias à correta definição da expressão $F(V)$, isto é, a constante de Boltzmann k_b , a carga do eletrão q e ainda a temperatura ambiente T , com valores tabelados.

Após o modelo equivalente do RTD isolado estar definido, foi realizada a implementação do modelo generalizado, com o RTD a ser integrado com os restantes elementos do circuito, isto é, com o circuito de polarização, a indutância da linha e a resistência em série.

Como consequência desta integração foi possível efetuar diversos testes, adaptando o modelo desenvolvido de acordo com a simulação desejada.

4.1.2 Característica I-V

A primeira simulação realizada centrou-se no estudo das características DC do RTD, mais especificamente na análise da curva I-V do RTD.

A figura 4.4 mostra o circuito utilizado para esta simulação.

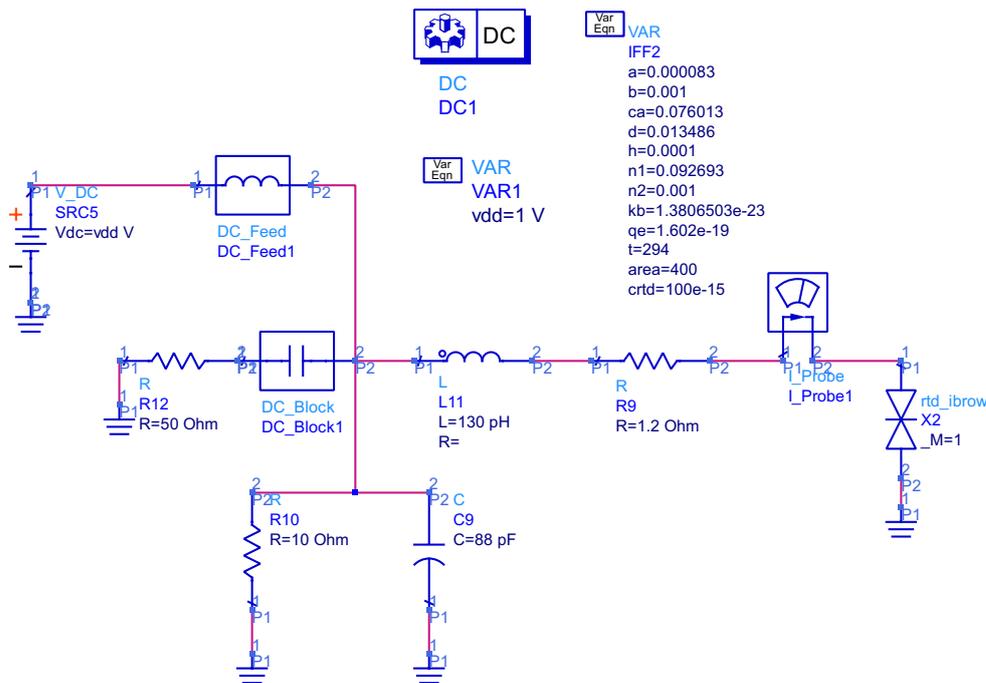


Figura 4.4: Circuito utilizado para a simulação da curva I-V do RTD

O RTD é constituído por dois portos, um porto DC e um porto RF. No caso da ligação *downlink* o sinal é injetado no porto DC e o RTD atua como transmissor. Já na ligação *uplink* o sinal é injetado pelo porto RF e o RTD atua como recetor do sinal RF.

Como é possível verificar na figura anterior, do lado esquerdo encontra-se a circuito de polarização (porto DC), onde a fonte de tensão DC irá impor o ponto de polarização do RTD. Neste caso, como foi efetuado um estudo que relacionava a tensão de polarização com a corrente no RTD, essa fonte foi definida como sendo uma variável *vdd*, permitindo efetuar um varrimento da tensão de polarização num dado intervalo, definido na simulação DC.

Logo a seguir ao circuito de polarização, encontramos o circuito interno onde o RTD se encontra integrado. A resistência com valor de 10Ω corresponde à resistência de estabilização do circuito de polarização. Esta resistência tem como objetivo suprimir as oscilações indesejadas a baixas frequências provocadas pelos elementos parasitas do circuito de polarização. Existe também uma capacidade em paralelo com essa mesma resistência que confere maior estabilidade ao sistema, no entanto tem o comportamento de um filtro passa-baixo.

A resistência de 1.2Ω corresponde à resistência em série do dispositivo, enquanto a indutância de 130 pH , refere-se à indutância equivalente da linha do circuito. A frequência de ressonância do RTD é dada pela indutância da linha e pela capacidade intrínseca do RTD, C_d . A resistência e a capacidade de estabilização, a resistência em série e a indutância da linha são elementos internos ao circuito onde o RTD está inserido e todos eles foram definidos e fornecidos ao INESC TEC por colaboradores do projeto, no qual esta dissertação se integra.

Por último, à direita do circuito encontra-se o RTD propriamente dito, sendo definido como uma capacidade em paralelo com uma fonte de corrente controlada por tensão, tensão essa que é calculada aos seus terminais. Deste modo, é expectável que a curva I-V varie consoante a tensão de polarização, uma vez que esta está relacionada com a tensão aplicada aos terminais do RTD.

Na figura 4.5 é possível observar a curva que descreve a corrente do RTD em função da tensão de polarização.

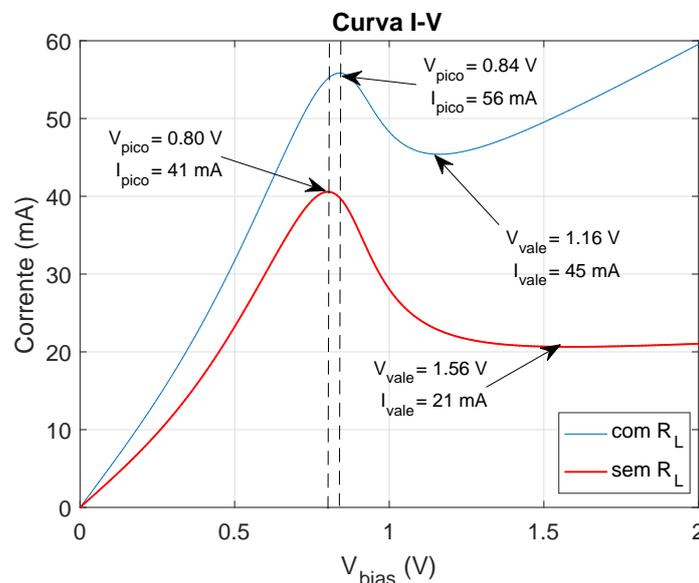


Figura 4.5: Comparação da curva característica I-V do RTD e do RTD oscilador com resistência de carga

É possível verificar que a curva traçada a vermelho se encontra muito próxima da curva experimental, visto que a simulação ocorre também ela em condições ideais. Sendo assim, é possível observar a existência de uma região de resistência diferencial negativa, denominada NDR. Essa região provoca oscilações a elevadas frequências no dispositivo, o que faz com que o RTD seja visto como um solução muito viável para transmitir sinais a grandes débitos. Podemos concluir através da observação da figura que a corrente de pico é de 41 mA e ocorre quando o RTD é polarizado com uma tensão de aproximadamente 0.8 V . Neste caso, há uma dificuldade em determinar o valor da resistência diferencial negativa, uma vez que é muito difícil determinar a região de vale da curva, visto que existe uma zona em que a curva é um pouco mais plana. A característica de NDR corresponde a um ganho elétrico, capaz de sustentar as auto-oscilações provocadas numa

gama considerável de frequências. Em suma, polarizar o nosso circuito na NDR corresponde em polarizá-lo numa região instável.

Posteriormente, foi estudado o efeito de existir uma resistência de carga (R_L) no porto RF. Sendo assim, foi colocada uma resistência de 50Ω à saída do RTD e foi analisada novamente sua curva I-V. Como é possível verificar na curva azul, a presença de uma resistência de carga altera a curva I-V, uma vez que o RTD puxa mais corrente. É também possível concluir que esta resistência de carga diminui a região da NDR. Esta curva está assim mais próxima da curva obtida nas medições práticas, uma vez que as condições não são ideais e existem resistências associadas aos geradores e aos cabos de ligação, que alteram consequentemente a curva I-V e as características DC do circuito. Neste segundo caso, já é mais fácil determinar a resistência diferencial negativa, R_d . Recordando a fórmula em 3.3, temos:

$$R_d = \frac{2}{3} \left(\frac{1.16 - 0.84}{0.056 - 0.045} \right) = 19.4\Omega \quad (4.1)$$

Sendo assim, se pretendermos usar o RTD como transmissor de sinais a altas frequências este deverá ser polarizado na região instável da curva I-V.

4.1.3 Resposta em frequência

Após uma análise das características DC do RTD, é importante perceber o comportamento destes dispositivos no domínio das frequências. Sendo assim, alterou-se o modelo de modo a realizar uma análise dos parâmetros S. Esta simulação é feita sem o RTD estar polarizado.

Sendo assim, a figura 4.6 apresenta o modelo utilizado para determinar a resposta em frequência do RTD, tendo sido colocadas duas cargas de terminação de 50Ω em cada terminal.

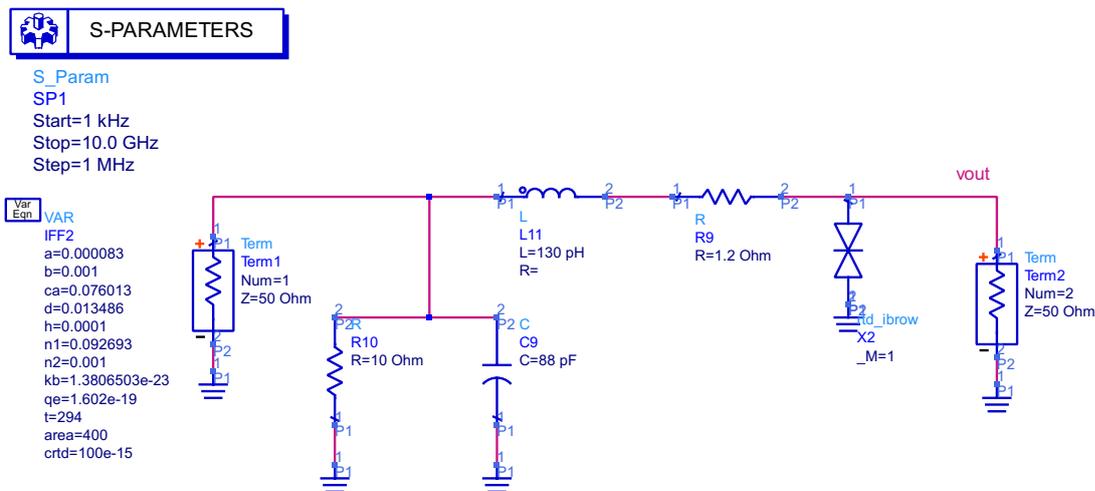


Figura 4.6: Circuito simulado para o cálculo dos parâmetros S

A figura 4.7 mostra o resultado da simulação dos parâmetros S. Apesar de apenas se encontrar representado o S_{21} , foi possível observar que o S_{12} tem o mesmo comportamento, tal como era esperado, uma vez que a resposta do RTD é a mesma, quer atue como recetor ou como transmissor, isto é, quer o sinal seja aplicado no lado DC ou no lado RF.

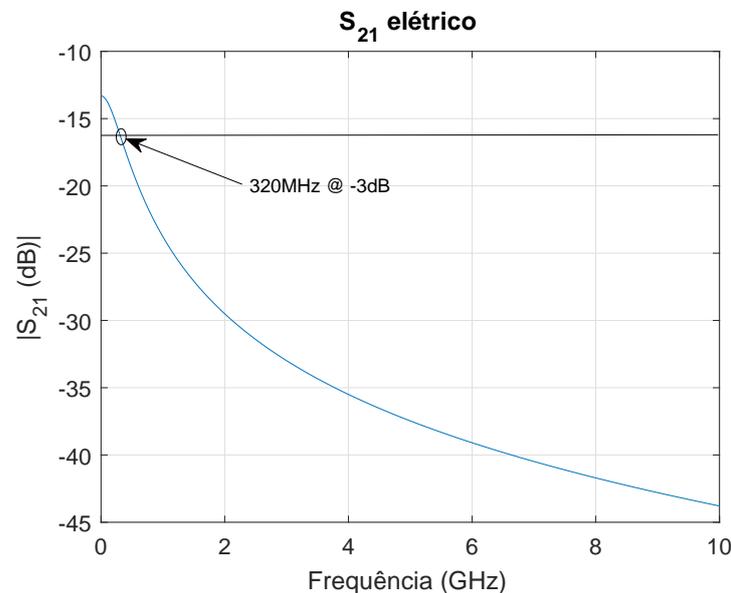


Figura 4.7: Resposta em frequência do circuito do RTD oscilador

Observando a figura, verifica-se que este dispositivo oscilador tem uma largura de banda de aproximadamente 320 MHz.

O mau desempenho do RTD no domínio das frequências, que se reflete numa reduzida largura de banda, está relacionado com o circuito de estabilização, constituído pelo paralelo da resistência e da capacidade, uma vez que este se comporta como um filtro passa-baixo, induzindo atenuações elevadas para sinais a altas frequências. Sendo assim, para melhorar o desempenho do RTD seria conveniente reduzir a capacidade de estabilização.

Como vimos anteriormente, o RTD origina oscilações quando polarizado com uma determinada tensão. Partindo da equação 3.13 e substituindo os valores para a indutância da linha e para a capacidade intrínseca do RTD, temos que a frequência de oscilação do RTD é aproximadamente 44.14 GHz.

Sendo assim, foi realizada uma simulação de envelope, de modo a analisar o espectro do sinal à saída do RTD, com o objetivo de validar o valor obtido teoricamente para uma primeira estimativa da frequência de oscilação do RTD.

A figura 4.8 mostra o modelo usado para simulação de envelope. Para ser possível visualizar a risca de ressonância no espectro, é necessário que o RTD se encontre em oscilação, isto é, polarizado na região da NDR, daí o valor da tensão de polarização ser 0.95V. Este valor foi escolhido aleatoriamente, mas com a intenção de não polarizar o RTD próximo dos limites da NDR, de modo a não cometer nenhum erro de análise.

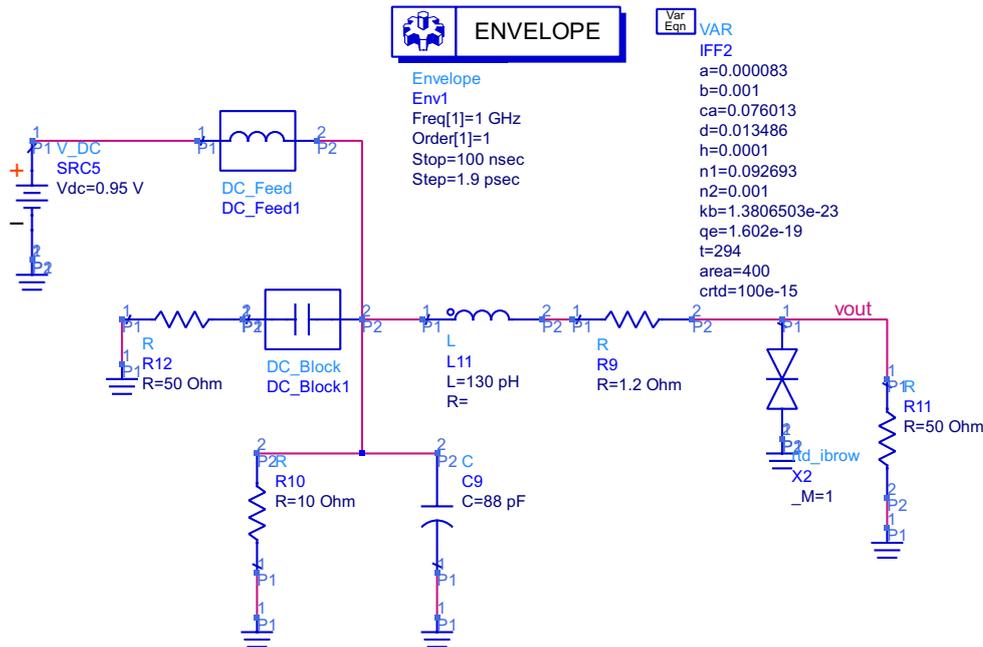


Figura 4.8: Circuito utilizado para a simulação de envelope

O espectro do sinal no domínio das frequências é apresentado na figura 4.9.

