

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
CENTRO TECNOLÓGICO
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES



Felipe Araújo Marins

Transmissão de Frequências Intermediárias sobre Fibras Ópticas

Poliméricas de PMMA

Niterói-RJ

2020

Felipe Araújo Marins

Transmissão de Frequências Intermediárias sobre Fibras Ópticas Poliméricas de PMMA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

Niterói-RJ

2020

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

M337t Marins, Felipe Araújo
Transmissão de Freqüências Intermediárias sobre Fibras
Ópticas Poliméricas de PMMA / Felipe Araújo Marins ; Ricardo
Marques Ribeiro, orientador. Niterói, 2020.
124 f.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,
Niterói, 2020.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2020.m.12264899743>

1. Optoeletrônica. 2. Óptica. 3. Fibra Ótica. 4. Laser
Semicondutor. 5. Produção intelectual. I. Ribeiro, Ricardo
Marques, orientador. II. Universidade Federal Fluminense.
Escola de Engenharia. III. Título.

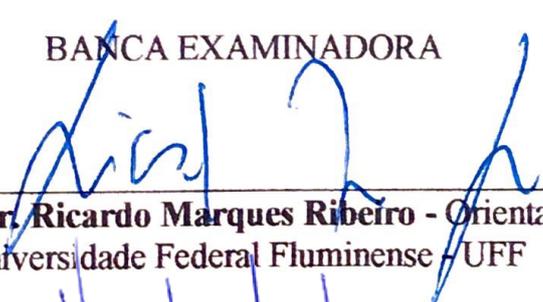
CDD -

FELIPE ARAÚJO MARINS

TRANSMISSÃO DE FREQUÊNCIAS INTERMEDIÁRIAS SOBRE FIBRAS
ÓPTICAS POLIMÉRICAS DE PMMA

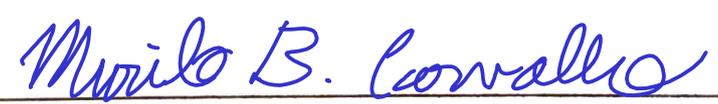
Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.
Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro - Orientador
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Dr. Vinicius Nunes Henrique Silva
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Murilo Bresciani de Carvalho
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof.ª. Dra. Cláudia Barucke Marcondes

Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow - (CEFET-RJ)

Niterói
(dezembro/2020)

À Santíssima Virgem Maria.

Agradecimentos

Agradeço sobre todas as coisas a Deus, que se fez homem e se entregou à morte de cruz para nossa salvação e à Santíssima Virgem Maria, mãe de Deus, por sua proteção e amparo.

A minha amada esposa e amiga Camila, pelo seu companheirismo perene, dedicação a nossa família e incondicional apoio durante essa árdua, mas prazerosa, caminhada.

A minha adorada filha Isabel Maria, meu bem mais precioso, que com sua chegada tudo mudou. Seu carinho e sua interminável alegria foram sempre fonte de ânimo quando o cansaço parecia maior que a vontade de vencer.

Aos meus pais, Genesis e Fátima, por nunca terem deixado me faltar nada, por todo o amor e valores transmitidos. Agradeço por estarem sempre comigo, abrindo mão de suas vontades, incentivando-me nos estudos e me fazendo perceber que o verdadeiro conhecimento é um dos bens mais valiosos de um homem.

Ao meu irmão Matheus, meu melhor amigo e maior exemplo de dedicação aos estudos, pela sua constante e sincera disponibilidade em estar sempre a meu lado e por me orientar no melhor caminho a seguir.

Ao meu orientador, professor Ricardo Marques, pela sua indelével paciência, amizade e total comprometimento em transmitir o máximo de conhecimento, a fim de que eu pudesse superar as minhas limitações e absorver o máximo dos seus ensinamentos.

Aos professores Andrés Pablo e Vinícius Nunes, do Laboratório de Comunicações Ópticas (LACOP), à professora Claudia Barucke (CEFET-RJ), e aos professores Pedro Castelanos, Vanessa Magri e Leni Matos, do Laboratório de Comunicações Móveis, pelas fundamentais contribuições em sala de aula e apoio nos experimentos em bancada.

Ao amigo e compadre Luiz Frederico pelas inúmeras experiências e orientações transmitidas, sempre precisas, sobretudo no que diz respeito aos campos profissional e acadêmico.

Ao Capitão de Fragata Paim, por toda ajuda e ensinamentos prestados antes e durante o Mestrado, que certamente contribuíram para que eu concluísse com sucesso o curso.

Ao Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha (CGAEM) pelo suporte oferecido, desde o primeiro momento do processo seletivo (interno) do Mestrado até a conclusão do mesmo. Agradeço especialmente ao Capitão de Fragata Alessandro, ao Capitão-Tenente Yanes, ao Capitão-Tenente Antônio e ao Capitão-Tenente Sampaio.

À Marinha do Brasil pela oportunidade de realizar esse Mestrado, tornando possível adquirir

novos conhecimentos e aprofundar os já existentes, de forma que possa melhor contribuir para o desenvolvimento da Força.

Resumo

Há diversas aplicações da fotônica em RF/microondas (*RF/microwave photonics*), sejam elas no ambiente civil ou militar. Um dos usos mais consagrados é na implementação de enlaces analógicos a fibra óptica em sistemas empregando a tecnologia *Antenna Remoting*, em que as antenas transmissoras e/ou receptoras localizam-se em sítios remotos e bastante afastados das unidades de processamento do sinal.

Este trabalho descreve a transmissão de um sinal analógico em Frequência Intermediária (Intermediate Frequency - IF) sobre um enlace à fibra óptica polimérica (Polymeric/Plastic Optical Fiber - POF) com base de polimetilmetacrilato (Poly-Methyl-Methacrylate - PMMA). A IF é gerada através do processo de *downconversion* no módulo transmissor empregando-se *mixers* de frequência, podendo ou não, ser resgatada para a frequência RF (Radio Frequency) originalmente transmitida, devido à presença de outro *mixer* que realiza o processo de *upconversion* no módulo receptor. Já que os sinais RF podem ser de altas frequências e a banda das POFs é tipicamente da ordem de centenas de MHz.100m e com valores de atenuação de cerca de 100 dB/km, utilizar a IF se configura como uma ferramenta bastante útil para contornar problemas de atenuação e dispersão do sinal nessas fibras. Com esses valores de banda passante e atenuação, o emprego de POF PMMA encontra maior aplicabilidade em projetos envolvendo pequenas distâncias, tipicamente da ordem de 100 metros, podendo atingir valores em torno de 500 metros, entre os módulos transmissor e receptor.

No presente trabalho, as fontes ópticas responsáveis por gerar a portadora óptica são LEDs (*Light-Emitting Diode*) ultra-brilhantes e diodos *laser* (*Laser Diode* - LD), ambos operando no espectro do visível, com comprimento de onda central em 520nm. Destaca-se que as fontes foram caracterizadas isoladamente quanto as suas características optoeletrônicas e, posteriormente, inseridas no enlace, a fim de verificar seus parâmetros de não-linearidades devidos à conversão optoeletrônica. Fontes ópticas em 520 nm, quando utilizadas com POF PMMA, apresentam a segunda melhor janela de transparência para o sinal transportado na fibra, o que permite estender a dimensão do enlace para maiores distâncias, além de apresentar um patamar plano.

Palavras-chave: Frequência Intermediária, LED, Diodo *Laser*, POF, PMMA, *Mixers* de Frequência, *Antenna Remoting*

Abstract

There are a plethora of applications of RF/microwave photonics, whether in the civil or military environment. One of the most established uses is in the implementation of analog connections to an optical fiber in systems employing Antenna Remoting technology, in which the transmitting and/or receiving antennas are located in remote locations and quite far from the signal processing units.

This work describes the transmission of an analog signal in Intermediate Frequency (IF) over a polymeric fiber optic (POF) link based on polymethylmethacrylate (PMMA). The IF is generated through the downconversion process in the transmitter module using frequency mixers, which may or may not be redeemed for the RF frequency originally transmitted due to the presence of another mixer that performs the upconversion process in the month receiver module. Since RF signals can be of high frequencies and the POF band is typically on the order of hundreds of MHz.100m and with attenuation values of around 100 dB km, using IF is a most useful tool to circumvent signal attenuation and dispersion problems in these arms. With these values of passband and attenuation, the use of POF PMMA finds greater applicability in projects involving small distances, typically on the order of 100 meters, and may reach values around 500 meters, between the transmitter and receiver modules.