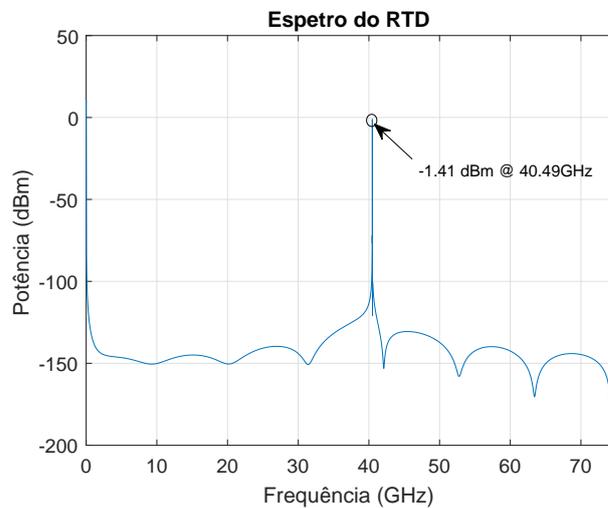


Figura 4.9: Análise espectral do sinal à saída do RTD

Como podemos ver na figura o RTD oscila a 40.49GHz, muito próximo da frequência calculada teoricamente, com uma potência de -1.41dBm, apresentando ainda diversos harmônicos que não estão representados na figura, mas que se referem a outros níveis de energia de ressonância.

Sendo assim, o RTD fará um *up-convert* do sinal para frequências na ordem dos 40 GHz, permitindo assim a transmissão de sinais com elevados débitos.

4.2 Ligação Downlink

Para concluir o estudo no domínio das frequência foi aplicada no porto DC do RTD uma onda quadrada com uma amplitude pico a pico de 0.5V, sendo o RTD polarizado na região da PDR, isto é, com uma tensão inferior à tensão de pico da curva I-V. Este estudo teve como objetivo validar os resultados obtidos na simulação dos parâmetros S, permitindo verificar até que frequência é que a saída do RTD conseguiria seguir o sinal de entrada.

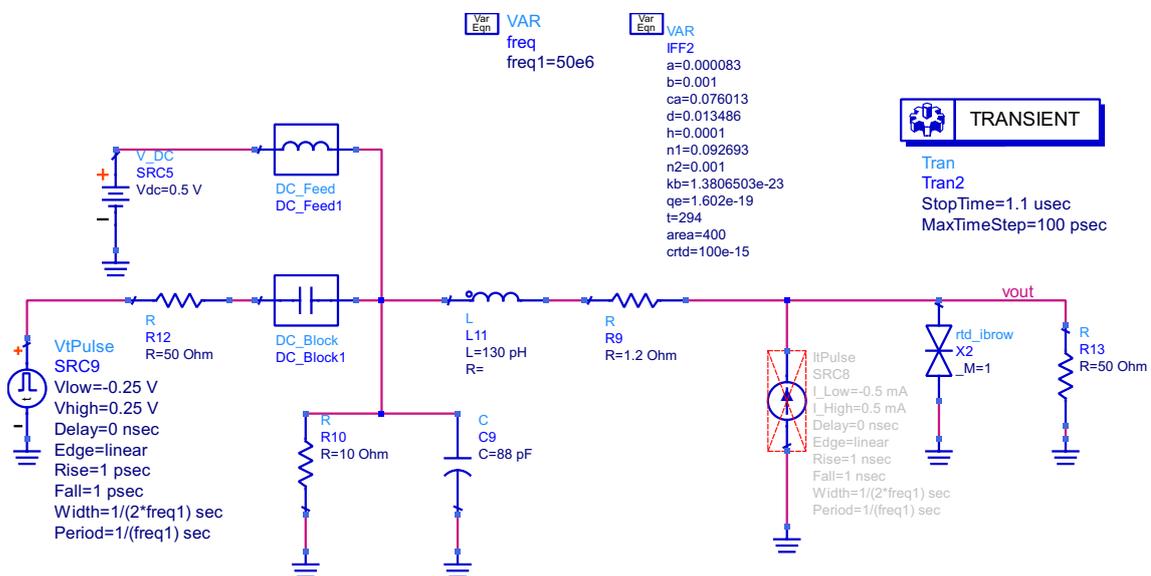


Figura 4.10: Simulação do RTD como transmissor na região da PDR

A figura 4.10 mostra o modelo usado para esta simulação, onde se vê a onda quadrada a ser aplicada ao RTD. O único parâmetro variável nesta simulação foi a frequência do sinal aplicado.

A fonte de corrente que se encontra em paralelo com o RTD foi ativada para simular o domínio ótico, uma vez que simula a fotocorrente gerada pelo RTD, quando este atua como PD, isto é, quando na sua janela ótica, incide um sinal ótico. Este modelo teve como base o circuito equivalente para o RTD-PD reportado em [49].

A figura 4.11 apresenta os resultados obtidos no domínio elétrico para diversos débitos, com o RTD a ser polarizado na região da PDR.

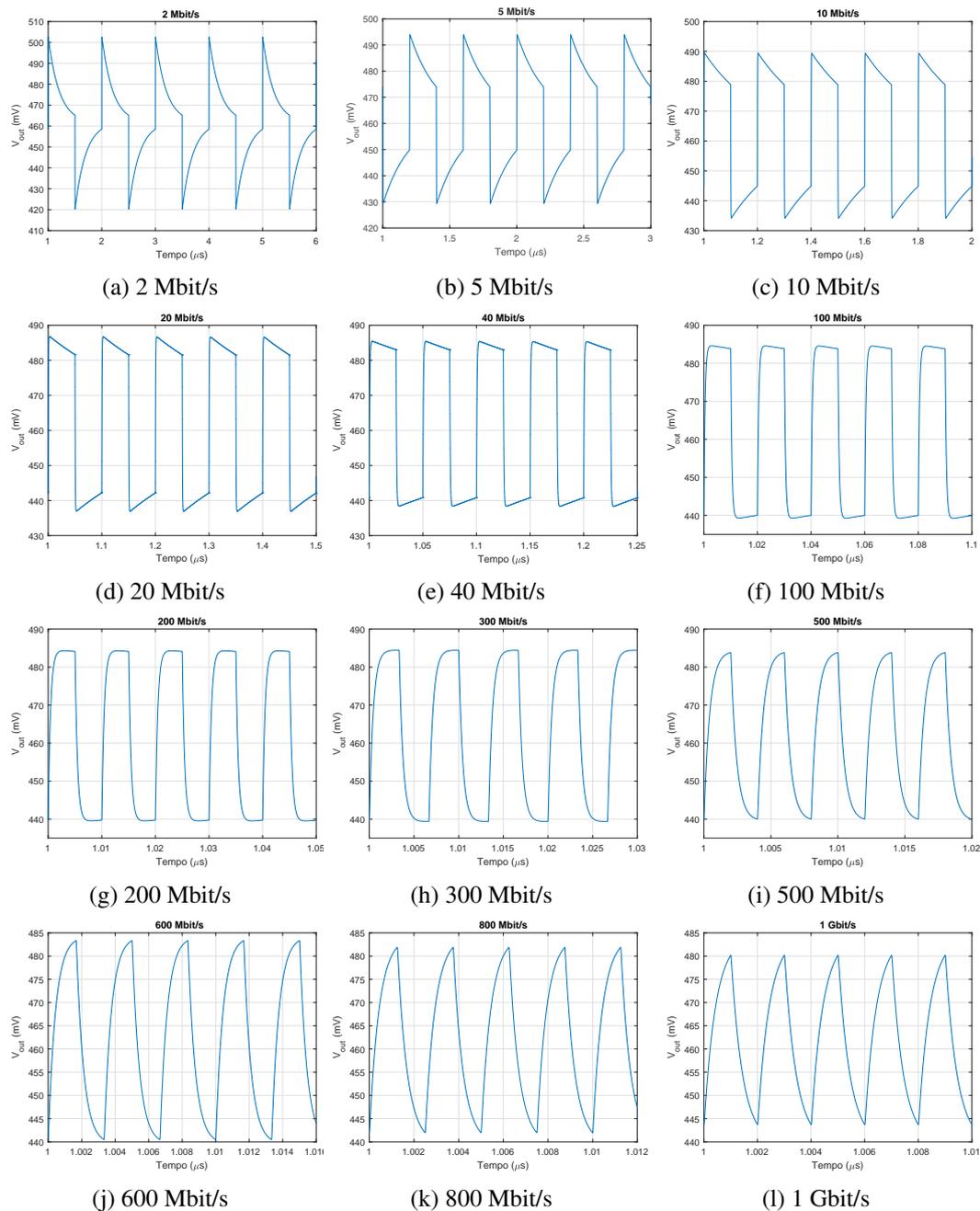


Figura 4.11: Análise da resposta a uma onda quadrada fora na PDR

Como podemos observar na figura 4.11, o RTD começa a introduzir maior distorção para sinais com um débito superior a 300 Mbit/s, uma vez que uma onda com um débito de 500 Mbit/s já apresenta um formato aproximadamente triangular.

Sendo assim, este resultado está de acordo com os resultados obtidos no domínio das frequências, dado que a partir de 320 MHz o RTD introduzia uma maior atenuação, provocando maior distorção do sinal.

Para débitos relativamente pequenos, a onda quadrada apresenta uma forma de onda um pouco diferente, mas isso deve-se ao circuito de acoplamento do RTD oscilador que atua como passa-alto, atribuindo ao dispositivo uma resposta passa-banda.

De seguida foi feito o mesmo estudo, mas no domínio ótico. Esta simulação representou um desafio maior, uma vez que em ADS é extremamente complexo simular de forma completa o domínio ótico. Sendo assim, tal como descrito anteriormente, foi colocada uma fonte de corrente em paralelo com o RTD, com o intuito de simular a fotocorrente gerada pelo RTD.

A fotocorrente é dada pela seguinte expressão:

$$I_{ph}(t) = \eta \frac{q\lambda}{hc} P_i(t), \quad (4.2)$$

onde η é a eficiência quântica do fotodíodo, q é a carga do eletrão, λ é o comprimento de onda de operação, h é a constante de Planck, c a velocidade de luz e $P_i(t)$, a potência ótica que modula o laser.

Como esta fonte tem um comportamento ideal, a sua presença não provoca nenhuma alteração no domínio das frequências, pelo que a resposta obtida no domínio ótico é igual à resposta no domínio elétrico.

Para realizar a modulação OOK com o RTD no domínio ótico, é necessário uma corrente com cerca de 6mA de amplitude pico a pico.

No entanto, essa corrente não vai toda para a resistência de carga, uma vez que há uma fração da corrente que se perde no restante circuito, o que dá uma excursão do sinal de saída inferior ao que era expectável.

A figura 4.12 apresenta os resultados obtidos no domínio ótico.

Como a resposta em frequência foi igual em ambos os domínios, é facilmente de prever que os resultados obtidos foram muito idênticos aos anteriores, no entanto apresentam uma menor excursão do sinal.

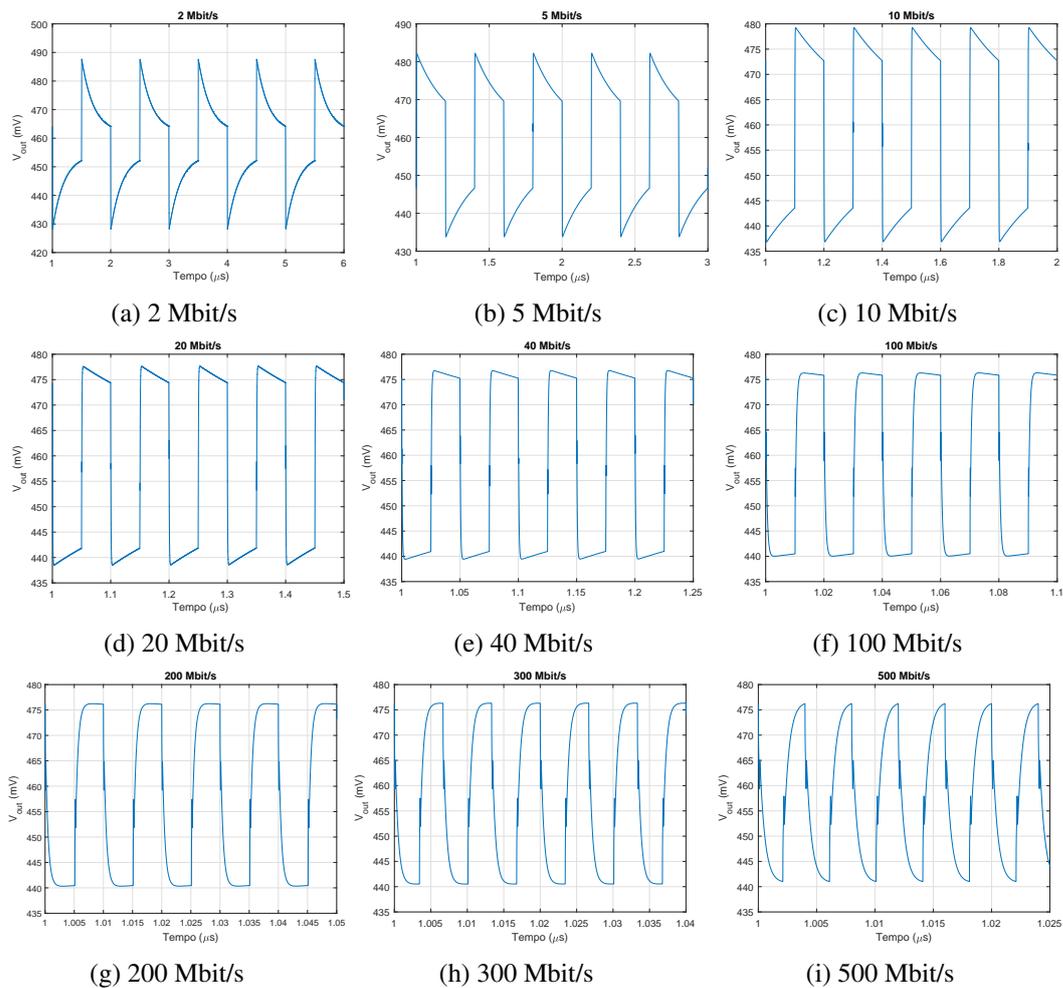


Figura 4.12: Análise da resposta a uma onda quadrada fora na PDR

4.2.1 Modulação OOK com RTD

Tal como foi mencionado no capítulo anterior deste documento, uma das características mais interessantes dos RTDs está relacionada com o facto de este dispositivo permitir a transmissão de sinais a altos débitos, permitindo a transmissão de sinais com modulação OOK.

Para implementar a modulação OOK com o RTD é necessário polarizar o dispositivo com uma tensão próxima dos limites da NDR, aplicando posteriormente uma onda quadrada cuja amplitude faça o RTD entrar e sair da oscilação. Considerando o V_{Pico} como sendo aproximadamente 0.84V (fig. 4.5) e aplicando uma onda quadrada com 0.5V pico a pico é possível fazer o RTD entrar e sair da oscilação.

A figura 4.13 demonstra a modulação OOK recorrendo às vantagens que a característica I-V do RTD permite adquirir.

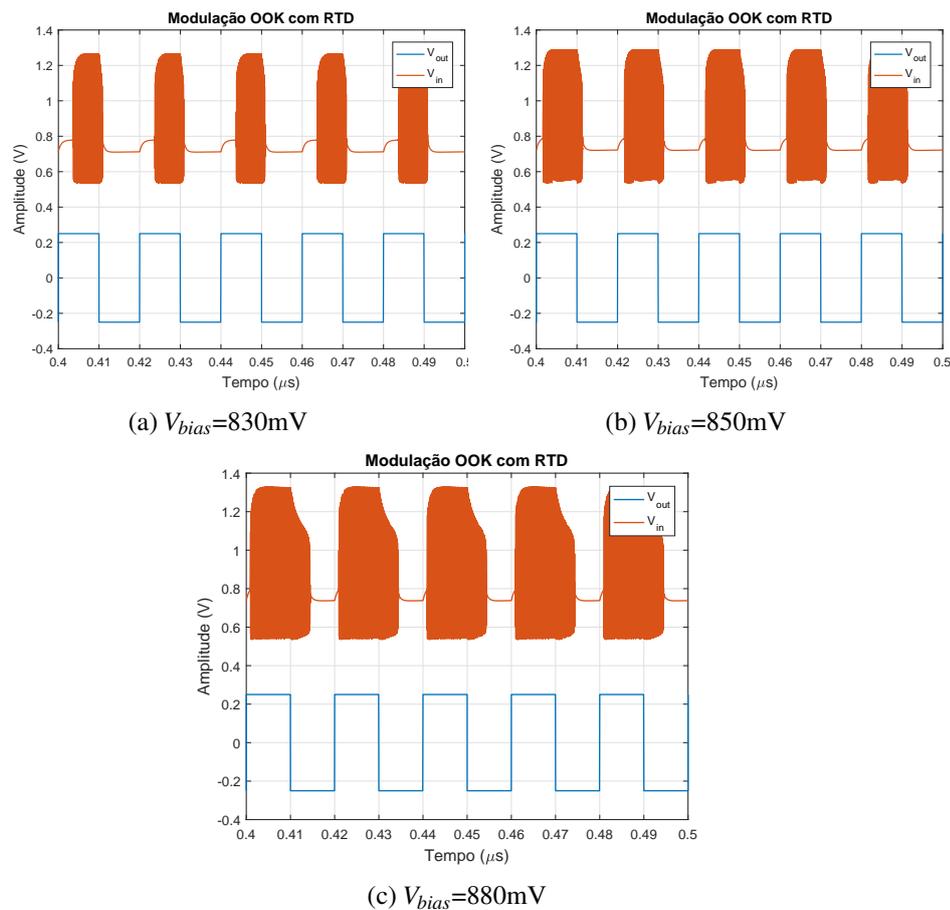


Figura 4.13: Sinal analisado no porto DC do RTD recetor

Na figura anterior, é apresentado o estudo realizado para verificar a influência da tensão de polarização na resposta do RTD à modulação OOK, fixando a amplitude do sinal da onda quadrada em 0.5V pico a pico.