In the present work, the optical sources responsible for generating the optical carrier are ultra-bright LEDs (Light-Emitting Diode) and laser diodes (LD), both operating in the visible spectrum, with a central wavelength of 520nm. It is noteworthy that the sources were characterized separately in terms of their optoelectronic characteristics and, subsequently, inserted in the link to verify their non-linearity parameters due to the optoelectronic conversion. 520 nm optical sources, when used with PMMA-based POF, have the second-best transparency window for the signal carried in the fiber, which allows extending the dimension of the link for greater distances, besides presenting a flat level.

Keywords: Intermediate Frequency, LED, Laser Diode, POF, PMMA, Frequency Mixers, Antenna Remoting

Lista de Figuras

2.1	<i>Decoy</i> rebocado AN/ALE-55 empregado pela aeronave F/A-18E/F <i>Super Hornet</i>	6
2.2	Esquema simplificado de um enlace em <i>Antenna Remoting</i> empregando modulação externa.	7
2.3	LED em heteroestrutura com emissão de superfície.	9
2.4	LED em heteroestrutura com emissão lateral.	9
2.5	Emissão estimulada em um diodo <i>laser</i> , onde E_v representa a energia da camada de valência e E_c da camada de condução. E_g representa a energia de <i>bandgap</i>	11
2.6	Espectro de emissão óptica de um diodo <i>laser</i> com cavidade ressonante Fabry-Perot.	12
2.7	Curvas “Potência Óptica x Comprimento de onda” para diferentes temperaturas de operação do <i>laser</i>	13
2.8	Curva P _x I característica de um diodo <i>laser</i>	13
2.9	POF em corte ilustrando o ângulo θ , cujo valor é metade do ângulo de injeção da luz na fibra.	15
2.10	Espectro Eletromagnético com destaque para as faixas de operação típicas das POFs e GOFs.	15
2.11	Estrutura molecular do PMMA.	16
2.12	Curva de atenuação para POF PMMA.	17
2.13	Alargamento temporal do pulso causado pela dispersão material.	19
2.14	Perfil de índice de refração de uma POF-SI	20
2.15	Dispersão em uma POF-SI.	20
2.16	Perfil de índice de refração de uma POF-DSI.	21
2.17	Propagação dos raios no interior de uma POF-DSI.	22
2.18	Perfil de índice de refração de uma POF-GI.	22
2.19	Dispersão em uma POF-GI.	23
2.20	Estrutura molecular do CYTOP [®]	23
2.21	Curva de dispersão material das fibras de vidro (sílica), PMMA e CYTOP [®]	24
2.22	Gráfico comparativo das larguras de banda de diferentes POFs e GOFs.	24
2.23	Diagrama de bandas de energia de um fotodiodo <i>pin</i> , onde o fóton incidente gera o par elétron-buraco.	25
2.24	Curva “ I_p x P_{in} ” característica de um fotodiodo <i>pin</i>	26

2.25	Curva da responsividade e eficiência quântica em função do comprimento de onda de fotodiodos <i>pin</i>	27
2.26	Processos de <i>downconversion</i> e <i>upconversion</i> . Neste, percebe-se a presença do sinal RF em banda lateral dupla após a mistura dos sinais IF e LO.	29
2.27	Circuito elétrico de um <i>mixer</i> duplamente balanceado	30
2.28	Tipos de isolamento que ocorrem em um <i>mixer</i> de frequência.	31
2.29	Representação gráfica do ponto de compressão de 1dB.	32
2.30	Diagrama esquemático de uma enlace analógico a fibra óptica.	34
2.31	Gráfico genérico ilustrando o ponto de queda de 3dB das bandas elétrica e óptica.	36
2.32	Circuito de casamento conjugado de impedância em banda estreita.	37
2.33	Circuitos equivalentes de ruído térmico: (a) resistor que produz ruído (b) resistor sem ruído em série com uma fonte de voltagem geradora de ruído e (c) resistor sem ruído em paralelo com uma fonte de corrente geradora de ruído.	40
2.34	Circuito em modulação direta com as fontes de ruído, onde o RIN é o ruído predominante no enlace.	42
2.35	Potência de saída da fundamental e das intermodulações de 2 ^a e 3 ^a ordens em função da potência de entrada, em escala logarítmica.	45
3.1	Enlace montado para medição da potência óptica do LED.	47
3.2	Curva da potência óptica do LED verde em função da corrente DC (<i>bias</i>).	48
3.3	Diagrama em bloco do enlace analógico a fibra óptica para medição da banda do LED.	49
3.4	Banda passante do LED em 15MHz@-3dBo.	50
3.5	Configuração de enlace empregado para determinação das distorções harmônicas do LED verde.	51
3.6	Diagrama em bloco do enlace com casamento resistivo de impedâncias para determinação de não-linearidades	51
3.7	Resposta do LED verde no teste de 1 tom de frequência (5MHz) e com a presença do 2 ^o harmônico (10MHz). O nível de ruído do sistema é -60 dBm.	52
3.8	Resposta do LED verde no teste de 1 tom de frequência (5MHz) e com a presença do 3 ^o harmônico (15MHz). O nível de ruído do sistema é - 60 dBm.	53
3.9	Espectro de frequências gerado na saída do sistema pela não-linearidade da fonte óptica.	54
3.10	Representação gráfica dos produtos de intermodulação de 2 ^a e 3 ^a ordens, onde se tem representado os valores de SFDR e IP dos respectivos produtos.	55
3.11	Dispositivos que compõe toda estrutura de acionamento do diodo <i>laser</i>	56
3.12	Diagrama em bloco da montagem do diodo <i>laser</i>	56
3.13	Curva da potência óptica do <i>laser</i> em função da corrente DC (<i>bias</i>).	57
3.14	Saída óptica modulada sob os efeitos de distorção por <i>clipping</i> e por saturação no ponto de compressão de 1 dB.	58

3.15 Diagrama em bloco do enlace analógico a fibra óptica para medição da potência óptica e da banda do LD.	59
3.16 Gráfico da resposta em frequência do enlace contendo o <i>laser</i> verde como fonte óptica. . .	59
3.17 Foto do enlace empregado para determinação das distorções harmônicas do diodo <i>laser</i> verde.	60
3.18 Resposta do LD verde no teste de 1 tom de frequência (50 MHz) com a presença do 2 ^o harmônico (100 MHz), onde o nível de ruído do sistema é -40 dBm.	61
3.19 Resposta do LD verde no teste de 1 tom de frequência (50 MHz) com a presença do 3 ^o harmônico (150 MHz), onde o nível de ruído do sistema é -40 dBm.	62
4.1 Diagrama em bloco do enlace para determinação da potência elétrica de saída na porta IF do <i>mixer</i>	65
4.2 Diagrama em bloco do enlace sem a presença do <i>mixer</i> de frequências para geração da IF.	67
4.3 Diagrama em bloco do EAFO empregando um <i>mixer</i> de frequências para geração da IF.	67
4.4 Diagrama em bloco do enlace sem o <i>mixer</i> de frequência no módulo TX.	68
4.5 Diagrama em bloco do EAFO empregando <i>mixer</i> de frequência no módulo TX para geração da IF.	69
4.6 Diagrama em bloco do enlace sem o <i>mixer</i> de frequência no módulo TX.	70
4.7 Diagrama em bloco do EAFO empregando <i>mixer</i> de frequências nos módulos TX e RX.	70
4.8 Apresentação do sinal em 120 MHz na tela do ESA para o enlace sem a presença dos <i>mixers</i>	71
4.9 Apresentação da tela do ESA para o enlace com a presença dos <i>mixers</i> no TX e RX.	72
4.10 Enlace de 20m de POF com <i>mixer</i> apenas no módulo de transmissão e tendo LD como fonte óptica.	73
4.11 Diagrama em bloco do enlace sem o <i>mixer</i> de frequência no módulo TX e com o LD como fonte óptica.	74
4.12 Diagrama em bloco do enlace com <i>mixer</i> apenas no transmissor e com o LD como fonte óptica.	74
4.13 Enlace de 20m de POF com <i>mixers</i> nos módulos transmissor e receptor.	75
4.14 Diagrama em bloco do enlace com os <i>mixers</i> ausentes.	76
4.15 Diagrama em bloco do enlace com <i>mixers</i> no transmissor e no receptor.	76
4.16 Tela do ESA apresentando a potência elétrica na saída EAFO em 210 MHz com os <i>mixers</i> ausentes.	77
4.17 Tela do ESA apresentando as potências elétricas na saída do EAFO em 210 MHz com os <i>mixers</i> presentes.	78
4.18 Tela do ESA para o enlace em 120 MHz e sem a presença dos <i>mixers</i>	78
4.19 Tela do ESA mostrando os picos de potência para o enlace em 120 MHz e com a presença dos <i>mixers</i> nos módulos TX e RX.	79

Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre parâmetros dos fotodiodos <i>pin</i> e <i>APD</i>	28
2.2	Magnitudes e frequências dos sinais DC, fundamental e distorções para 1 e 2 tons.	44
3.1	Comparativo das características optoeletrônicas entre LED e LD, ambos operando em λ_c = 520 nm.	62
4.1	Potências elétricas de saída nas diferentes configurações de enlace e seus ganhos de RF . . .	72
4.2	Potência elétrica na saída do enlace com diodo <i>laser</i> e os respectivos ganhos de RF	80

Lista de Acrônimos

- AFG** Arbitrary Function Generator. 48
- APD** Avalanche Photodiode. 25
- CL** Conversion Loss. 30
- CW** Continuous Wave. 12
- CYTOP** Cyclic Transparent Optical Polymer. 23
- dB** Decibel. 1
- dBe** Decibel Elétrico. 36
- dBm** Decibel Miliwatt. 31
- dB_o** Decibel Óptico. 36
- DC** Direct Current. 10
- DSI** Double Step Index. 21
- E/O** Eletro-óptica. 8
- EAFO** Enlace Analógico a Fibra Óptica. 33
- EEM** Espectro Eletromagnético. 15
- ELED** Edge-Emitting LED. 8
- EMD** Equilibrium Mode Distribution. 18
- END** Estratégia Nacional de Defesa. 2
- ESA** Electrical Spectrum Analyser. 50
- FWHM** Full Width at Half Maximum. 18
- GE** Guerra Eletrônica. 2

- GI** Graded Index. 1
- HD** Harmonic Distortion. 51
- HD₂** Second Order Harmonic Distortion. 51
- HD₃** Third Order Harmonic Distortion. 52
- IF** Intermediate Frequency. vi
- IMD₂** Second Order Intermodulation Distortion. 53
- IMD₃** Third Order Intermodulation Distortion. 53
- IP** Intercept Point. 45, 51
- IP₂** Second Order Intercept Point. 51
- IP₃** Third Order Intercept Point. 52
- laser** Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation. 1
- LD** Laser Diode. vi
- LED** Light-Emitting Diode. vi
- LO** Local Oscillator. 28
- MAE** Medidas de Ataque Eletrônico. 2
- MAGE** Medidas de Apoio a Guerra Eletrônica. 2
- MM** Multimode. 15
- MMA** Methyl-Methacrylate. 16
- MPE** Medidas de Proteção Eletrônica. 2
- MWP** Microwave Photonics. 5
- MZM** Mach-Zender Modulator. 35
- NA** Numerical Aperture. 16
- NF** Noise Figure. 32
- NTT** Nippon Telegraph and Telephone. 1
- O/E** Optoeletrônica. 8
- PD** Photodiode. 25

- PF** Perfluorinated. 1
- PMMA** Poly-Methyl-Methacrylate. vi
- POF** Polymeric/Plastic Optical Fiber. vi
- RF** Radio Frequency. vi
- RIN** Relative Intensity Noise. 34
- RoF** Radio-over-Fiber. 5
- RX** Receptor. x, 69
- SFDR** Spurious Free Dynamic Range. 32, 45
- SI** Step Index. 1
- SLED** Surface-Emitting LED. 8
- SM** Single Mode. 19
- SNR** Signal-to-Noise Ratio. 5
- TTD** True Time Delay. 7
- TX** Transmissor. x, 67–69, 72
- VSWR** Voltage Standing Wave Ratio. 33

Sumário

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xii
Lista de Acrônimos	xiii
1 Introdução	1
1.1 Contexto Histórico	1
1.2 Motivação	2
1.3 Objetivos	3
1.4 Organização da Dissertação	3
2 Fundamentação Teórica	5
2.1 A <i>Microwave Photonics</i> em Aplicações Militares	5
2.2 Fontes Ópticas Baseadas em Estruturas Semicondutoras	8
2.2.1 <i>Light Emitting Diode</i> (LED)	8
2.2.2 <i>Laser Diode</i> (LD)	10
2.3 Fibras Ópticas	14
2.3.1 POF PMMA	16
2.3.1.1 POF-SI (<i>Step Index</i>)	19
2.3.1.2 POF-DSI (<i>Double Step Index</i>)	21
2.3.1.3 POF-GI (<i>Graded Index</i>)	21
2.3.2 POF PF	23
2.4 Fotodetectores	24
2.4.1 Fotodiodo <i>pin</i>	25
2.4.2 Fotodiodo APD	27
2.5 Misturadores (<i>Mixers</i>) de Frequência	28

2.5.1	Perda por Conversão	30
2.5.2	Isolamento	31
2.5.3	Ponto de Compressão de 1dB	31
2.5.4	<i>VSWR</i> - <i>Voltage Standing Wave Ratio</i>	32
2.5.5	Intermodulação de Tom Único	33
2.6	Enlace Analógico a Fibra Óptica (EAFO)	33
2.6.1	Largura de Banda	34
2.6.2	Ganho de RF	37
2.6.3	Figura-de-Ruído	39
2.6.3.1	Ruído Térmico	39
2.6.3.2	Ruído Balístico (<i>Shot Noise</i>)	40
2.6.3.3	Ruído de Intensidade Relativa (<i>RIN</i>)	41
2.6.4	Distorção	42
3	Caracterização das Fontes Ópticas e do Enlace	47
3.1	Caracterização do LED Verde	47
3.2	Caracterização de Não-linearidades do Enlace com POF e LED Verde	50
3.2.1	Distorções Harmônicas de 2 ^a e 3 ^a Ordens	50
3.2.2	Intermodulações de 2 ^a e 3 ^a Ordens	53
3.3	Caracterização do Diodo <i>Laser</i> Verde	56
3.4	Caracterização de Não-linearidades do Enlace com POF e LD Verde	60
3.4.1	Distorções Harmônicas de 2 ^a e 3 ^a Ordens	60
4	Transmissão de Frequência Intermediária Sobre POF PMMA Empregando <i>Mixers</i>	64
4.1	Testes Preliminares com o <i>Mixer</i>	64
4.2	Enlace com LED como Fonte Óptica	66
4.2.1	<i>Mixer</i> no Transmissor - Enlace Sem Casamento de Impedâncias	66
4.2.2	<i>Mixer</i> no Transmissor - Enlace Com Casamento de Impedâncias	68
4.2.3	<i>Mixer</i> no Transmissor e Receptor - Enlace Com Casamento de Impedância	69
4.3	Enlace com Diodo <i>Laser</i> como Fonte Óptica	72
4.3.1	<i>Mixer</i> no Módulo Transmissor	73
4.3.2	<i>Mixer</i> nos Módulos Transmissor e Receptor	74
5	Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	81
	Referências Bibliográficas	84
	Apêndices	90
A	<i>Datasheet</i> do Diodo <i>Laser</i> L520P50	90
B	Especificações do <i>Laser Mount</i> LDM9T/M	93

C	Especificações do <i>Driver</i> de Corrente LDC205C	96
D	<i>Datasheet</i> do <i>Mixer</i> de Frequências ZFM-2H+	98
E	Especificações do Fotodetector DET10A	101
F	Especificações do Fotodetector PDA10A	104

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto Histórico

A demonstração experimental do primeiro *laser* ocorreu em 1960 nos Laboratórios Hughes, situado no estado da Califórnia, e foi realizada pelo físico estadunidense Theodore Harold Maiman, operando um *laser* de rubi em regime pulsado. No mesmo ano, o desenvolvimento de um *laser* de hélio neon (HeNe) por Ali Javan, William Bennet e Donald Herriott, operando na faixa de $1.55\mu\text{m}$ em regime contínuo, ocorreu nos Laboratórios Bell na cidade de Murray Hill, em Nova Jersey. Ambos os eventos são considerados o marco inicial das comunicações ópticas.[1] Um pouco mais tarde, em 1962, Robert N. Hall fez a primeira demonstração de um diodo *laser* baseado em uma estrutura semicondutora composta por uma junção p-n e dopada com Arseneto de Gálio (GaAs).[2]

As primeiras fibras ópticas tinham emprego bastante limitado, já que a atenuação nas mesmas apresentava valores superiores a 1000dB/km [3]. Em 1966, Charles Kao e George Hockham perceberam que esses elevados valores de perdas se deviam às impurezas presentes no material que compunha a fibra óptica. Charles Kao, em 1968, apresentou resultados referentes à medições em fibras ópticas de vidro GOF com perdas de aproximadamente 5dB/km. Em 1972, a empresa Corning anunciou fibras ópticas com atenuação de 4dB/km e no ano seguinte, a própria Corning apresentou fibras com atenuação de apenas 2dB/km.[4].