Como é possível verificar pelos resultados obtidos, a polarização está relacionada diretamente com a resposta do RTD. Apesar da amplitude de oscilação se manter constante, é possível concluir que quanto maior for a tensão de polarização, maior será o período em que o RTD se encontra em oscilação, isto é, dentro da NDR.

Aumentando progressivamente a tensão de polarização é possível verificar que existe um valor para o qual o RTD deixa de modular o sinal com OOK, uma vez que a tensão aplicada faz com que o RTD permaneça constantemente na região instável, não tendo amplitude suficiente para sair dessa mesma região. Este último caso pode ser observado na figura 4.13c, onde o RTD já começa a ter dificuldades em responder, uma vez que permanece em oscilação mesmo quando o sinal sofre uma transição negativa.

Sendo assim, para tensões de polarização superiores, o circuito encontra-se completamente na região instável. No entanto, seria possível continuar a implementar uma modulação OOK para essas tensões, mas para que isso acontecesse era necessário introduzir um sinal com uma amplitude maior. É importante referir que o sinal que chega ao RTD não apresenta a mesma amplitude que o

signal aplicada na entrada, uma vez que existem perdas no circuito, que provocam uma atenuação no sinal.

Na figura 4.14 está representado um estudo semelhante ao anterior, porém neste caso fixou-se a tensão de polarização e fez-se variar a amplitude do sinal de entrada.

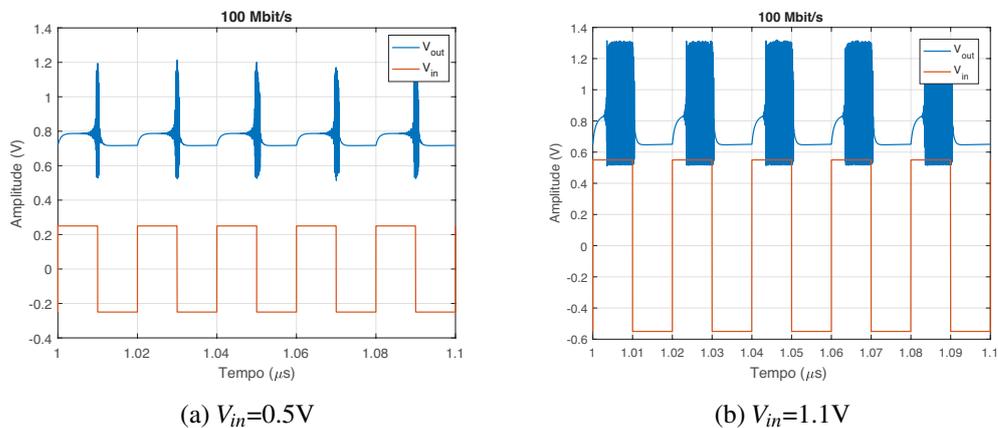


Figura 4.14: Influência da amplitude do sinal de entrada na modulação OOK

Tendo em conta que o valor de pico é aproximadamente 0.84V, foi fixado um valor para a tensão de polarização de 0.81V. Com uma onda quadrada de amplitude 0.5V pico a pico, verifica-se que o RTD oscila mas por um período muito reduzido, uma vez que a amplitude aplicada é insuficiente para fazer o RTD permanecer na NDR por um período elevado. Porém, mantendo a mesma tensão polarização e aumentando a amplitude do sinal de entrada, é possível verificar que o RTD já permanece mais tempo em oscilação, permitindo implementar a modulação OOK.

Com este estudo foi possível verificar que o RTD apresenta um tempo de resposta ao transiente que afeta o seu desempenho nesse período de período de tempo. Este efeito faz-se notar em frequências mais elevadas e pode ser reduzido diminuindo a tensão de polarização ou aumentando a potência do sinal injetado no RTD.

Tal como mencionado anteriormente, uma fonte de corrente com amplitude de 6mA pico a pico é suficiente para fazer o RTD entrar e sair da oscilação no domínio ótico, apresentando resultados semelhantes aos obtidos para o domínio elétrico.

4.3 Ligação uplink

Após o estudo do RTD como transmissor, foi efetuado uma análise ao comportamento do RTD enquanto recetor.

Desse modo, foi desenvolvido um modelo de simulação recorrendo a dois RTDs, em que um se comporta como transmissor e outro como recetor. Na ligação *uplink*, o sinal é injetado no RTD pelo porto RF e poderá ser convertido para o domínio ótico, caso se recorra à integração de um laser.

O primeiro estudo foi realizado apenas no domínio elétrico e teve como objetivo validar o modelo desenvolvido para a receção, tendo como base o estudo documentado por Tadao Nagatsuma [14].

A figura 4.15 ilustra o circuito utilizado na simulação para encontrar o ponto ótimo de polarização na receção. Sendo assim, foi analisado o sinal no porto DC do RTD recetor, onde foi medida a amplitude da envolvente da oscilação em função da polarização.

Neste caso, é possível verificar que o RTD transmissor está polarizado numa tensão de 0.87V, tendo sido aplicado à sua entrada uma onda quadrada com 1V pico a pico, de modo a transmitir um sinal com modulação OOK. O RTD recetor tem o seu ponto de polarização variável, de modo a determinar o ponto ótimo de polarização. O circulator utilizado funciona apenas como um isolador, para evitar que a oscilação do RTD recetor interfira com o sinal do RTD transmissor.

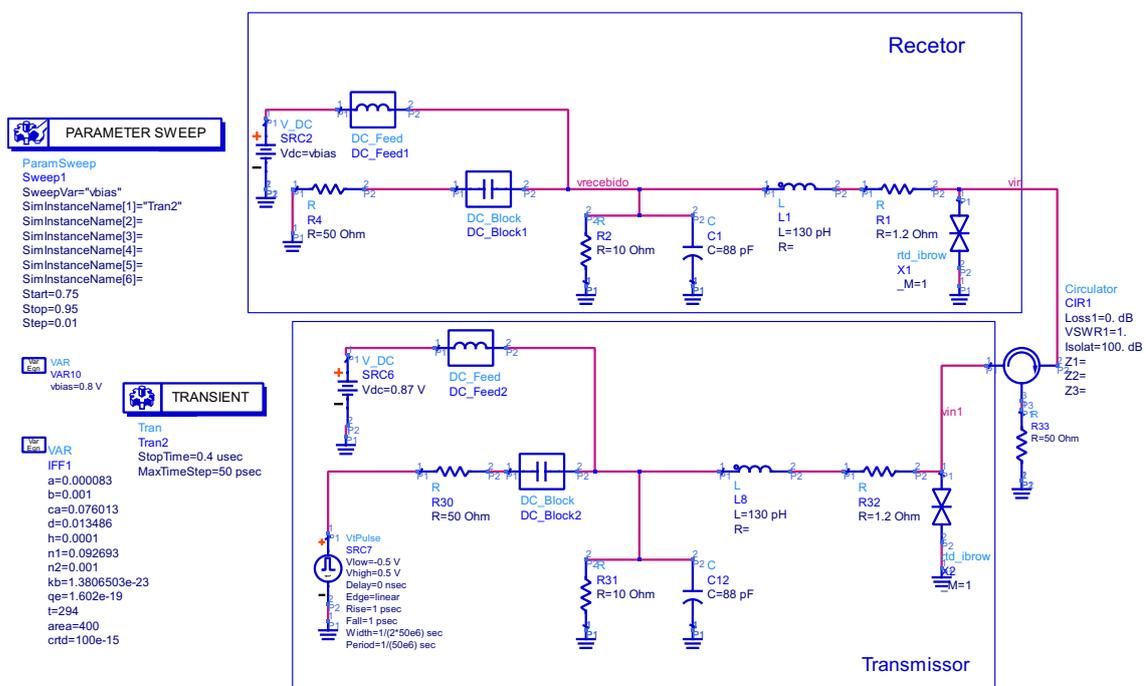


Figura 4.15: Circuito utilizado para a deteção de envolvente na receção de um sinal OOK

A figura 4.16 mostra o gráfico da amplitude de envolvente de oscilação em função da tensão de polarização.

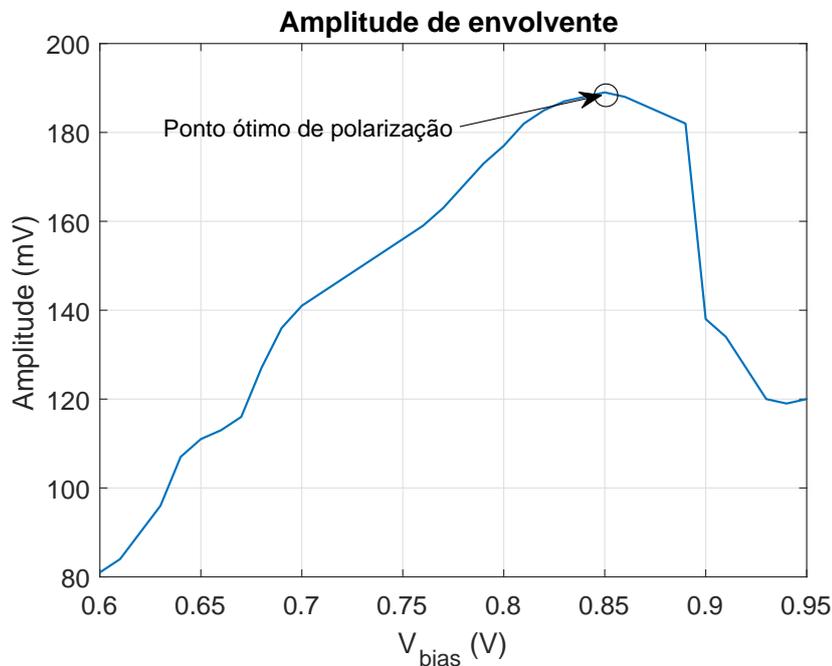


Figura 4.16: Ponto ótimo usando o RTD como recetor

O sinal analisado no RTD recetor corresponde à envolvente da oscilação, o que permitiu traçar o gráfico em cima apresentado, uma vez que a amplitude da envolvente variava com a tensão de polarização.

Deste modo, é possível verificar pela figura 4.16 que o ponto ótimo de receção corresponde a uma tensão de polarização do RTD recetor de 0.85V, uma vez que é neste ponto que o sinal à saída do porto DC apresenta maior amplitude de envolvente (184mV).

Neste ponto, é esperado que a responsividade seja muito maior devido à não linearidade da característica I-V deste tipo de dispositivos, além do sinal apresentar menor ruído.

Em suma, o resultado obtido está dentro do esperado, uma vez que a tensão de polarização ótima corresponde, aproximadamente, à tensão de pico (V_P) da curva I-V do RTD, tal como foi reportado por Nagatsuma.

Outro estudo relevante foi perceber qual a amplitude máxima que poderia ser aplicada à ao RTD transmissor, de modo a que o sinal na saída não viesse distorcido. Na figura 4.17 está o modelo desenvolvido para realizar este estudo. Na figura 4.18 são apresentados os resultados obtidos.

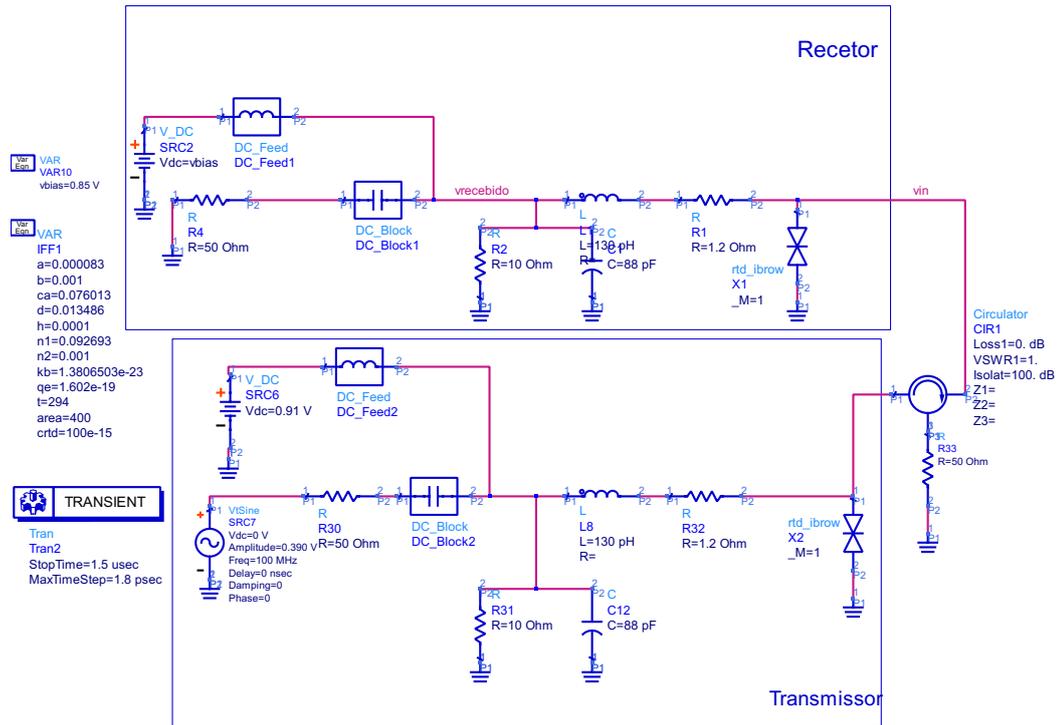


Figura 4.17: Circuito utilizado para verificar a potência máxima de entrada permitida pelo RTD

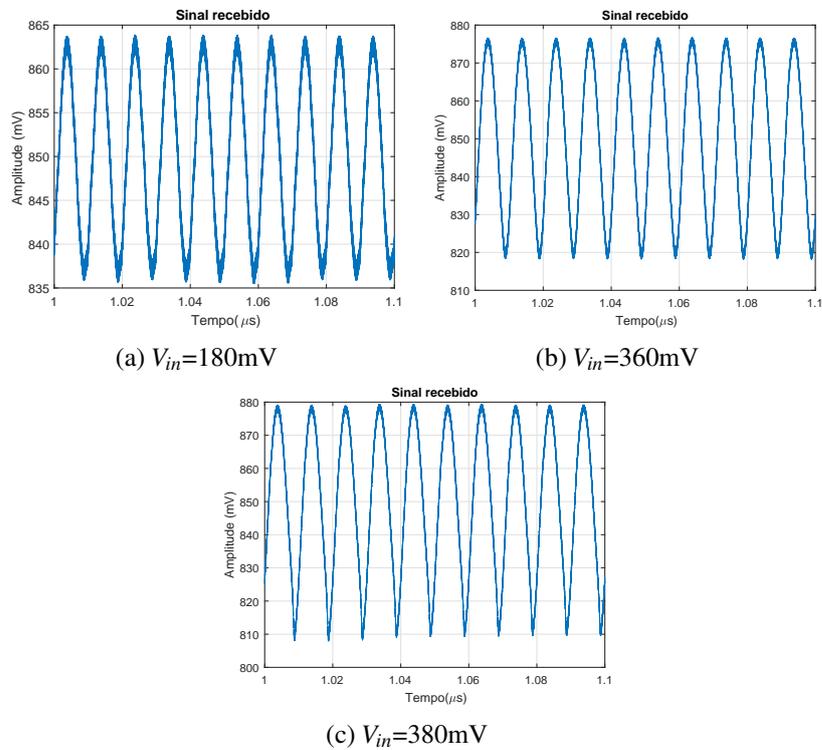


Figura 4.18: Influência da amplitude do sinal injetado na resposta do RTD como recetor

Como é possível observar na figura anterior, variando a amplitude do sinal de entrada, o RTD consegue responder corretamente, seguindo o sinal de entrada, até uma amplitude de 370mV, uma vez que para uma amplitude de 380mV o sinal sinusoidal já começa a sofrer uma distorção que será tanto maior quanto maior for a amplitude de entrada.

4.3.1 Integração do Laser

O último teste na ligação *uplink* corresponde à integração do laser, cujo objetivo é permitir a conversão do sinal elétrico para o domínio ótico.

Para caracterizar devidamente o circuito é necessário considerar as equações de taxa do laser 2.9 e 2.10. No entanto, devido às dificuldades em implementar um modelo baseado nas equações de taxa do laser, foi desenvolvido um modelo mais simples, para representar o comportamento do LD.

O modelo apresentado na figura 4.19 assenta no modelo para pequenos sinais descrito por Ozyazici [50], onde é incluído o circuito de polarização do laser, o circuito parasítico do *package* e do substrato (*chip*) e ainda o circuito elétrico equivalente do díodo laser intrínseco (ILD, "*Intrinsic Laser Diode*") [51].

O laser utilizado na componente prática foi o laser FP 1310nm. Para simular a resposta deste laser foi necessário identificar os valores correspondentes aos elementos parasitas, tendo sido utilizados valores que já haviam sido extraídos anteriormente no âmbito de outras experiências no INESC TEC.