Na década de 1960 surgiu a primeira fibra óptica polimérica com base PMMA e perfil de índice degrau (*Step Index* - SI), apresentando um valor de atenuação de 500dB/km em 650nm, produzida pela empresa DuPont. Em 1981, a empresa japonesa NTT (*Nippon Telegraph and Telephone*) desenvolveu a primeira POF SI com base PMMA de baixa atenuação (aproximadamente 55dB/km em 568nm). No ano seguinte, em 1982, surgiu a primeira POF PMMA com perfil de índice de refração gradual (*Graded Index* - GI), desenvolvida pela Universidade de Keyo, no Japão. Alguns anos mais tarde, em 1996, a mesma universidade desenvolveu a POF perfluoretada (*Perfluorinated* - PF), a fim de reduzir as perdas por atenuação do sinal óptico[5]

Nos momentos que se seguiram ao seu surgimento, as POFs tinham aplicações bastante discretas, sendo apenas no fim da década de 1990 empregadas como meio de propagação do sinal em siste-

mas de alta capacidade de transmissão, devido primordialmente às melhorias na sua banda passante e transparência.[6] Atualmente, as POFs tem encontrado vastas aplicações, como em atuadores ópticos[7], transmissão de dados em enlaces de curta distância e sensoriamento em áreas diversas de engenharia, indústria e tecnologia militar.[8]

No final da década de 1970 ocorreu a primeira aplicação comercial em larga escala de um enlace analógico a fibra óptica, aplicação essa que se deu em um sistema de distribuição de TV a cabo (*CATV - Cable Television*)[9]. Já no campo militar, um dos primeiros empregos de um enlace à fibra óptica foi na aeronave ALE-55, com sistema *decoy* rebocado.[10]. Em 1987 foi demonstrado o uso de lasers e detectores semicondutores ultra rápidos para transmissão de sinais de microondas de 500MHz na banda C entre antenas satélites em um enlace com fibras ópticas de baixa perda.[11]

De uma forma geral, pode-se dizer que no primeiro momento a utilização da fotônica em RF estava voltada para as comunicações digitais, haja vista a ampliada capacidade de transmissão de dados e as grandes distâncias envolvidas, relegando as comunicações ópticas analógicas a um patamar de menor interesse. A descoberta e o posterior desenvolvimento de dispositivos com capacidade de modulação e demodulação óptica, podendo operar na faixa de microondas, e o aprimoramento das fibras ópticas, agora com baixas atenuação e dispersão, proporcionaram um destacado avanço no que tange as comunicações ópticas com o uso dessas fibras [12].

1.2 Motivação

As atividades de Guerra Eletrônica (GE) têm ganhado cada vez mais notoriedade e relevância no cenário internacional. As grandes potências militares ao redor do globo investem significativos recursos financeiros e humanos, seja aprimorando técnicas já conhecidas, seja no desenvolvimento de novas técnicas de Medidas de Ataque Eletrônico (MAE), Medidas de Proteção Eletrônica (MPE) e Medidas de Apoio a Guerra Eletrônica (MAGE).

Um campo de estudo da engenharia que tem contribuído bastante para o incremento da capacidade de GE de um país é a *Microwave Photonics*. Esse ramo da engenharia tem como pano de fundo tecnologias que apresentam vantagens extremamente significativas para o emprego militar, como a imunidade à interferência eletromagnética, elevada largura de banda e peso e dimensões reduzidos, podendo ser empregada em sistemas radar, de vigilância e de posicionamento remoto de antenas.

No âmbito da Marinha do Brasil (MB) e considerando sua missão constitucional, bem como suas atribuições constantes na Estratégia Nacional de Defesa (END) e a defesa da Amazônia Azul, extensa área oceânica que totaliza cerca de 5.7 milhões de km², a fotônica em RF se mostra como uma tecnologia que pode contribuir para a aprimorar a capacidade de monitoramento de áreas tão extensas, com o posicionamento de antenas localizadas remotamente. É indispensável ao desenvolvimento da Força também no que diz respeito às capacidades de Guerra Eletrônica, o que certamente contribuirá para alçar o Brasil a um patamar de destaque dentre os países de maior projeção no cenário mundial, quando se tratando das capacidades de suas Forças Armadas.

Tendo em vista os valores dos parâmetros de não-linearidade das fontes ópticas e a utilização de

mixers passivos de frequência, a aplicação de sistemas analógicos de RF sobre fibra a bordo de navios da Marinha do Brasil podem se configurar como uma opção viável, principalmente em se tratando de enlaces envolvendo curtas distâncias entre as antenas, que via de regra se encontram nos pontos mais elevados dos mastros da embarcação, e os respectivos módulos de processamento do sinal, localizados em compartimentos que estão em conveses mais altos do navio. Atrelados às não-linearidades decorrentes das conversões optoeletrônicas e o emprego de IF em baixas frequências, as características de largura de banda de uma POF PMMA padrão, seu comportamento com sinais em baixa frequência e o nível de atenuação do sinal em seu interior quando operando em conjunto com *laser* verde, torna viável deslocar o módulo de processamento para pontos mais distantes da antena, facilitando, por exemplo, a instalação e manutenção do sistema.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo a geração, transmissão e a recepção de um sinal RF analógico em frequência intermediária, empregando *mixers* de frequência (nos módulos transmissor e receptor) de um enlace à fibra óptica polimérica com base PMMA. Como fonte óptica são empregados um LED ultra-brilhante e um diodo *laser* operando no espectro visível do verde ($\lambda_c = 520\text{nm}$), em momentos diferentes dos experimentos. Como sub-produto desse trabalho, são mostrados os resultados de caracterização das fontes ópticas com relação as suas propriedades optoeletrônicas, como largura de banda e geração da curva P_{xI}, por exemplo, e seus parâmetros de não-linearidade devido à conversão optoeletrônica, como as distorções harmônicas e os produtos de intermodulação.

1.4 Organização da Dissertação

Esta dissertação está estruturada em 5 capítulos, considerando o presente capítulo introdutório.

O Capítulo 2 contém um panorama geral do emprego da *Microwave Photonics* em aplicações militares e uma fundamentação teórica dos diversos componentes que constituem o enlace eletro-óptico estudado. Apresenta as características mais relevantes de cada um deles e como essas características devem ser observadas para o melhor desempenho de um enlace analógico a fibra óptica. Além da apresentação individual dos componentes, os enlaces analógicos são estudados e apresentadas as principais figuras-de-mérito em um EAFO: largura de banda, figura-de-ruído, ganho de RF e distorção, e como as mesmas impactam no desempenho do sistema.

No Capítulo 3, é descrita a caracterização das fontes ópticas empregadas, LED e o diodo *laser*, apresentando alguns parâmetros relevantes como a banda analógica, além da geração da curva P_{xI} de ambos os dispositivos. Para o caso específico do LD, é apresentado também o ganho de modulação e a corrente limiar (*threshold current*). Para a caracterização dos parâmetros de conversão optoeletrônica são apresentadas as não-linearidades harmônicas e os produtos de intermodulação de 2^a e 3^a ordens do LED, bem como as distorções harmônicas de 2^a e 3^a ordens do LD.

O Capítulo 4 contempla o ponto principal dessa dissertação, que é a transmissão de um sinal

em frequência intermediária (IF) através de um enlace analógico baseado em POF PMMA com emprego de *mixers* de frequência, a fim de superar as limitações de banda impostas tanto pela POF quanto pelo fotodetector. O ganho de RF é um parâmetro chave no desempenho do enlace estudado e, portanto, analisado detalhadamente.

No Capítulo 5 é apresentada a conclusão desse trabalho baseada nos resultados obtidos em laboratório e fundamentados na teoria, bem como sugestões de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 A *Microwave Photonics* em Aplicações Militares

A *Microwave Photonics* (MWP) pode ser definida como um segmento da engenharia que se dedica ao estudo e emprego de dispositivos e técnicas fotônicas e suas aplicações em sistemas de microondas. [13] Seu desenvolvimento tem por pilares a capacidade de sistemas opto-eletrônicos de banda larga e baixas perdas para transmissão, o processamento de sinais de microondas e o avanço tecnológico dos sistemas de comunicação de alta capacidade, exigindo o uso de técnicas de microondas em seus transmissores e receptores ópticos [1]. De modo geral, algumas características das fibras ópticas, principal meio de transmissão em sistemas MWP, possibilitam que tais sistemas possam ser empregados em inúmeras áreas da tecnologia. Entre essas características, notadamente as de maior destaque são: a grande largura de banda e faixa dinâmica; menos perda de potência do sinal, permitindo estender o enlace para maiores distâncias; imunidade à interferência eletromagnética, evitando que o sinal possa ser detectado indesejavelmente, por exemplo; e dimensões e peso bastante reduzidos quando comparadas aos cabos de cobre convencionais.

Desde o fim da década de 1970, a MWP tem sido desenvolvida e encontrado aplicações diversas, como por exemplo: enlaces analógicos a fibra óptica de alto desempenho para *Antenna Remoting* em sistemas radar [14], [15], [16] ou em sensoriamento RF, redes de comunicação *wireless*[17], sistemas radar *phased array* [18], [19], de Guerra Eletrônica [20], [21], [22], sistemas satélite e de radio-astronomia [11], [23]. No entanto, são em sistemas de distribuição do sinal RF sobre fibra óptica (*Radio-over-Fiber* - RoF) que a tecnologia *Microwave Photonics* tem sido amplamente empregada. Em sistemas RoF, a transmissão do sinal pode ser abordada a partir de três pontos de vista distintos: transmissão na frequência RF, em banda base ou em frequência intermediária. [13]

A necessidade de elevados valores de relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) e alto grau de linearidade nas aplicações de MWP, tornou imperativo uma abordagem distinta da utilizada na transmissão de sinais digitais e o emprego de componentes específicos. A transmissão no domínio analógico se deveu, inicialmente, ao fato de que na década de 1980 a conversão da informação analógica em bits com alta fidelidade e com altas taxas de amostragem era bastante complicada. Além disso, a conversão analógica-digital (A/D) adiciona restrições de custo, de energia e aumenta a complexidade do

enlace, por exemplo. [24]

Um das primeiras aplicações militares de um enlace MWP foi no emprego do dispositivo rebocado AN/ALE-55 *Fiber-Optic Towed Decoy* nas aeronaves F/A-18E/F *Super Hornet*. [10] Seu princípio de funcionamento se baseava em detectar o sinal inimigo através de uma antena receptora, processar esse sinal e retransmiti-lo, porém como uma potência maior. O emprego de um enlace à fibra óptica possibilitou que a unidade de processamento, antes localizada no próprio *decoy* e que impunha várias restrições, agora estivesse a bordo da aeronave, processando os sinais remotamente e enviando para o *decoy*, onde o sinal é amplificado e retransmitido. Tal arquitetura permitiu abordagens distintas no uso desse dispositivo, como a detecção e análise do sinal ameaça e a posterior determinação da resposta adequada, como a supressão do sinal radar pelo inimigo e técnicas de interferência e despistamento da aeronave adversária. A Figura 2.1 mostra o *decoy* sendo rebocada por uma aeronave F/A-18. [25]



Figura 2.1: *Decoy* rebocado AN/ALE-55 empregado pela aeronave F/A-18E/F *Super Hornet*.

Dentre as diversas aplicações militares da *Microwave Photonics* previamente citadas na introdução do presente capítulo, as aplicações em sistemas *Antenna Remoting* tem lugar de destaque, haja vista seu amplo emprego, principalmente em sistemas radar e de Guerra Eletrônica. Independente da aplicação militar dessa tecnologia, existem algumas métricas essenciais que devem ser observadas [26]:

1. as figuras de mérito de desempenho de um sistema RF (figura de ruído, faixa dinâmica, largura de banda e ganho de RF);
2. tamanho, peso e potência (no sítio de antenas, no transceptor e no cabeamento);
3. capacidade de reconfiguração e flexibilidade do sistema; e
4. requisitos de confiabilidade e manutenção.

A tecnologia *Antenna Remoting* é essencialmente baseada nos conceitos de um enlace analógico a fibra óptica e, como tal, apresenta as características de baixas perdas e elevada largura de banda, por exemplo. Essa tecnologia permite que se otimize o emprego das antenas componentes de um enlace através de sua localização em sítios remotos, onde não se faz necessária a presença de sofisticados elementos de processamento do sinal, como osciladores, digitalizadores e misturadores. Na Figura 2.2, está esquematizado um enlace analógico a fibra óptica em *Antenna Remoting*.

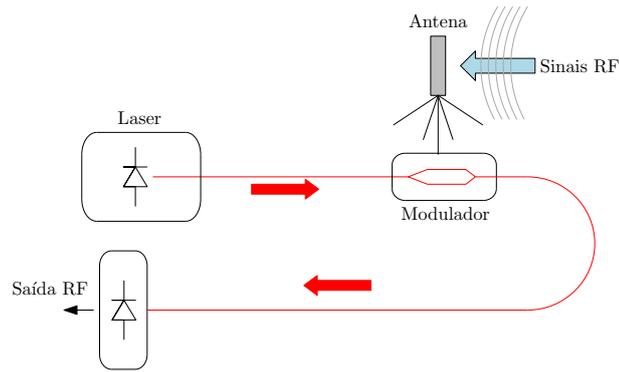


Figura 2.2: Esquema simplificado de um enlace em *Antenna Remoting* empregando modulação externa.

Sistemas que contemplem a ideia de antenas localizadas remotamente podem ser implementados em enlaces envolvendo variadas distâncias. Para enlaces a curta distância, as perdas e efeitos de dispersão não apresentam uma significativa limitação, e por isso podem ser empregadas fontes ópticas que operem no espectro do visível e fibras ópticas poliméricas, que via de regra são multimodos, por exemplo. Já para enlaces a longa distância, onde os efeitos de dispersão são mais atuantes, é preferível que se empreguem fontes que tenham o comprimento de onda de operação entre 1300-1600nm. [27] Dependendo da natureza da aplicação, podem ser utilizadas fibras de sílica ou fibras plásticas fluoretadas, já que ambas possuem uma largura de banda maior e não sofrem tanto com os mecanismos de atenuação do sinal óptico, sendo capazes de manter a integralidade do sinal em maiores distâncias. Uma observação, no entanto, deve ser feita: os enlaces analógicos a fibra óptica podem ser constituídos por qualquer tipo de fibra, seja monomodo ou multimodo, porém no caso específico das fibras multimodo, deve-se atentar para a questão dos ruídos, que surgem graças ao acoplamento entre os diversos modos que trafegam no interior da fibra e que chegam ao fotodetector, impactando de forma negativa na integridade do sinal.

No ano de 2017, entrou em serviço pela Marinha dos Estados Unidos (*US Navy*) o porta-aviões USS Gerald R. Ford (CVN-78), o mais moderno navio da frota americana. Dentre as diversas tecnologias embarcadas, destaca-se o emprego de cerca de 1200km de cabeamento de fibra óptica [26] implementados em sistemas de automação, de armas e nas redes de dados, por exemplo. Esse esforço empreendido pela *US Navy* aponta para um caminho incontestável no que diz respeito à ampla utilização da tecnologia *Microwave Photonics*, o que também pode ser constatado em diversas pesquisas feitas pela Marinha norte-americana em seu Laboratório de Pesquisa Naval (*U.S Naval Research Laboratory*), que dedica, dentro da Divisão de Ciências Ópticas, estudos específicos para a tecnologia MWP e mais especificamente para enlaces em *Antenna Remoting*. Além dos Estados Unidos, outras potências militares tem investido no desenvolvimento da fotônica em RF, como é o caso de Israel, no desenvolvimento de receptores de banda ultra larga e emprego do TTD (*True Time Delay*) para o direcionamento do feixe de emissão em antenas *phased array* [28], e da Austrália, com desenvolvimento de projetos de integração da fotônica em receptores de Guerra Eletrônica, por exemplo [29], [22]. As aplicações da tecnologia MWP se dão, quase em sua totalidade, em sistemas cujo meio de transmissão é a fibra de sílica, não sendo usual o emprego de POFs. Assim, o uso de fibras de plástico em um EAFO que, em tese, encontra aplicações em sistemas

militares de comunicação, constitui-se como uma das contribuições desse trabalho.