Quanto ao equivalente do ILD, existem elementos cujo valor é dependente da corrente de polarização.

A tabela que se segue apresenta os valores típicos desses elementos para o laser 1310nm.

Corrente Injetada (mA)	C_1 (pF)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	R_{s2} ($\mu\Omega$)	L_s (pH)
15	620	0.72	16.5	17.9	1.95
20	420	0.72	16.5	17.9	1.43
40	320	0.72	16.5	17.9	0.78
80	240	0.72	16.5	17.9	0.65

Tabela 4.2: Elementos do modelo intrínseco do díodo laser FP 1310nm [52]

Como é possível observar na tabela, somente o valor de C_1 e L_s é que depende da corrente de polarização. Sendo assim, foi traçada uma curva com esses quatro pontos de modo a determinar uma expressão, com o auxílio do MATLAB, que relacionasse os valores da capacidade e indutância com a corrente injetada.

Após determinar a expressão aproximada para cada um dos casos, foi desenvolvido o modelo final que se encontra representado na figura 4.19, sendo possível verificar a expressão das variáveis associadas aos valores da capacidade e da indutância, onde se vê a dependência da corrente injetada.

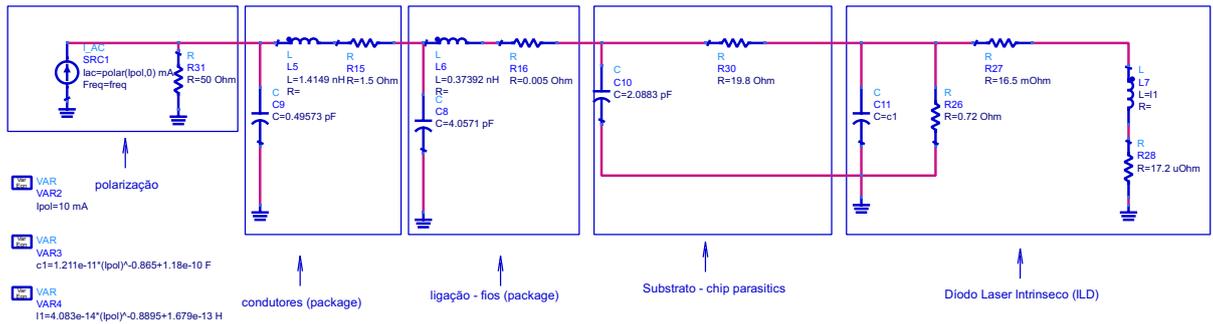


Figura 4.19: Circuito utilizado para simular o laser 1310nm

Para determinar a resposta em frequência do laser não foi possível realizar a simulação dos parâmetros S, uma vez que esta é puramente elétrica.

Como estamos perante um circuito em que a entrada é elétrica e a saída é ótica, a forma correta de determinar a resposta em frequência do laser é considerar a razão entre a corrente que circula no ILD e a corrente injetada.

A figura seguinte mostra como foi realizada essa medição na simulação, recorrendo à utilização de duas pontas de prova (amperímetros) para medir a corrente nos nós indicados.

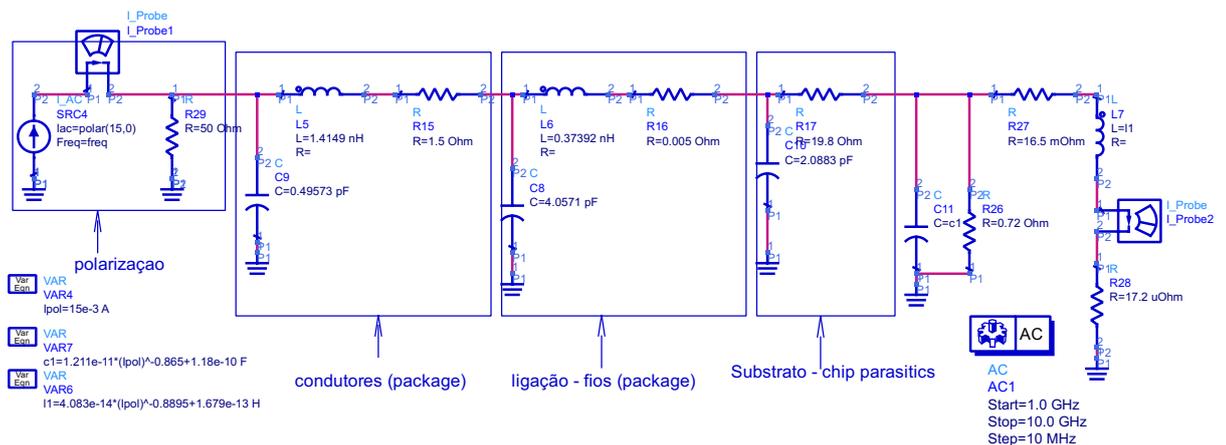


Figura 4.20: Circuito utilizado para a medir a resposta em frequência do laser 1310nm

O gráfico da figura 4.21, resultante da razão entre as correntes medidas, apresenta os resultados da resposta em frequência para o laser FP 1310nm.

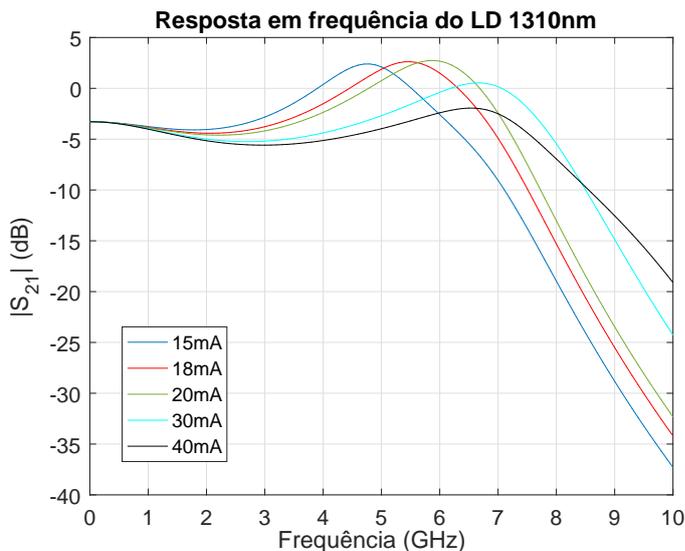


Figura 4.21: Resposta em frequência do laser 1310nm

Como é possível observar na figura anterior, quanto maior for a corrente de polarização maior será a frequência de ressonância do laser, mas menor será o ganho. Tendo em conta que a corrente necessária para o LD FP 1310nm entrar em condução é aproximadamente 10mA, foram realizados testes apenas para correntes superiores a 15mA, uma vez que para correntes inferiores a resposta do laser era muito degradada.

Para validar o modelo desenvolvido, foi efetuada uma análise da impedância de entrada do LD.

O modelo abaixo representado indica como foi realizada essa análise.

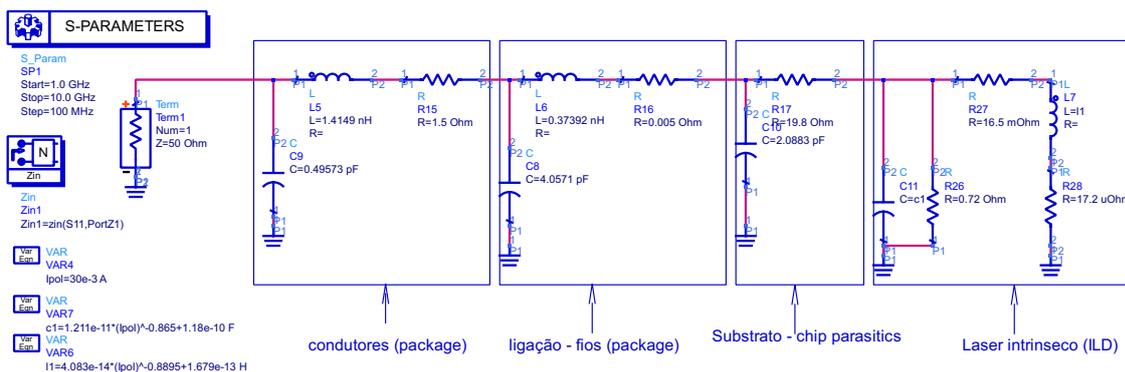


Figura 4.22: Circuito utilizado para calcular a impedância de entrada do laser 1310nm

Considerando uma corrente de injeção de aproximadamente 30mA, é possível verificar na figura 4.23a que a frequência à qual a magnitude é máxima coincide com a frequência de ressonância do laser, para igual corrente de injeção, o que permite validar o modelo desenvolvido.

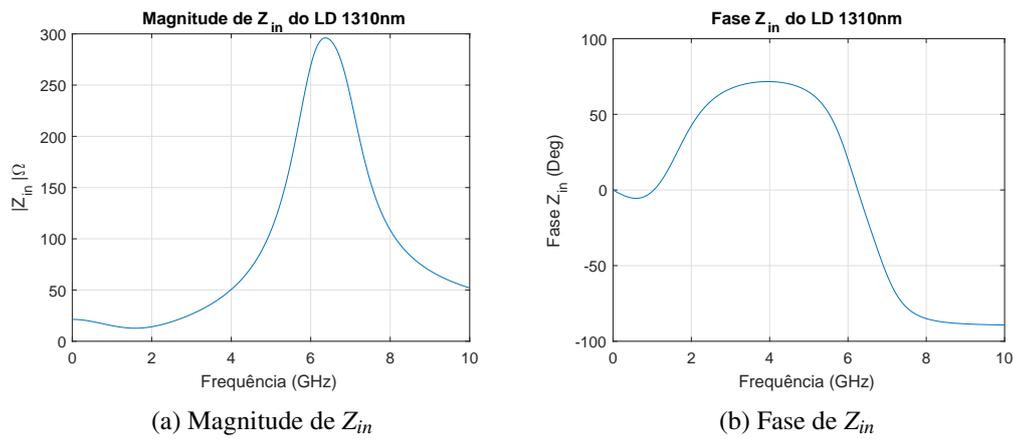


Figura 4.23: Magnitude e fase da impedância de entrada do laser 1310nm

O estudo final centrou-se em perceber como é que a integração do LD poderia alterar a curva característica I-V do RTD.

A figura 4.24 mostra o resultado desse estudo.

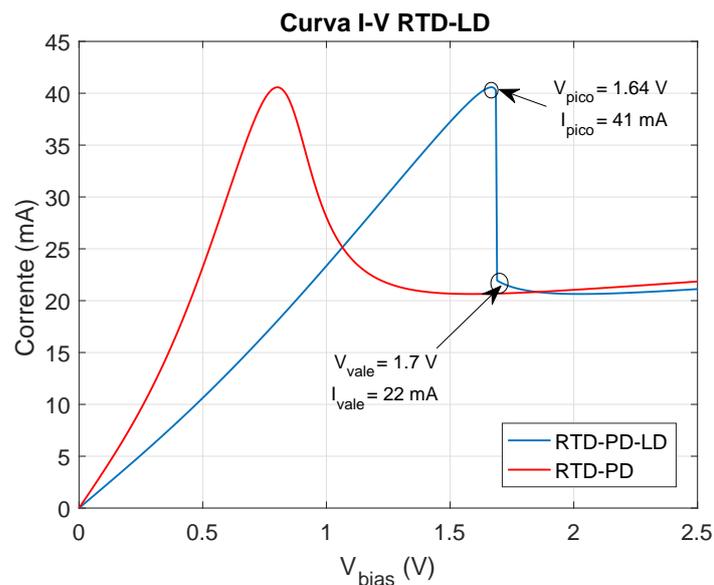


Figura 4.24: Curva característica do RTD-LD

Como é possível observar pela figura, os valores da corrente de pico e de vale não sofreram alterações, havendo apenas um deslocamento da curva para o dobro da tensão inicial. Este deslocamento deve-se ao aumento da resistência em série do circuito, que por sua vez provocou uma diminuição da resistência diferencial do circuito RTD-LD. Sendo assim, estes resultados vão de encontro ao descrito na secção 3.6 do capítulo 3.

Capítulo 5

Implementação e validação do modelo em ambiente laboratorial

Este capítulo descreve a implementação experimental do RTD, a fim de validar o modelo desenvolvido nas simulações. Na secção 5.1 é feito um estudo das diversas características do RTD, apresentando uma análise DC do dispositivo e uma análise no domínio das frequências. Na secção 5.2 é apresentado o estudo da ligação *downlink* onde o RTD é utilizado como transmissor. São realizadas diversas análises, fazendo variar diferentes parâmetros, tais como a potência, o formato de modulação e a frequência do sinal injetado. Por fim, na secção 5.3 é estudado o comportamento do RTD como recetor. Ao longo deste capítulo, será feita uma comparação entre o domínio ótico e o elétrico.

5.1 RTD e as suas características

5.1.1 O RTD visto experimentalmente

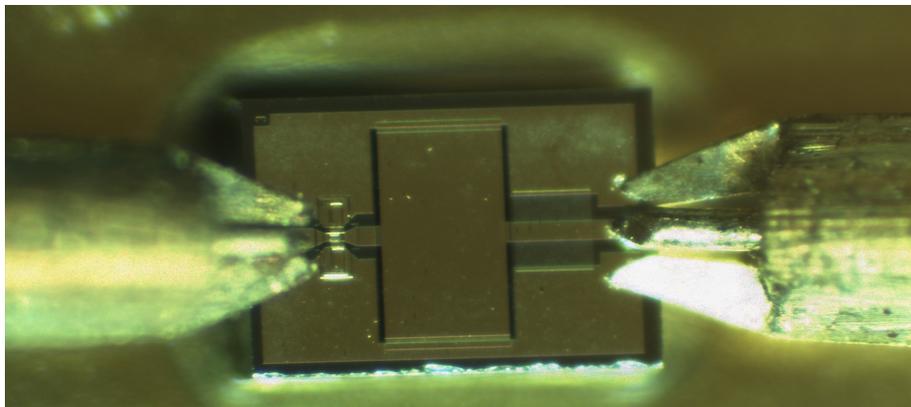


Figura 5.1: Imagem do RTD vista ao microscópio (x50)

5.1.2 Característica I-V

A primeira análise realizada foi estudar a característica I-V do RTD, de modo a determinar a região instável do RTD, que dá a indicação de existir uma oscilação.

Esta experiência foi realizada, fazendo variar a tensão de polarização. Para cada valor de *bias* foi registada a corrente "puxada" pelo RTD.

O gráfico abaixo refere-se à corrente do RTD em função da tensão de polarização, onde é possível observar a curva resultante, quer no domínio elétrico, quer no domínio ótico.

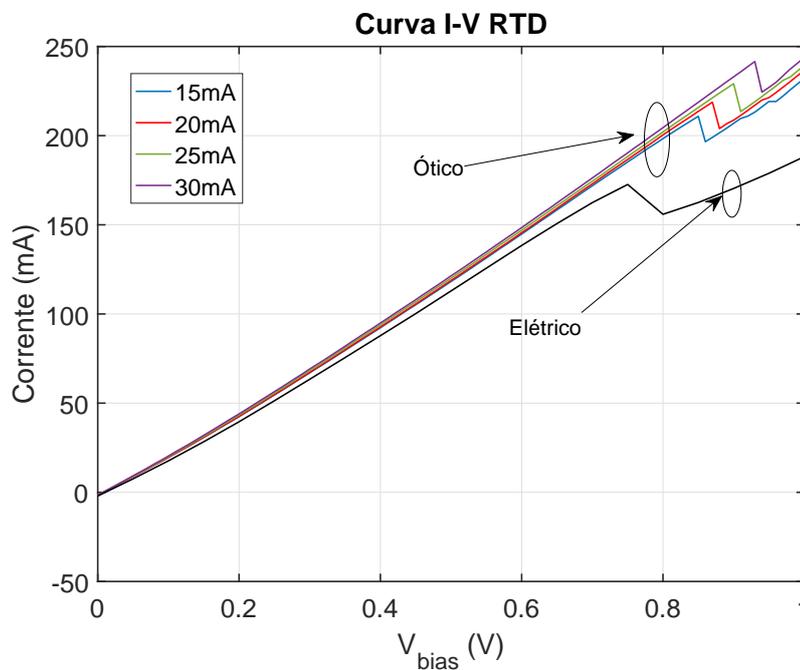


Figura 5.2: Curva I-V ótica e elétrica do circuito do RTD oscilador

Como podemos observar na figura 5.2, o RTD apresenta uma oscilação para uma tensão de aproximadamente 0.77V, puxando uma corrente superior a 150mA, isto no domínio elétrico. Injetando um sinal ótico o pico de corrente aumenta, tal como era expectável, uma vez que se faz aumentar a corrente no RTD. O deslocamento da curva para tensões superiores está relacionada com a alteração da resistência em série do circuito.

Para injetar o sinal ótico no RTD, foi utilizado o laser de FP 1310nm, cuja resposta em frequência é apresentada na figura abaixo.