Os sistemas baseados na tecnologia *Microwave Photonics* representam, portanto, uma solução bastante viável e com alto grau de confiabilidade para geração, detecção e processamento de sinais em altas frequências, valendo-se da elevada pureza espectral das fontes ópticas extremamente coerentes e da grande largura de banda de operação dos componentes eletro-ópticos envolvidos. Todas essas características promoveram um significativo avanço nas arquiteturas de um enlace analógico a fibra óptica e a consequente melhoria no seu desempenho, outrora afetado negativamente pelas altas perdas de conversão E/O (Eletro-óptica) e O/E (Optoeletrônica), elevados valores de figura-de-ruído, faixa dinâmica reduzida e baixos valores de potência [30].

2.2 Fontes Ópticas Baseadas em Estruturas Semicondutoras

2.2.1 *Light Emitting Diode (LED)*

Os LEDs são dispositivos formados por uma estrutura semicondutora contendo uma região ativa na sua junção $p-n$, onde a luz é gerada e emitida como um feixe óptico não-coerente. Seu princípio de funcionamento se baseia na emissão espontânea de fótons, isto é, um elétron que se encontra na camada de valência, ao ser energizado, desloca-se para um nível de maior energia, conhecido como camada de condução. Essas duas camadas estão separadas por um intervalo de energia (*bandgap*), com valores característicos para cada material. O elétron que agora se encontra em um estado mais excitado, irá gradualmente liberar essa energia previamente absorvida por ele e retornar para o seu nível inicial (camada de valência). Nesse processo de desenergização do elétron, é gerado espontaneamente o fóton.

Os LEDs apresentam, normalmente, duas configurações quando do emprego em fibras ópticas: de emissão de superfície (*Surface-Emitting LED - SLED*), que apresentam uma fina camada ativa localizada imediatamente abaixo e paralela à superfície por onde a luz é extraída. Nesse tipo de configuração, a fibra óptica é acoplada em uma espécie de poço, previamente gravado no substrato do dispositivo. Nos SLEDs, o padrão de emissão do feixe óptico é essencialmente isotrópico (padrão lambertiano). A figura 2.3 representa um esquemático de um SLED.

Por outro lado, os LEDs de emissão lateral (*Edge-Emitting LED - ELED*) apresentam sua região ativa entre duas camadas, formando assim uma estrutura que funciona como um guia de onda. Essas duas camadas de orientação possuem um índice de refração menor do que o da região ativa, porém maior do que o material do substrato no seu entorno. [31] A figura 2.4 ilustra um ELED.

Quanto a sua estrutura, os LEDs podem ser um dispositivo a homojunção $p-n$, em que o mesmo é feito a partir de um único material semicondutor e a área da sua região ativa é relativamente grande, tornando a recombinação dos portadores pouco eficiente, além de apresentar um confinamento deficitário dos fótons gerados. A segunda estrutura é a heterojunção $p-n$, onde o LED é feito com materiais semicondutores diferentes, possuindo energias de *bandgap* (E_g) distintas. Por apresentar uma menor área de região ativa, tipicamente entre 0.1 e 0.3 μm de largura, a heterojunção possui uma maior eficiência na recombinação dos pares elétron-buracos e um confinamento mais eficiente dos fótons gerados.

Para LEDs que apresentam junção $p-n$, o comprimento de onda emitido irá depender do *bandgap*

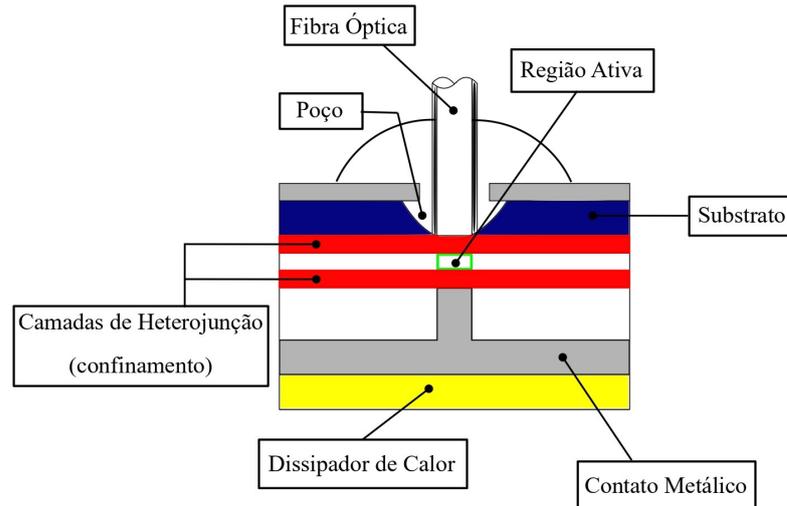


Figura 2.3: LED em heteroestrutura com emissão de superfície.

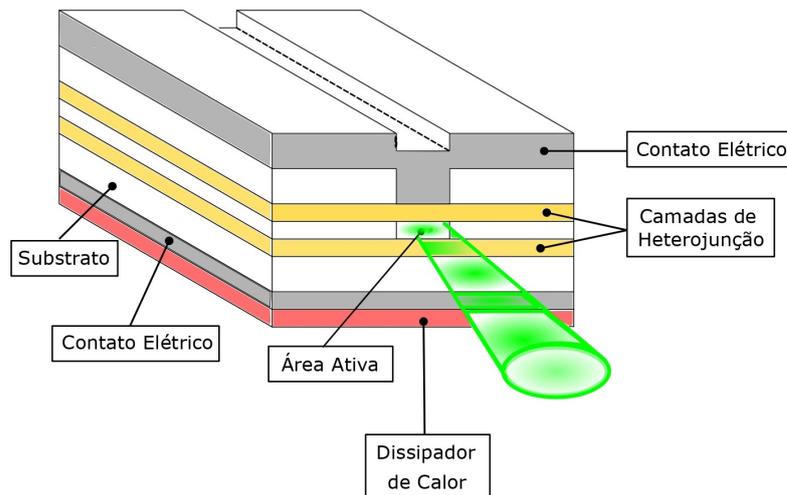


Figura 2.4: LED em heteroestrutura com emissão lateral.

do material. Para materiais que possuem um *bandgap* estreito, o comprimento de onda emitido encontrará-se-á na região do infravermelho. Já para um *bandgap* mais largo, a onda emitida terá seu comprimento na região espectral do visível ou ultravioleta. Há associada à questão do *bandgap*, a dopagem dos materiais que constituem o semiconductor, podendo essa dopagem ser feita com material tipo-*p* ou tipo-*n*, e assim ajustar o comprimento de onda que se deseja emitir. [32]

Para propósito de emprego em transmissão por fibras ópticas, o LED deve apresentar elevados valores de radiância na saída, a fim de proporcionar o acoplamento de potência óptica suficiente na fibra, além de um rápido tempo de resposta de emissão e alta eficiência quântica. A radiância é definida como a potência óptica irradiada para uma unidade de ângulo sólido por unidade de área de superfície emissora. O tempo de resposta pode ser definido como o tempo decorrente entre a aplicação de um sinal elétrico e a emissão do sinal óptico. Esse tempo é o fator limitante da largura de banda que pode ser modulada

diretamente pela variação do sinal elétrico injetado. [31] Já a eficiência quântica está relacionada com a quantidade de pares elétron-buraco que são injetados e que se recombinam na região ativa da junção pn , onde ocorre o processo de recombinação ativa e, por consequência, a liberação de um fóton de energia.

Os LEDs apresentam algumas características particulares, como as grandes dimensões da sua área de emissão, o que implica diretamente no elevado tempo de recombinação dos portadores e, por isso, tornam esses dispositivos incapazes de serem submetidos à altas taxas de modulação. O grande ângulo de emissão do sinal óptico compromete o acoplamento desse sinal na fibra, provocando altas perdas e uma baixa potência óptica na saída da fibra (poucos mW). A largura espectral do LED, por sua vez, gira em torno de algumas dezenas de nanômetros, dependendo do material empregado e, portanto, do comprimento de onda emitido. Essa medida tende a ser maior quanto maior for o comprimento de onda do sinal óptico.

Por muito tempo o LED operando no comprimento de onda do vermelho foi utilizado como fonte óptica em enlaces de comunicação em POFs. Isso se devia ao fato do espectro de luz do vermelho estar localizado em uma das janelas de baixa perda nas fibras poliméricas e pelo fato dos periféricos opto-eletrônicos operarem apenas em 650nm. Ainda assim, os valores de atenuação dessa janela podem ser relativamente altos, além do que qualquer desvio no comprimento de onda central pode aumentar sensivelmente a atenuação do sinal óptico, o que inviabiliza seu emprego em determinadas aplicações. A fim de contornar esse obstáculo, foram desenvolvidos os LEDs baseados em GaN/InGa $_{(1-x)}$ N (azul e verde) [33]. O primeiro LED GaInN de dupla heteroestrutura operando no espectro do azul e verde e atingindo uma eficiência de 10% foi demonstrado no início da década de 1990 por Shuji Nakamura e Takashi Mukai [34] [35]

Posteriormente, LEDs verdes foram empregados nas comunicações por fibras poliméricas. A utilização de LEDs operando nesse espectro do visível tem vantagens importantes que englobam a sua alta eficiência e potência, a variação linear do comprimento de onda central (λ_c) com o aumento da corrente DC (*Direct Current*) e a sua região plana de baixa atenuação quando utilizado em um enlace contendo POF PMMA. [36]. Atualmente há estudos que mostram LEDs operando próximo dos 500nm, em que foi obtido um desempenho superior no que diz respeito à velocidade de modulação do LED, além de uma significativa melhoria na sua potência de saída. [18]

2.2.2 *Laser Diode (LD)*

Os diodos *laser* são estruturas semicondutoras semelhantes aos LEDs, porém possuem uma cavidade ressonante (aqui considerada do tipo Fabry-Perot) encerrada por dois espelhos, a qual irá servir como meio de ganho para amplificação da luz no interior dessa cavidade. O princípio de funcionamento do *laser* semiconductor se sustenta em três pontos, que são: a absorção de fótons, a emissão espontânea e a emissão estimulada. A absorção ocorre quando um fóton com energia $h\nu$, onde h é a constante de Planck e ν é a frequência de oscilação, incide em um sistema, previamente em estado de equilíbrio, e transfere sua energia para um elétron que se encontra em uma camada com nível de energia mais baixo, excitando o mesmo e fazendo com que esse elétron salte para a camada de condução, que possui um maior nível de energia. Devido a instabilidade do elétron, o mesmo tende a voltar para seu estado de equilíbrio, ou

seja, para a camada de menor energia, ocorrendo assim a emissão espontânea. Até esse ponto, o processo de emissão da luz se assemelha ao que ocorre nos LEDs. A emissão estimulada, característica exclusiva dos diodos *laser*, ocorre quando um fóton incide sobre o sistema que já possui um elétron em estado de maior excitação, ou seja, na camada de condução. Assim, esse fóton incidente estimula o elétron excitado a retornar ao seu estado fundamental. A energia então liberada pelo elétron, em forma de fóton, ao retornar para a camada de valência está em fase com o fóton que inicialmente incidiu no sistema. Para que ocorra esse processo da emissão estimulada, faz-se necessário que o *bandgap* seja direto, e isso ocorre quando o vetor de onda k da banda de valência é igual ao da banda de condução. [37] A Figura 2.5 ilustra o processo de emissão no diodo *laser*.

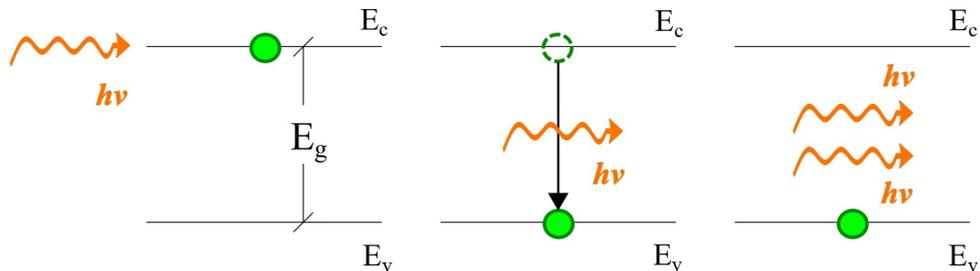


Figura 2.5: Emissão estimulada em um diodo *laser*, onde E_v representa a energia da camada de valência e E_c da camada de condução. E_g representa a energia de *bandgap*.

Dentro da cavidade ressonante a luz irá refletir por diversas vezes nos espelhos, de forma que o dispositivo passe a exercer um papel semelhante a de um oscilador. Os diversos comprimentos de onda que se formam na cavidade e que são múltiplos inteiros do seu comprimento, interferem construtivamente e ressoam em seu interior. Os demais comprimentos de onda interagem destrutivamente e se irão cancelar. [38]

Em relação aos comprimentos de onda ressonantes no interior da cavidade, existe uma frequência de ressonância para cada um desses comprimentos de onda, e associado a essas frequências um determinado modo longitudinal, sendo estes os responsáveis pelo espectro de frequências ópticas emitidas pelo *laser*. A Figura 2.6 ilustra o espectro óptico de emissão de um *laser* Fabry-Perot, onde λ_o é o comprimento de onda central e $\Delta\lambda$ representa o espaçamento entre os modos longitudinais emitidos. Adaptada de [39]

O espaçamento $\Delta\lambda$ entre os modos pode ser dado pela equação (2.1) abaixo:

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda_o^2}{2Ln} \quad (2.1)$$

onde λ_o é o comprimento de onda central, L é o tamanho da cavidade ressonante e n é o índice de refração do material *laser*.

Uma condição *sine qua non* que deve ocorrer em um LD é o fenômeno da inversão de população, que é quando o número de cargas em estado de excitação é maior do que aquelas em estado fundamental, e com isso a emissão estimulada excede a absorção. Em um *laser* semiconductor, a inversão da população se dá, por exemplo, por meio da injeção de elétrons dentro do material pelos contatos do dispositivo. [31]

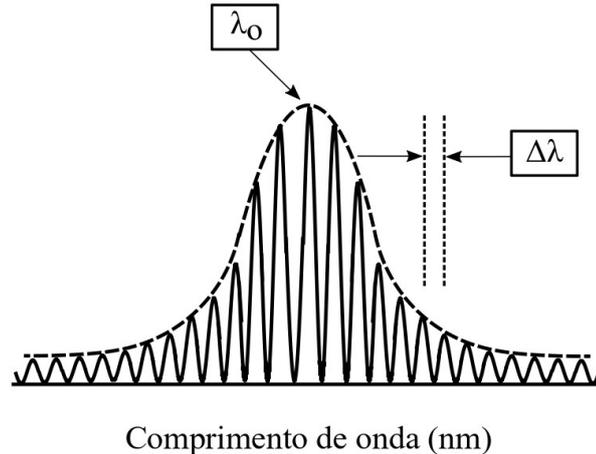


Figura 2.6: Espectro de emissão óptica de um diodo *laser* com cavidade ressonante Fabry-Perot.

Na situação em que o diodo *laser* atinge a corrente limiar o ganho óptico no interior da cavidade ressonante é numericamente igual à perda total α_t e pode ser dado pela equação (2.2)

$$g_{th} = \alpha_t = \bar{\alpha} + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right), \quad (2.2)$$

onde $\bar{\alpha}$ é o coeficiente de absorção efetivo do material no trajeto óptico, L é o comprimento da cavidade e R_1 e R_2 os coeficientes de reflexão de Fresnel (refletividades dos espelhos). A segunda parcela da soma na equação acima é a perda no espelho na cavidade *laser*. [31]

O dispositivo começa a operar em regime *laser* no momento em que o ganho é maior do que a perda total, ou seja, $g > \alpha_t$. Cabe destacar que o diodo *laser* ao atingir a corrente limiar, sua temperatura de operação já está consideravelmente elevada, sendo necessário que haja um dispositivo de controle de temperatura e assim evite um indesejado deslocamento da região de operação do *laser*. Além disso, a corrente limiar é uma métrica importante e que afeta o desempenho do laser, pois elevados valores dessa corrente conduzem a altos valores de potência, podendo gerar um super aquecimento do LD, impedindo que o mesmo opere em CW (*Continuous Wave*) [9].