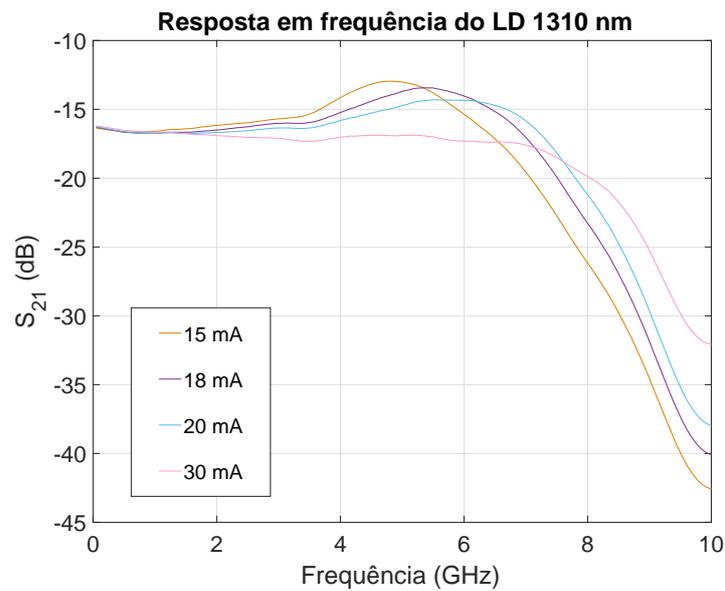


Figura 5.3: Resposta em frequência do laser 1310nm

Como podemos verificar pela figura 5.3 a resposta experimental do laser assemelha-se à resposta simulada (fig. 4.21).

5.1.3 Resposta em frequência

Tal como em simulação, foi posteriormente estudada a resposta em frequência do circuito, quer no domínio ótico, quer no domínio elétrico.

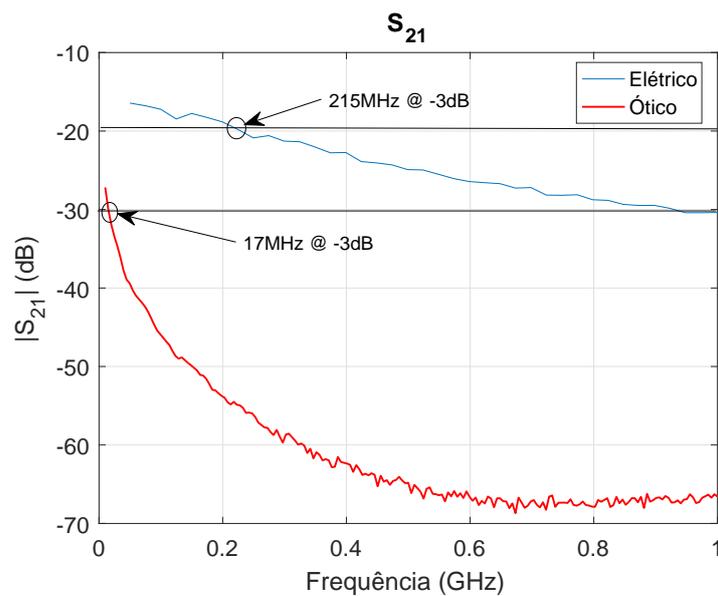


Figura 5.4: Resposta em frequência no domínio ótico e elétrico

Na figura 5.4 estão representadas as curvas relativas ao S_{21} no domínio ótico e elétrico. Podemos concluir que o circuito apresenta uma largura de banda muito menor no domínio ótico, uma vez que o sinal sofre uma atenuação muito mais acentuada do que no caso elétrico. Enquanto no domínio elétrico temos uma largura de banda de 215 MHz, no domínio ótico temos uma largura de banda de apenas 17 MHz. Esta atenuação mais acentuada está relacionada com as perdas do sinal ótico inerentes à eficiência do laser, perdas de acoplamento no alinhamento da fibra-ótica com a janela ótica do RTD e à responsividade do próprio RTD-PD.

De seguida, é apresentada a resposta em frequência mas com um desvio (*offset*) de frequência, para ambos os domínios.

A curva referente ao *Channel Power* foi medida manualmente com recurso ao analisador de espectros PXA da Keysight.

O *setup* utilizado experimentalmente para medir a resposta em frequência *offset* no domínio elétrico é apresentado na figura seguinte.

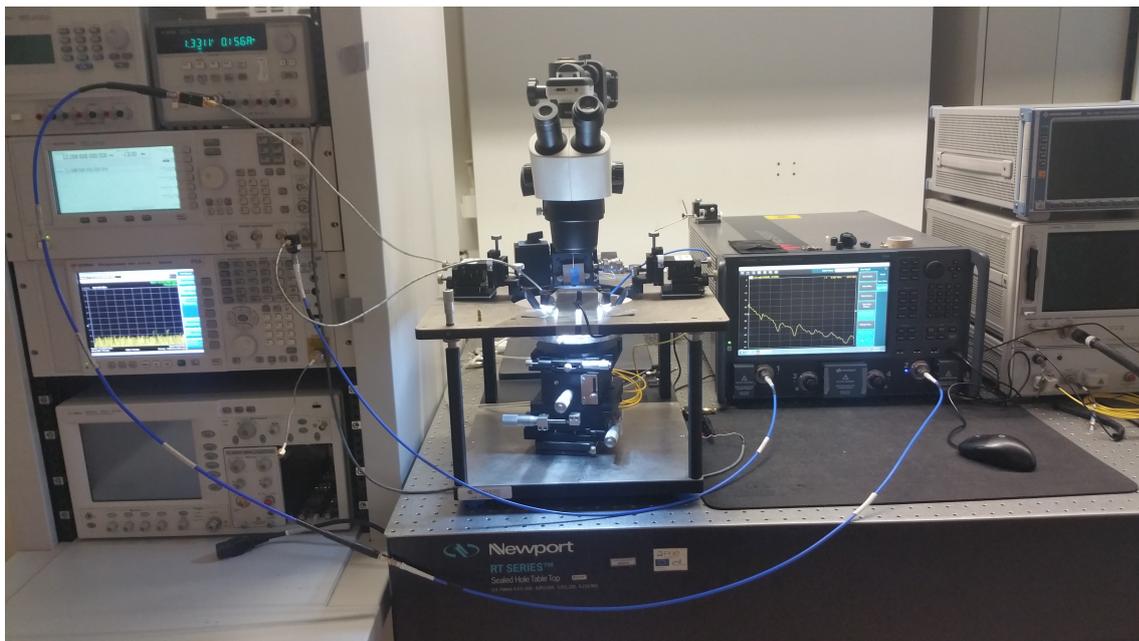


Figura 5.5: Montagem experimental para medir a resposta do RTD em frequência *offset*

A figura 5.6 apresenta os resultados obtidos para o domínio ótico e elétrico.

Na figura 5.6a é possível observar a resposta com e sem *Injection locking*, utilizando o VNA. Como é possível verificar, o sistema apresenta um desempenho melhor com *Injection locking*, uma vez que esta técnica permite diminuir o ruído de fase. Quanto ao domínio ótico (fig. 5.6b) foram realizados testes para diferentes correntes de polarização, onde é possível verificar que o desempenho é semelhante para todas elas.

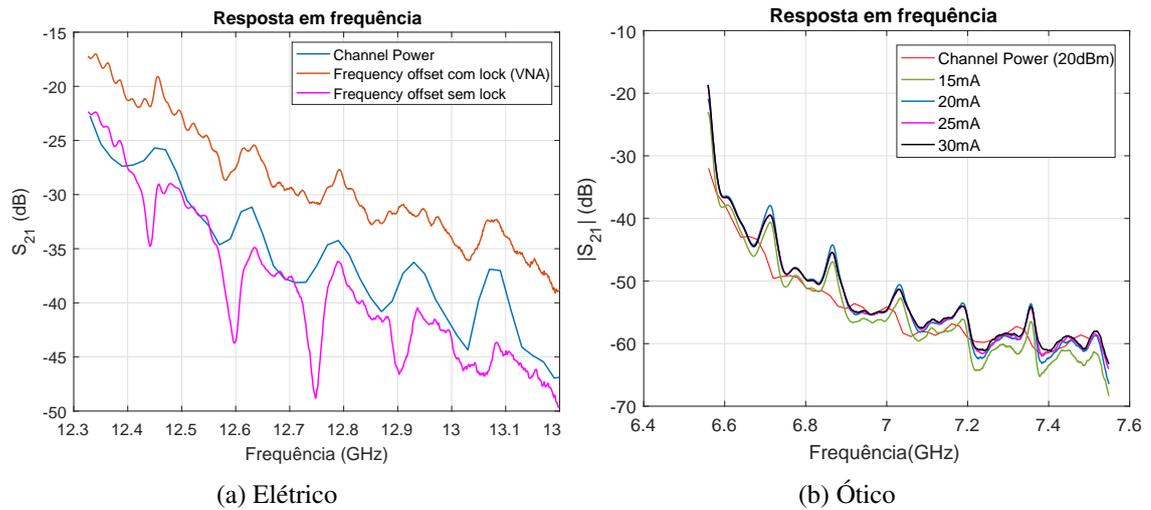


Figura 5.6: Resposta em frequência *offset*

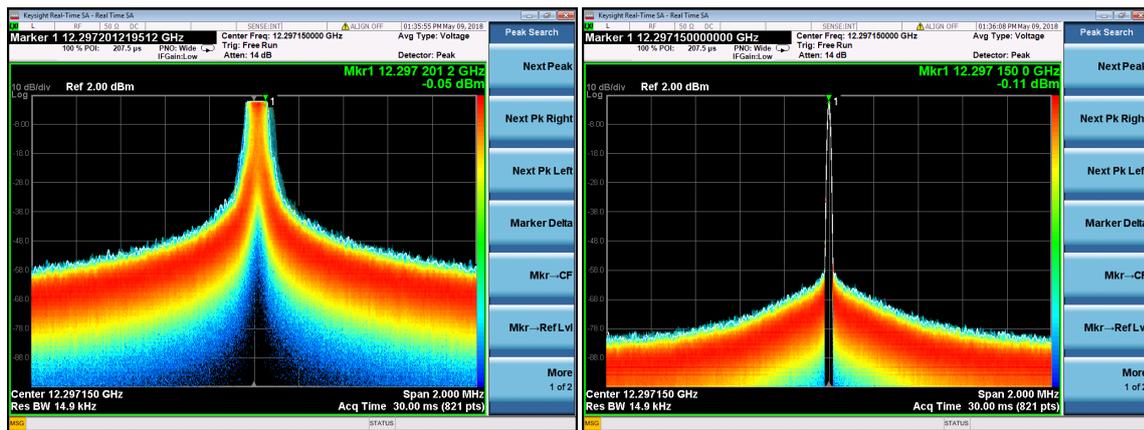
Podemos verificar que a resposta em frequência *offset* apresenta uma forma semelhante nos dois casos, apesar de no caso ótico apresentar uma maior degradação com o aumento da frequência.

É possível observar na figura 5.6 que a frequência de oscilação não é a mesma nos dois casos. Esta diferença de frequência de ressonância está relacionada com a instabilidade dos dispositivos, uma vez que são muito sensíveis a alterações de temperatura e o facto de não se encontrarem encapsulados faz com que pequenas diferenças no *setup* experimental alterem bastante os resultados, isto é, basta as *probes* não estarem colocadas no mesmo local da pista do circuito que a frequência sofre logo uma pequena alteração.

Como já foi referido, existem diversos níveis de ressonância e a instabilidade dos circuitos faz com que o primeiro harmónico nem sempre seja o que apresenta maior potência, ou seja, por vezes foi selecionado um harmónico a frequências mais baixas e outras vezes a frequências mais altas, com o objetivo de escolher o harmónico que apresentava maior potência, de forma a obter os melhores resultados possíveis.

A figura 5.7 permite ver o efeito do uso da técnica de *Injection Locking* na redução do ruído de fase.

É possível verificar que o ruído de fase faz-se notar mais à frequência de ressonância quando não é realizado o *lock* do sinal. Tal como já foi descrito no capítulo anterior, o *lock* do sinal é feito recorrendo à injeção de um sinal com mesma frequência à qual o RTD oscila.

(a) Sem *Injection Locking*(b) Com *Injection Locking*Figura 5.7: Efeito da técnica de *Injection Locking* no ruído de fase à frequência de oscilação

A figura 5.8 permite avaliar a forma como a amplitude da frequência de ressonância e a própria frequência variam com tensão de polarização.

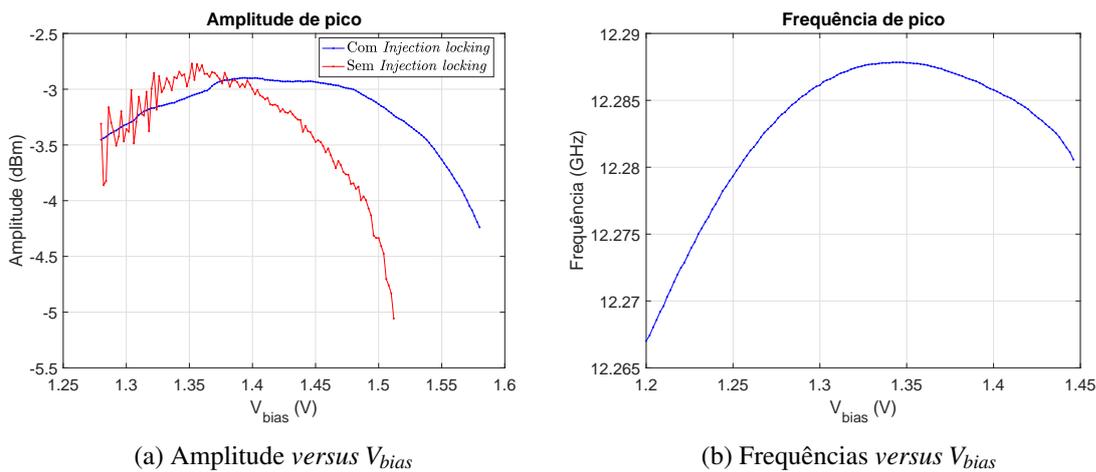
(a) Amplitude *versus* V_{bias} (b) Frequências *versus* V_{bias}

Figura 5.8: Amplitude e frequência de pico em função da tensão de polarização

Observando a figura anterior verifica-se que o máximo da amplitude de pico ocorre aproximadamente para 1.35V, valor ao qual corresponde a máxima frequência de oscilação, concentrando a análise apenas nesta região do espetro, uma vez que existem outros níveis de ressonância. No entanto, aplicando a técnica de *injection locking*, verificamos que a amplitude do sinal se mantém relativamente estável para um dado intervalo de tensões de polarização, uma vez que não existe tanto ruído de fase, o que melhora consideravelmente o desempenho do nosso sistema.

5.2 Ligação Downlink

Para validar os resultados anteriormente obtidos, foi feita uma montagem experimental de modo que o RTD se comportasse como transmissor.

Polarizando o RTD numa região estável do espectro foram obtidos os seguintes resultados:

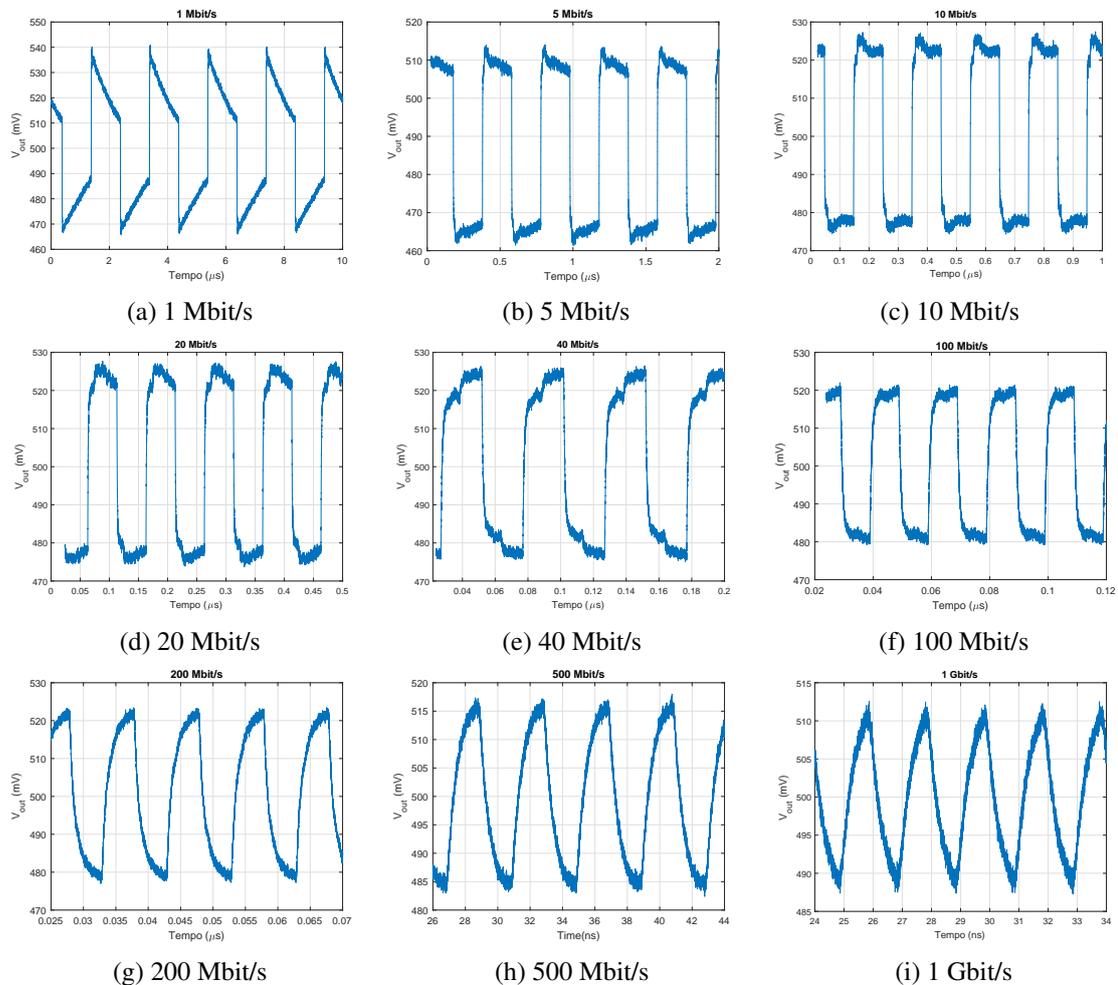


Figura 5.9: Resposta a uma onda quadrada no domínio elétrico

Como é possível observar na figura, o sinal começa a sofrer uma distorção para uma frequência de 200 MHz, dado que a sua largura de banda é apenas de 215 MHz, o que vai de encontro ao obtido na simulação, apesar de no caso experimental a largura de banda ser inferior à simulada.

O *setup* experimental é descrito pelo seguinte diagrama:

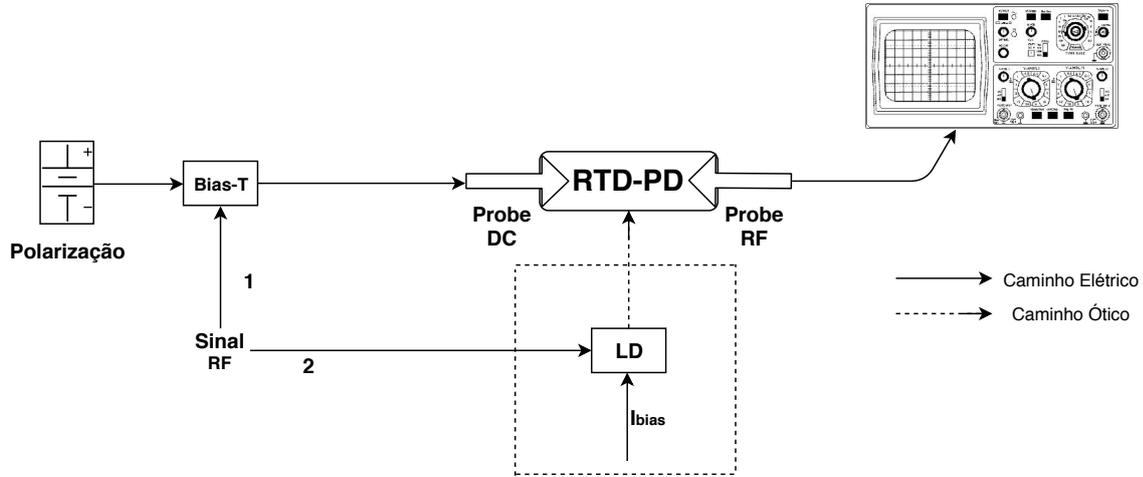


Figura 5.10: Diagrama do *setup* experimental utilizado nos testes da ligação *download*

Como é possível observar no diagrama, o sinal RF pode seguir dois caminhos distintos. No domínio elétrico, o sinal é injetado no porto DC. No domínio ótico, o sinal segue o caminho assinalado com o número 2 e é aplicado diretamente ao LD.

A figura 5.11 apresenta os resultados obtidos para a análise feita anteriormente, mas recorrendo a injeção ótica.

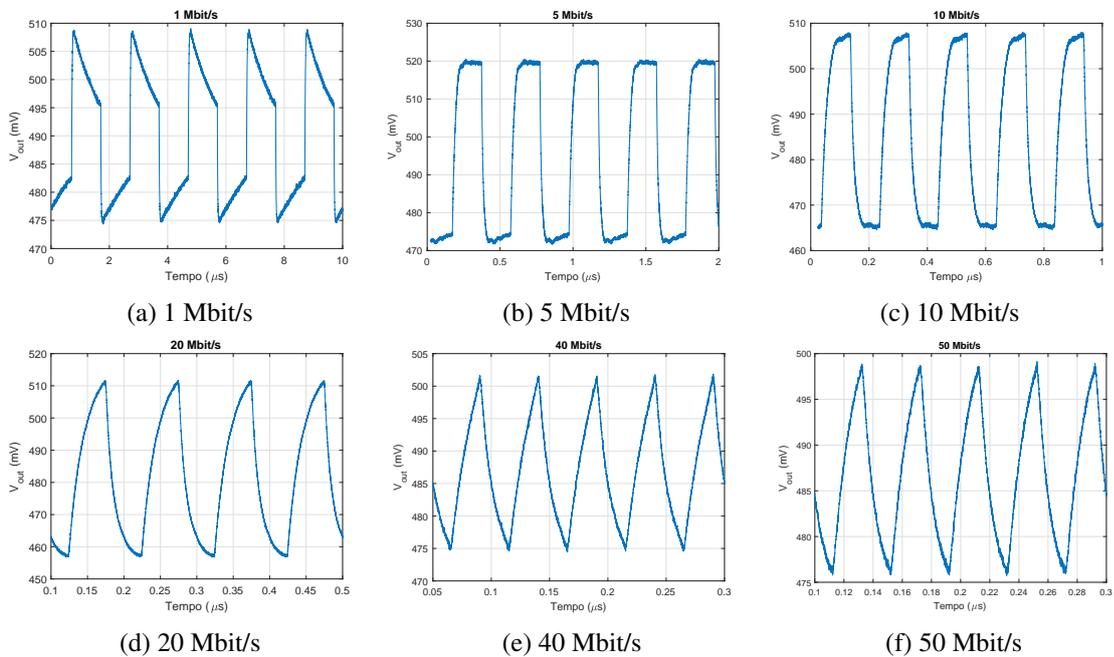


Figura 5.11: Resposta a uma onda quadrada

É possível concluir através da figura que para um sinal de 20 Mbit/s o sinal já vem amplamente distorcido, uma vez que no domínio ótico a largura de banda é apenas 17 MHz.

5.2.1 Modulação OOK com RTD

Tal como já foi demonstrado e estudado neste documento, é possível transmitir um sinal com modulação OOK, recorrendo ao RTD como transmissor.

A figura 5.12 mostra os resultados obtidos utilizando um detetor de envolvente, o que permite verificar a amplitude oscilação do RTD quando à sua entrada é aplicada uma onda quadrada.

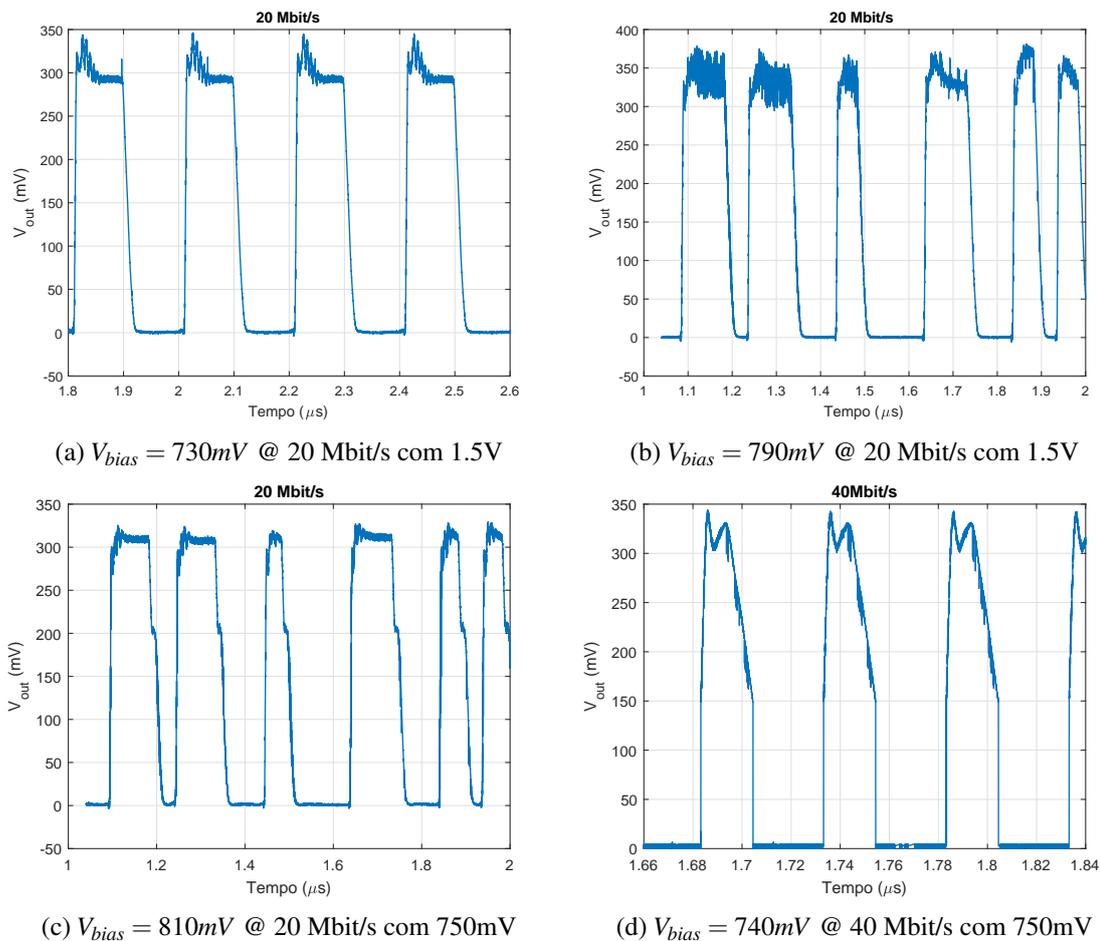


Figura 5.12: Deteção de envolvente

Como podemos verificar pela figura 5.12, quando é enviado um "1" o circuito oscila e quando é enviado um "0" o sistema não oscila, o que vai de encontro ao que era expectável. A figura 5.12a mostra que para uma tensão de polarização inferior à tensão de pico é necessário uma grande amplitude para ver nitidamente o RTD entrar e sair da oscilação. No entanto, polarizando o RTD numa região instável (fig.5.12c) já não é necessário uma amplitude tão elevada para obter o mesmo resultado.

A figura 5.13 apresenta resultados semelhantes aos anteriores, porém com uma onda sinusoidal. Como é possível observar, consoante se aumenta a tensão de polarização o RTD começa a entrar na oscilação e quanto maior for a tensão de polarização mais tempo o RTD oscila. A figura 5.13b representa a situação limite na qual se vê o RTD a começar a oscilar.

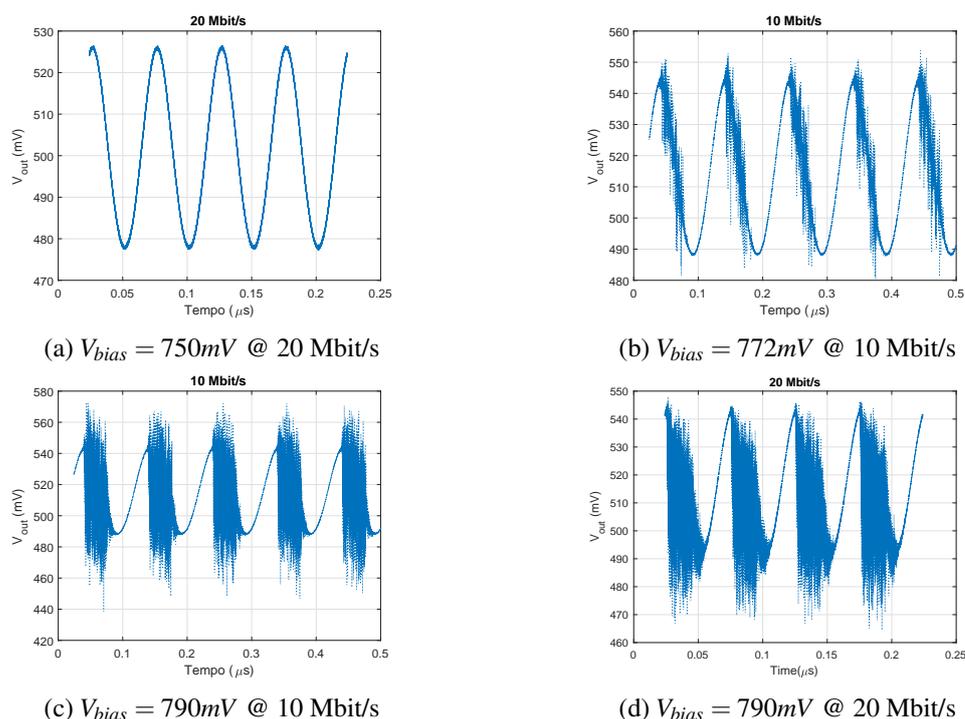


Figura 5.13: Oscilação com onda sinusoidal

A figura seguinte mostra os mesmos resultados, mas no domínio ótico. Como os resultados foram semelhantes é demonstrado o resultado para quando na entrada é aplicada uma sequência aleatória.

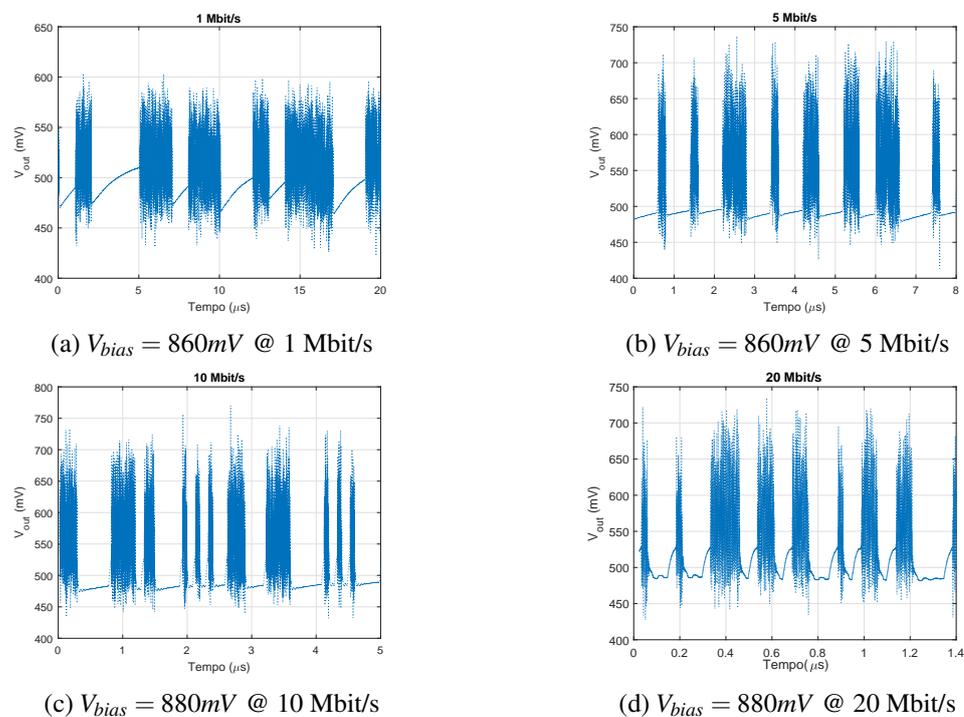


Figura 5.14: Oscilação de uma sequência aleatória no domínio ótico

5.2.2 Modulações

Posteriormente foi analisada a capacidade do RTD suportar a transmissão de sinais com outros formatos de modulação mais complexos.

O *setup* experimental para testar outros formatos de modulação é descrito pelo seguinte diagrama:

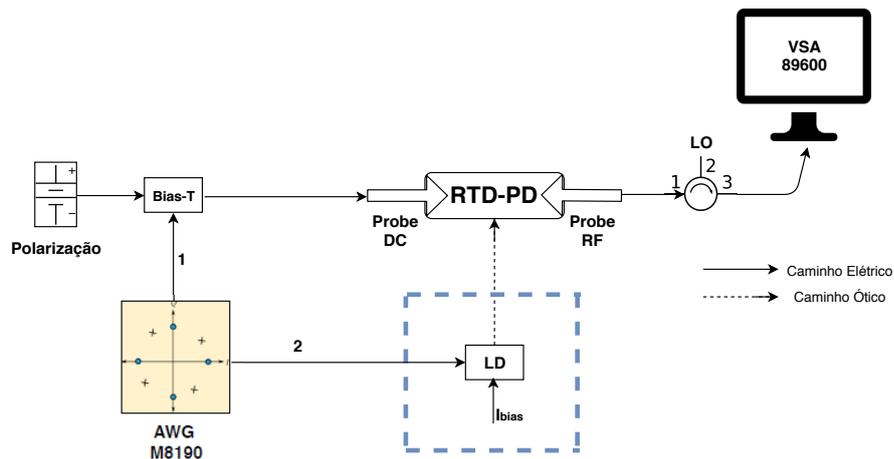


Figura 5.15: Diagrama do *setup* experimental utilizado nos testes da ligação *downlink*

Como podemos observar no diagrama, foi utilizado o *software Soft Front Panel* do AWG M8190 da Keysight, para gerar sinais QPSK e 16QAM, variando parâmetros como a frequência da portadora e a largura do sinal (*Baud Rate*).

A desmodulação do sinal é feita do lado RF, através do *software* VSA89600.

A figura 5.16 mostra a interface do *software* utilizado.

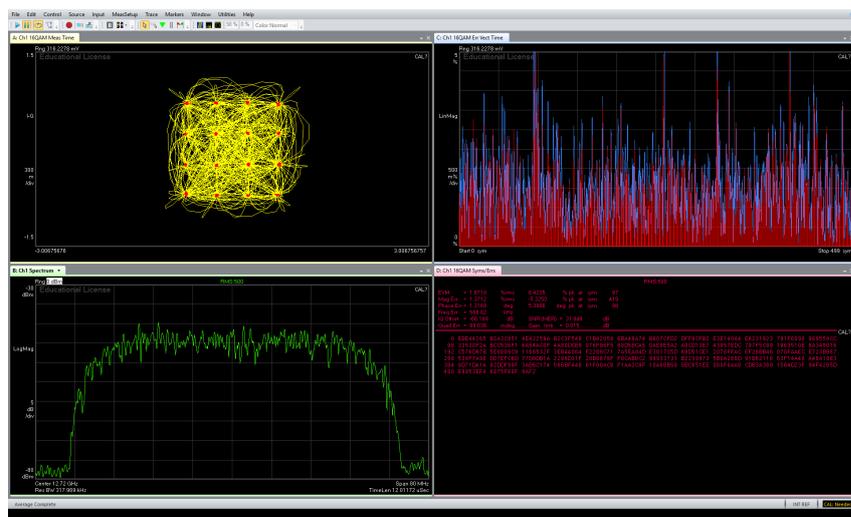


Figura 5.16: Interface do *software* VSA89600 da Keysight

Observando a figura 5.16 verificamos que a nossa interface se encontra dividida em 4 sub-janelas. A primeira janela corresponde à constelação do sinal desmodulado. A janela superior do lado direito corresponde ao gráfico do EVM ("Error Vector Magnitude"). A janela abaixo da constelação corresponde ao espectro do sinal e a janela ao seu lado direito apresenta uma série de parâmetros relacionados com o sinal desmodulado, tais como a relação sinal-ruído (SNR, "Signal Noise Ratio"), o EVM, o erro de fase e magnitude, entre outros parâmetros. Contudo, os parâmetros mais relevantes são a SNR e o EVM.

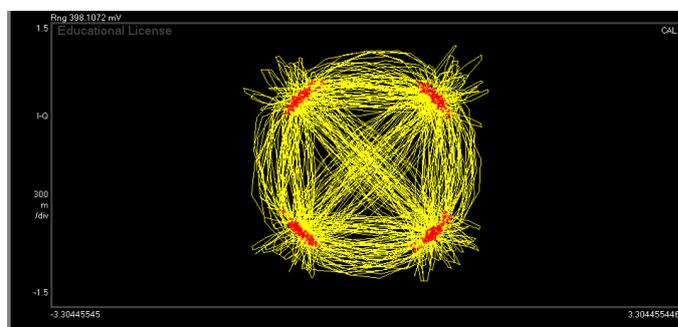
Como foi possível observar no diagrama 5.15, o sinal RF pode ser injetado no porto DC recorrendo ao *Bias-T* ou injetado diretamente na janela ótica do RTD, modulado pelo laser, seguindo o caminho 1 ou 2, respetivamente.

O circulador presente do lado RF tem como função permitir a implementação da técnica de *injection locking*, recorrendo a um oscilador local, cuja frequência de oscilação é a mesma que a frequência de ressonância do RTD.

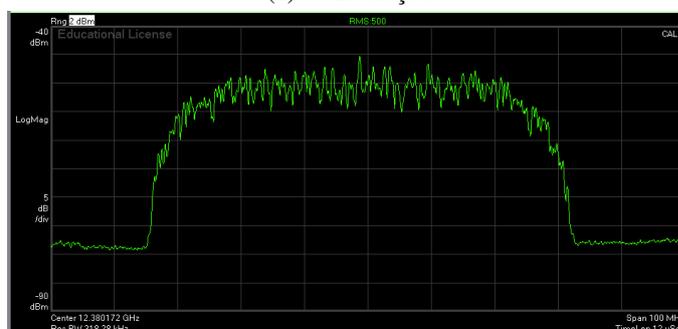
Sendo assim, a geração destes sinais pode ou não recorrer à técnica de *injection locking*, isto porque o sinal pode estar ligado diretamente ao VSA, sem passar pelo circulador.

No entanto, a utilização desta técnica será muito importante, uma vez que melhorará substancialmente o desempenho do nosso sistema.

A figura 5.17 revela a constelação e o espectro de um sinal QPSK sem *lock*, onde é perceptível o ruído de fase associado a cada símbolo, que provocou uma diminuição da relação sinal-ruído e um aumento do EVM. A figura 5.18 mostra o caso em que se recorre à técnica de *injection locking*, onde os pontos na constelação apresentam muito menor ruído de fase e uma melhor SNR.

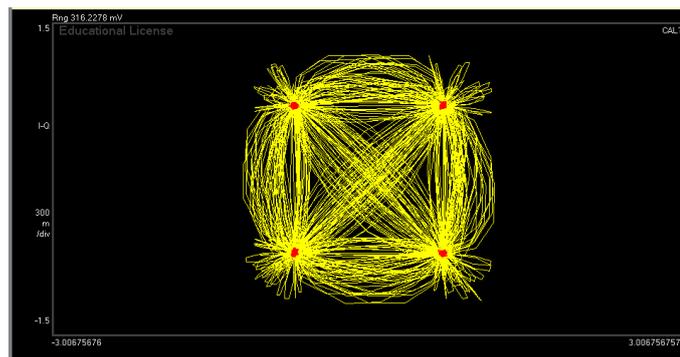


(a) Constelação

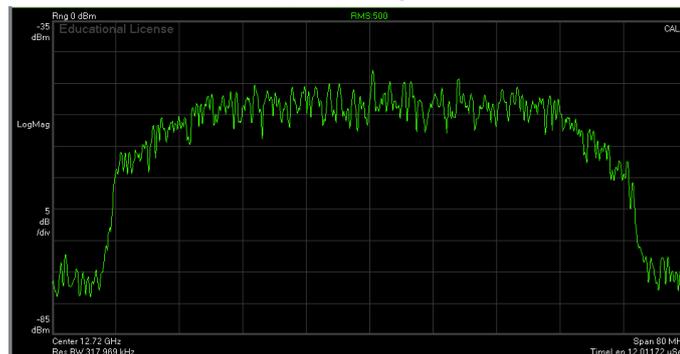


(b) Espectro

Figura 5.17: Constelação e Espectro do sinal QPSK desmodulado sem *injection locking*



(a) Constelação



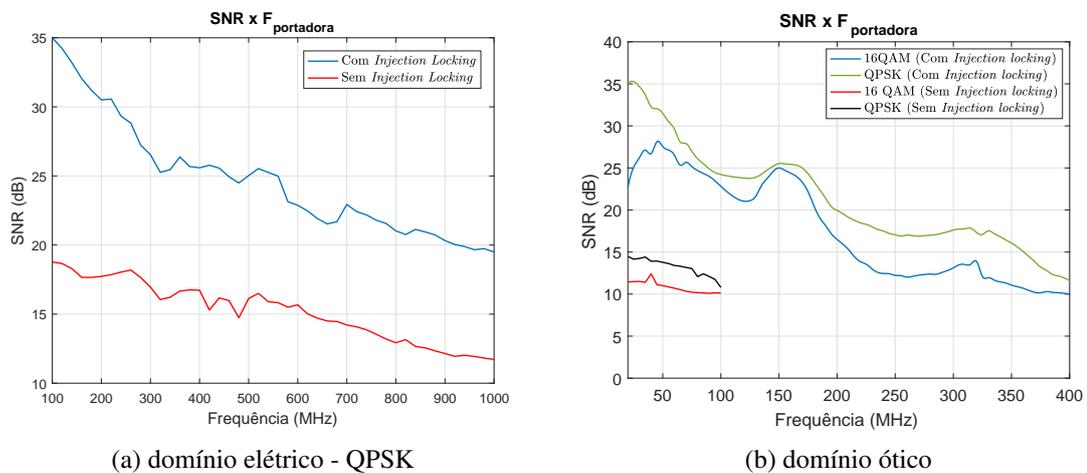
(b) Espectro

Figura 5.18: Constelação e Espectro do sinal QPSK desmodulado com *injection locking*

Foi realizado um estudo para analisar a relação entre a SNR e frequência da sub-portadora, quer no domínio ótico, quer no domínio elétrico.

O primeiro passo foi determinar a amplitude de *lock* ideal (-3dBm) e determinar o ponto ótimo de polarização (0.951V).

A figura 5.19 apresenta os resultados obtidos para esse estudo.



(a) domínio elétrico - QPSK

(b) domínio ótico

Figura 5.19: Efeito da variação da frequência da portadora na SNR

Como é possível observar na figura anterior, quanto mais distanciado estiver o sinal da portadora, menor será a SNR, uma vez que a potência da *side band* será menor, quanto mais afastada estiver da frequência central.

Tal como era esperado, o domínio elétrico apresenta resultados mais satisfatórios do que o domínio ótico, uma vez que há menos ruído e uma menor atenuação. Foi realizada uma análise no domínio elétrico para um sinal QPSK de amplitude pico a pico de 700mV e *Baud Rate* de 10 MBaud. Como é possível verificar na figura anterior, os resultados são mais satisfatórios com *injection locking*, dado que essa técnica reduz consideravelmente o ruído de fase. Quanto ao domínio ótico foram comparados dois formatos de modulação, QPSK e 16QAM, também eles com uma amplitude pico a pico de 700mV e *Baud Rate* de 10 MBaud. É possível depreender que os resultados são melhores usando uma modulação QPSK, dado que este formato de modulação é mais robusto do que a modulação 16QAM. Podemos ainda concluir que, tal como acontecia no domínio elétrico, os resultados com *injection locking* são muito mais satisfatórios. Sem recorrer a esta técnica, a partir de 100 MHz, a constelação do sinal desmodulado é praticamente irreconhecível e o EVM é muito elevado.

De seguida foi feito um teste semelhante, nas mesmas condições, mantendo a amplitude pico a pico em 700mV, porém neste caso fixou-se a frequência da portadora e fez-se variar o *Baud Rate*.

No caso do domínio elétrico (fig. 5.20a) a frequência da sub-portadora foi fixada em 150 MHz e apenas foi feita uma análise para QPSK. Já no domínio ótico, dadas as limitações, a frequência foi fixada em 70 MHz.

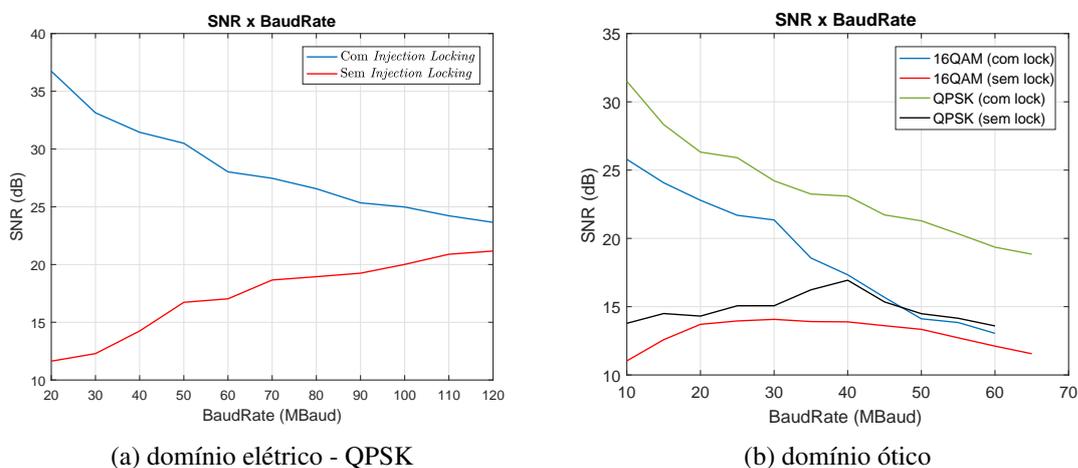


Figura 5.20: Efeito da variação do BaudRate na SNR

Observando a figura 5.20 verificamos que o comportamento no domínio ótico e elétrico é semelhante, isto porque com *injection locking* a SNR piora com o aumento do *Baud Rate*, enquanto que sem *injection locking* a SNR melhora.

Este facto pode ser facilmente entendido, uma vez que a técnica de *injection locking* reduz o ruído de fase, logo quanto maior for o *Baud Rate* menor será a SNR. No entanto, na ausência desta técnica quanto menor é o *Baud Rate* mais tempo o *bit* estará exposto ao ruído de fase, o que faz

com que a SNR seja melhor quanto menor for a duração de um *bit*, isto é, quanto maior for o *Baud Rate*.

Uma vez mais, os resultados obtidos para QPSK são mais satisfatórios comparando com os resultados obtidos para 16QAM, tal como era expectável.

5.3 Ligação uplink

Esta secção retrata os testes realizados na receção, sendo o sinal injetado no porto RF e analisado através de um analisador de espectros, colocado no porto DC. O *mixer* tem como funcionalidade realizar um *up-convert* da frequência do sinal para a frequência do RTD, permitindo que o RTD consiga receber o sinal.

De seguida, o RTD recebe o sinal e faz um *down-convert* da frequência, o que permite analisar o sinal recebido na sua banda base.

O *setup* experimental é representado no diagrama que se segue.

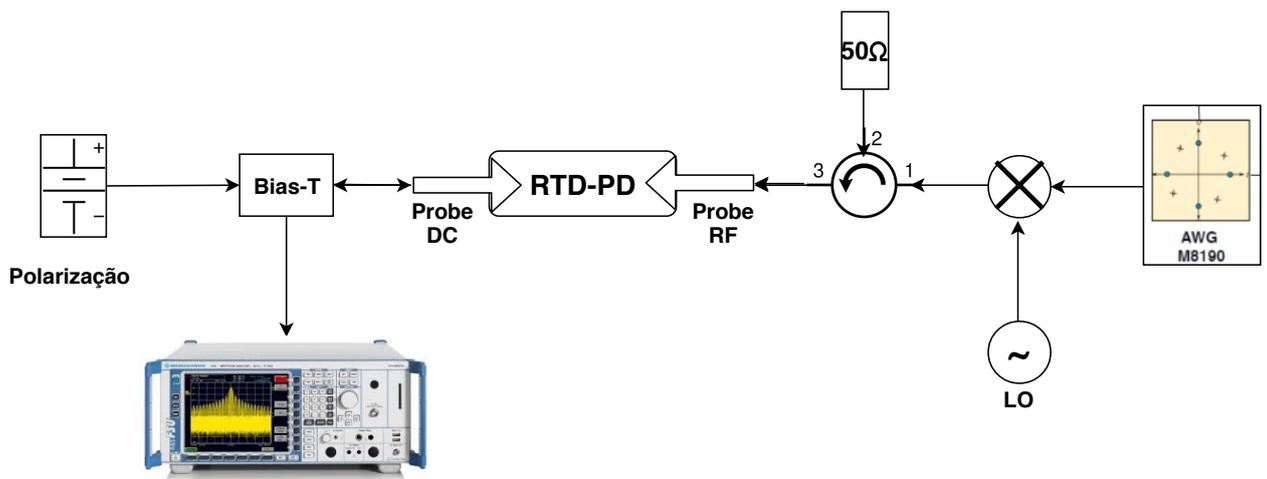


Figura 5.21: Diagrama do *setup* experimental da ligação *uplink*

O estudo que foi implementado teve como objetivo analisar a variação da amplitude do sinal detetado no porto DC com a amplitude do sinal de entrada no porto RF, de modo a verificar a influência do RTD como recetor.

Sendo assim, realizou-se um primeiro teste, onde foi injetada no porto RF uma onda sinusoidal com 100 MHz de frequência e amplitude variável, isto com o RTD polarizado no ponto de polarização ótimo, determinado anteriormente.

De seguida, foi colocado um sinal QPSK e ao invés da utilização do analisador de espectros foi utilizado o *software* VSA89600, para desmodular e analisar o sinal no porto DC.

A figura 5.22 apresenta os resultados obtidos para os dois testes realizados.

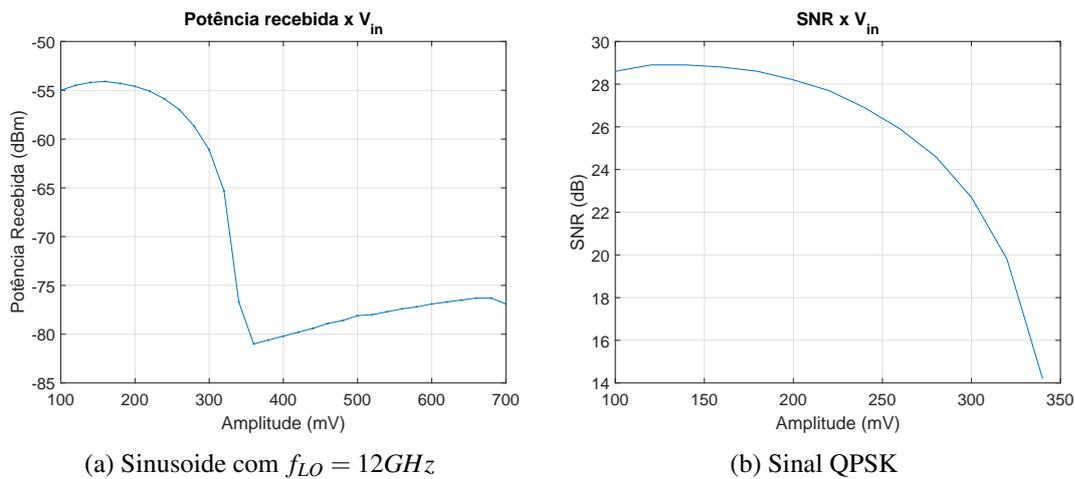


Figura 5.22: Análise da amplitude máxima permitida pelo RTD na recepção

Como é possível observar pela figura anterior, o RTD não suporta sinais com amplitudes superiores a 350mV, uma vez que satura.

Na figura 5.22a verificamos que para uma senoide com 350mV de amplitude a potência recebida do lado DC atinge o seu mínimo, que é aproximadamente -80dBm e tende a estabilizar entre esse valor e -75dBm.

Já para um sinal com um formato de modulação QPSK (fig. 5.22b) é medida a SNR do sinal recebido, após passar pelo RTD. Como é possível observar, a partir de 350mV a SNR é inferior a 10dB, o que torna impossível desmodular corretamente o sinal.

Em suma, podemos concluir que uma amplitude de aproximadamente 350mV é suficiente para saturar o RTD, impedindo que a recepção do sinal seja realizada corretamente, o que vai de encontro aos resultados obtidos na simulação, dado que a partir de 370mV o sinal sofria uma distorção, resultante da saturação do RTD.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Trabalho Desenvolvido

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo em ADS para estudar o comportamento do RTD, quer como transmissor, quer como recetor. Durante este estudo, o modelo desenvolvido foi sendo adaptado, consoante a simulação a realizar. Foi realizada uma análise das características DC do circuito, uma análise no domínio das frequências e foram implementadas as ligações *downlink* e *uplink*, tanto no domínio elétrico como no domínio ótico, onde foi verificada a influência de parâmetros como a tensão de polarização, a potência do sinal, entre outros fatores. Como a implementação do domínio ótico em ambiente de simulação é mais difícil, recorreu-se ao uso de uma fonte de corrente ideal, de modo a simular a fotocorrente gerada pelo RTD, quando nele incide um sinal ótico. A resposta em frequência foi medida recorrendo à simulação dos parâmetros S, enquanto o espectro do sinal foi obtido realizando uma simulação de envelope. Para simular a conversão de um sinal elétrico para um sinal ótico, na receção, foi desenvolvido um modelo para o laser FP 1310nm, de modo a estudar a sua influência na integração com o RTD. Foi também possível verificar através das simulações realizadas, que o ponto ótimo de polarização na receção corresponde à tensão do ponto máximo da característica I-V do RTD e que a amplitude máxima do sinal de entrada para que o RTD não sature é de 370mV.

Posteriormente foi realizada uma avaliação experimental do circuito, de modo a validar o modelo desenvolvido. Tal como em simulação, foram estudadas diversas características do RTD e implementadas as ligações *downlink* e *uplink*, de modo a estudar o RTD como transmissor e recetor, respetivamente. A injeção ótica no RTD foi realizada recorrendo ao laser FP 1310nm, ligado a uma fibra ótica, que fazia o sinal ótico incidir na janela ótica do RTD. Para medir a resposta em frequência do RTD em banda base e em *frequency offset* foi utilizado o VNA, onde se fazia passar o sinal gerado no porto 1 pelo RTD, ligando esse mesmo sinal ao porto 2 do VNA.

Na ligação descendente, foi testada a modulação OOK, recorrendo ao RTD, fazendo-o entrar e sair da NDR, isto é, da sua região de instabilidade. Nesta avaliação experimental foi verificada a influência da potência do sinal injetado e da tensão de polarização. De seguida foi estudada a capacidade do RTD suportar diferentes formatos de modulação. Os sinais foram gerados recorrendo

ao software *Soft Front Panel* do AWG M8190 e desmodulados através do software VSA 89600. Neste caso verificou-se que o sistema apresenta melhor desempenho para uma modulação QPSK, uma vez que é um formato de modulação mais robusto e ainda que a utilização da técnica de *injection locking* permitiu reduzir o ruído de fase e melhorar a SNR, atingindo valores superiores a 35dB. No entanto, para *Baud Rates* menores, sem recorrer a *injection locking*, verificou-se que o sistema apresenta um mau desempenho, uma vez que quanto maior for a duração do *bit* maior será a sua exposição ao ruído de fase. Quanto ao RTD como recetor, apenas foi medida a sua resposta variando a potência de injeção, sendo possível concluir que o RTD apenas mantém um bom desempenho como recetor até a uma amplitude máxima de entrada de 350mV.

6.2 Trabalho futuro

Devido às dificuldades em implementar equações diferenciais em ADS e dada a limitação de tempo, foi desenvolvido um modelo mais simples para representar o laser, recorrendo à aproximação de um modelo para pequenos sinais. No entanto, futuramente poderá ser desenvolvido um modelo mais exato, baseado nas equações de taxa do laser.

Outra análise que poderá ser feita em ambiente de simulação é procurar realizar testes para diferentes formatos de modulação, que no entanto se tornou complexo devido à dificuldade em executar a simulação *Dataflow*, uma vez que esta corresponde a uma simulação em banda base e o próprio ADS apresentou limitações para interpretar o RTD como sendo um modulador de sub-portadora.

Quanto à avaliação experimental poderão ser testados também outros formatos de modulação, em especial OFDM, dadas as vantagens que este formato fornece ao sistema.

Bibliografia

- [1] L. Pessoa, B. Peng, J. Wang, L. Sanchez, A. Al-Kahlidi, E. Wasige, A. Liu, H. Cantu, I. Oxtoby, B. Napier, *et al.*, “ibrow–innovative ultra-broadband ubiquitous wireless communications through terahertz transceivers,” *IEEE COMSOC MMTTC Communications-Frontiers*, vol. 11, no. 1, pp. 12–17, 2016.
- [2] J. Granada, A. Cárdenas, and N. Guerrero, “A novel dispersion monitoring technique in w-band radio-over-fiber signals using clustering on asynchronous histograms,” *Ingeniería e Investigación*, vol. 34, no. 3, pp. 76–80, 2014.
- [3] E. M. Connolly, *Investigation of wavelength tunable laser modules for use in future optically switched dense wavelength division multiplexed networks*. PhD thesis, Dublin City University, 2008.
- [4] V. V. Shcherbakov, A. F. Solodkov, and A. A. Zadernovsky, “Analysis of intensity modulation response of analog fiber-optic links,” in *IEEE 13th International Conference on Laser and Fiber-Optical Networks Modeling (LFNM)*, pp. 24–26, Sept 2016.
- [5] “Difference between analog and digital modulation.” <http://pediaa.com/difference-between-analog-and-digital-modulation/>. acessado a 20/01/2018.
- [6] U. R. Duarte, *Modelagem de diodos laser de Fabry-Perot travados por injeção de sinal óptico externo para uso em redes WDM-PON*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, 2011.
- [7] G. Keiser, *Optical fiber communications*. Wiley Online Library, 2003.
- [8] “What is semiconductor laser diode ?” <https://www.fiberlabs-inc.com/about-semiconductor-laser-diode/>. acessado a 27/01/2018.
- [9] G. P. Agrawal, *Lightwave technology: telecommunication systems*. John Wiley & Sons, 2005.
- [10] J. M. Senior and M. Y. Jamro, *Optical fiber communications: principles and practice*. Pearson Education, 2009.
- [11] J. Graeme, *Photodiode Amplifiers*. McGraw Hill, 1996.

- [12] M. Asada, S. Suzuki, and N. Kishimoto, "Resonant tunneling diodes for sub-terahertz and terahertz oscillators," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 47, no. 6R, p. 4375, 2008.
- [13] J. Figueiredo, B. Romeira, T. Slight, and C. Ironside, "Resonant tunnelling optoelectronic circuits," in *Advances in optical and photonic devices*, InTech, 2010.
- [14] T. Nagatsuma, "Terahertz communications technologies based on photonic and electronic approaches," in *Wireless Conference (European Wireless), 2012 18th European*, pp. 1–4, VDE, 2012.
- [15] H. Sugiyama, S. Suzuki, and M. Asada, "Room-temperature resonant-tunneling-diode terahertz oscillator based on precisely controlled semiconductor epitaxial growth technology," *NTT Tech. Rev.*, vol. 9, no. 1, 2011.
- [16] B. Romeira, J. M. Figueiredo, T. J. Slight, L. Wang, E. Wasige, C. N. Ironside, A. E. Kelly, and R. Green, "Nonlinear dynamics of resonant tunneling optoelectronic circuits for wireless/optical interfaces," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 45, no. 11, pp. 1436–1445, 2009.
- [17] B. Romeira, L. M. Pessoa, H. M. Salgado, C. N. Ironside, and J. M. Figueiredo, "Photodetectors integrated with resonant tunneling diodes," *Sensors*, vol. 13, no. 7, pp. 9464–9482, 2013.
- [18] T. J. Slight and 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*, vol. 43, no. 7, pp. 580–587, 2007.
- [19] B. Romeira, *Dynamics of resonant tunneling diode optoelectronic oscillators*. PhD thesis, Universidade do Algarve (Portugal), 2012.
- [20] C. Lim, A. Nirmalathas, Y. Yang, D. Novak, and R. Waterhouse, "Radio-over-fiber systems," in *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2009 Asia*, vol. 2009, pp. 1–10, IEEE, 2009.
- [21] H. Nikopour, E. Yi, A. Bayesteh, K. Au, M. Hawryluck, H. Baligh, and J. Ma, "Scma for downlink multiple access of 5g wireless networks," in *2014 IEEE Global Communications Conference*, pp. 3940–3945, Dec 2014.
- [22] A. Ngoma, *Radio-over-fibre technology for broadband wireless communication systems*. Technische Universiteit Eindhoven, 2005.
- [23] M. Arsat, S. Idrus, and N. Nawawi, "Performance analysis of sub carrier multiplexed system for radio over fiber technology," in *Telecommunication Technologies 2008 and 2008 2nd Malaysia Conference on Photonics. NCTT-MCP 2008. 6th National Conference on*, pp. 226–229, IEEE, 2008.

- [24] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. T. Allen, K. R. Demarest, and D. Richards, "Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission," *Journal of lightwave technology*, vol. 20, no. 3, p. 417, 2002.
- [25] V. R. Pagán and T. E. Murphy, "Phase-modulated radio-over-fiber systems," in *Optical Fiber Communication Conference*, pp. OW1D-5, Optical Society of America, 2013.
- [26] T. Berceli and P. R. Herczfeld, "Microwave photonics—a historical perspective," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2992–3000, 2010.
- [27] M. J. R. S. Almeida, *Geração e propagação de sinais rádio sobre fibra (RoF)*. PhD thesis, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2011.
- [28] H. Chi, X. Zou, and J. Yao, "Analytical models for phase-modulation-based microwave photonic systems with phase modulation to intensity modulation conversion using a dispersive device," *Journal of Lightwave technology*, vol. 27, no. 5, pp. 511–521, 2009.
- [29] H.-C. Ji, H. Kim, and Y. C. Chung, "Full-duplex radio-over-fiber system using phase-modulated downlink and intensity-modulated uplink," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 9–11, 2009.
- [30] S. Nakamura, S. Pearton, and G. Fasol, *The blue laser diode: the complete story*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [31] K. Petermann, *Laser diode modulation and noise*, vol. 3. Springer Science & Business Media, 2012.
- [32] S. K. Tasirin, P. S. Menon, I. Ahmad, and S. F. Abdullah, "High performance silicon lateral pin photodiode," in *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, vol. 16, p. 012032, IOP Publishing, 2013.
- [33] N. Orihashi, S. Suzuki, and M. Asada, "One thz harmonic oscillation of resonant tunneling diodes," *Applied Physics Letters*, vol. 87, no. 23, p. 233501, 2005.
- [34] Y. Ikeda, K. Okada, S. Kitagawa, S. Suzuki, and M. Asada, "Resonant-tunneling-diode oscillator with high-frequency modulation structure for high-capacity terahertz communication," in *Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 2014 39th International Conference on*, pp. 1–2, IEEE, 2014.
- [35] D. Bohm, *Quantum theory*. Courier Corporation, 1951.
- [36] L. Iogansen, "The possibility of resonance transmission of electrons in crystals through a system of barriers," *Soviet Physics JETP*, vol. 18, p. 146, 1964.
- [37] L. Esaki and L. Chang, "New transport phenomenon in a semiconductor "superlattice"," *Physical Review Letters*, vol. 33, no. 8, p. 495, 1974.

- [38] L. Chang, L. Esaki, and R. Tsu, "Resonant tunneling in semiconductor double barriers," *Applied Physics Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 593–595, 1974.
- [39] J. M. L. Figueiredo, *Optoelectronic properties of resonant tunnelling diodes*. PhD thesis, Universidade do Porto (Portugal), 2000.
- [40] B. Romeira, K. Seunarine, C. N. Ironside, A. E. Kelly, and J. M. Figueiredo, "A self-synchronized optoelectronic oscillator based on an rtd photodetector and a laser diode," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 16, pp. 1148–1150, 2011.
- [41] A. Pikovsky, M. Rosenblum, J. Kurths, and J. Kurths, *Synchronization: a universal concept in nonlinear sciences*, vol. 12. Cambridge university press, 2003.
- [42] J. Schulman, H. De Los Santos, and D. Chow, "Physics-based rtd current-voltage equation," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 220–222, 1996.
- [43] M. Reddy, R. Yu, H. Kroemer, M. Rodwell, S. Martin, R. Muller, and R. Smith, "Bias stabilization for resonant tunnel diode oscillators," *IEEE microwave and guided wave letters*, vol. 5, no. 7, pp. 219–221, 1995.
- [44] K. Maezawa, Y. Ookawa, S. Kishimoto, T. Mizutani, M. Takakusaki, and H. Nakata, "High-power oscillations in resonant tunneling diode pair oscillator ics fabricated with metamorphic devices," *Japanese journal of applied physics*, vol. 46, no. 4S, p. 2306, 2007.
- [45] M. Asada and S. Suzuki, "Compact thz oscillators with resonant tunneling diodes and application to high-capacity wireless communications," in *Applied Electromagnetics and Communications (ICECom), 2013 21st International Conference on*, pp. 1–5, IEEE, 2013.
- [46] C. P. Allford and P. D. Buckle, "Strain compensated ingaas/alas triple barrier resonant tunneling structures for thz applications," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 772–779, 2017.
- [47] J. Tavares, L. Pessoa, J. Figueiredo, and H. Salgado, "Analysis of resonant tunnelling diode oscillators under optical modulation," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2017 19th International Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2017.
- [48] B. Romeira, J. Figueiredo, T. J. Slight, L. Wang, E. Wasige, C. Ironside, J. Quintana, and M. Avedillo, "Synchronisation and chaos in a laser diode driven by a resonant tunnelling diode," *IET optoelectronics*, vol. 2, no. 6, pp. 211–215, 2008.
- [49] B. Romeira, J. M. Figueiredo, C. N. Ironside, A. E. Kelly, and T. J. Slight, "Optical control of a resonant tunneling diode microwave-photonic oscillator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 21, pp. 1610–1612, 2010.
- [50] M. Ozyazici, "The complete electrical equivalent circuit of a double heterojunction laser diode using scattering parameters," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 6, no. 4, pp. 1243–1253, 2004.

- [51] R. Tucker and I. Kaminow, "High-frequency characteristics of directly modulated ingaasp ridge waveguide and buried heterostructure lasers," *Journal of lightwave technology*, vol. 2, no. 4, pp. 385–393, 1984.
- [52] H. I. Cantú, A. McKee, I. Eddie, and A. E. Kelly, "Parametric study of 1310 nm ridge waveguide alginas-inp semi-conductor laser dynamics," *IET Optoelectronics*, vol. 9, no. 6, pp. 341–347, 2015.