Os efeitos de variação da temperatura de operação de um diodo *laser* não devem ser negligenciados. Um aumento dessa temperatura pode provocar alterações bastante significativas no espectro de luz emitido, uma vez que esse aumento ocasiona um deslocamento do comprimento de onda emitido. A Figura 2.7 ilustra esse deslocamento do espectro de emissão de um *laser* operando no comprimento de onda do verde. [40]

A curva P_xI característica de um diodo *laser* pode ser vista na Figura 2.8, onde é possível visualizar o sinal RF de entrada que irá modular a portadora óptica gerada pelo *laser* e a saída óptica já modulada.

É importante observar que o sinal RF excursiona em torno da corrente de polarização I_{bias} , maior que a corrente limiar I_{th} , e não penetra na região não-linear da curva, limitada superiormente por onde começa a ocorrer distorção devido à saturação e inferiormente, abaixo da corrente limiar, onde parte do semi-ciclo negativo do sinal RF seria ceifado.

A eficiência incremental de um LD é um parâmetro fundamental que deve ser observado para

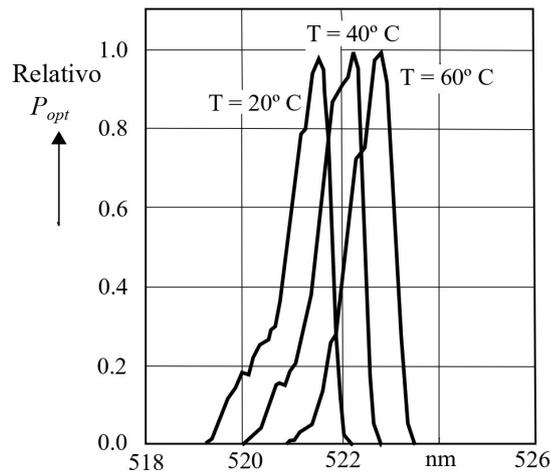


Figura 2.7: Curvas “Potência Óptica x Comprimento de onda” para diferentes temperaturas de operação do *laser*.

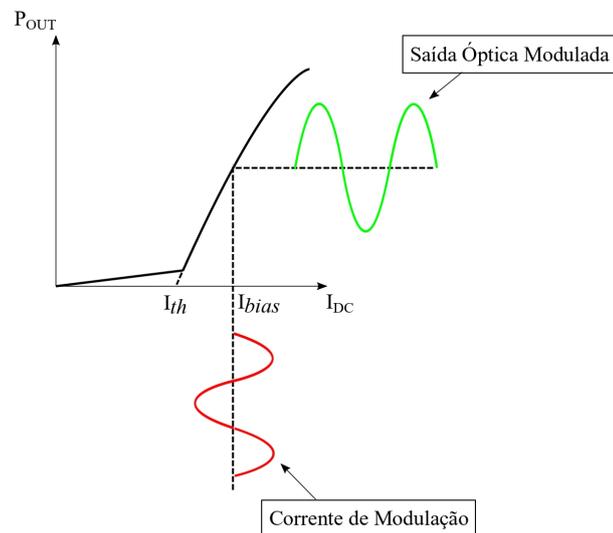


Figura 2.8: Curva P x I característica de um diodo *laser*.

escolha de um determinado *laser* para ser empregado em um enlace. Essa figura-de-mérito é dada pela inclinação da curva P x I do diodo *laser* e traduz o quanto de modulação elétrica do sinal RF na entrada do LD é convertida em sinal óptico modulado na saída desse dispositivo. Matematicamente, pode ser expressa pela equação 2.3

$$s_l(i_L = I_L) = \frac{dp_l}{di_l} \quad (2.3)$$

onde i_l é a corrente elétrica no diodo *laser* e p_l é a potência óptica gerada pelo LD devido à essa corrente. No entanto, a eficiência incremental apresenta um valor máximo, bem como dependência com comprimento de onda do *laser*, o que não pode ser visualizado pela equação 2.3. Uma maneira de apresentar essas importantes dependências é através da relação com eficiência quântica diferencial η_l do LD, expressa pela equação 2.4

$$s_l(I_L) = \frac{\eta_l hc}{q\lambda_o} \quad (2.4)$$

onde q é a carga do elétron, λ_o é o comprimento de onda no espaço livre, h é a constante de Planck e c a velocidade da luz no vácuo. Sendo a eficiência quântica definida como a razão entre a quantidade de fótons emitidos e a quantidade de elétrons injetados, fica claro que seu valor máximo é $\eta_l = 1$, uma vez que é impossível que se tenha mais fótons gerados do que elétrons injetados. Portanto, o valor máximo da eficiência incremental se dá justamente quando η_l também atinge o seu máximo.

Em termos de estrutura, os diodos *laser*, assim como os LEDs, podem ser classificados como: homoestrutura (homojunção *p-n*), onde há uma junção entre materiais com a mesma energia de *bandgap*, sendo um deles material tipo-*p* e outro tipo-*n*. *Lasers* nesse tipo de configuração apresentam elevados valores de corrente limiar (I_{th}). [38] Diodos *laser* em heteroestrutura (heterojunção *p-n*) são dispositivos que tem em sua estrutura materiais distintos na região ativa e nas camadas de confinamento, e portanto apresentam energias de *bandgap* diferentes. Uma característica vantajosa desse tipo de estrutura é sua capacidade de promover o confinamento dos portadores e da luz gerada na região ativa pela recombinação dos pares elétron-buraco.

No que diz respeito à modulação do sinal óptico em um diodo *laser* isso pode ser feito de duas maneiras, quais sejam: modulação direta, quando o sinal RF é aplicado diretamente sobre o *laser*, modificando sua intensidade óptica na saída. Decorre desse fato que o sinal modulante deve estar dentro da banda de modulação do *laser*. [9] Dentre as vantagens de se empregar esse tipo de modulação, pode-se citar a sua simplicidade e o fato de ser pouco oneroso ao projeto. Já na modulação externa, o *laser* operando em regime CW injeta o sinal óptico em um modulador externo, que tendo recebido um sinal RF de entrada e produzido um campo elétrico, altera a fase do sinal óptico. A vantagem do emprego da modulação externa está sua alta velocidade de modulação e a capacidade de emprego de *lasers* que possuam maior potência óptica.

Diodo *laser* operando no espectro do vermelho tem sido empregado por muito tempo como fonte óptica devido basicamente aos mesmos motivos do LED vermelho: janela de atenuação e disponibilidade de dispositivos opto-eletrônicos operando nesse comprimento de onda. No entanto, atualmente já há experimentos realizados empregando *lasers* azul [41], [42], violeta [43], [44] e verde [45], [46], que embora recentes, já existem disponíveis no mercado.

2.3 Fibras Ópticas

Fibras Ópticas são estruturas dielétricas que funcionam como guias de onda para transportar a luz, que pode ser um sinal óptico puro ou estar carregando algum tipo de modulação. Em sua conceituação mais básica, uma fibra óptica é constituída de um núcleo e uma casca, ambos com índices de refração diferentes. Uma das condições que devem ser obedecidas para o deslocamento da luz no interior da fibra é que índice de refração do núcleo, denotado por n_1 , seja ligeiramente superior ao da casca, n_2 , permitindo assim o confinamento da luz dentro do núcleo.

O funcionamento da fibra óptica é baseado no princípio da reflexão interna total, ou seja, existe

um ângulo limite que permite que toda luz injetada na fibra, ao incidir na interface núcleo-casca, seja integralmente refletida para dentro do núcleo. Por sua vez, os raios ópticos injetados na fibra com valores abaixo desse ângulo limite, estes não irão refletir totalmente, sendo parcialmente refratados para a casca.

A Figura 2.9 é uma representação esquemática da propagação da luz no interior de uma fibra óptica, com os raios sofrendo a reflexão interna total ao incidirem na interface núcleo-casca, uma vez que tais raios entraram na fibra obedecendo os limites angulares do cone de aceitação.

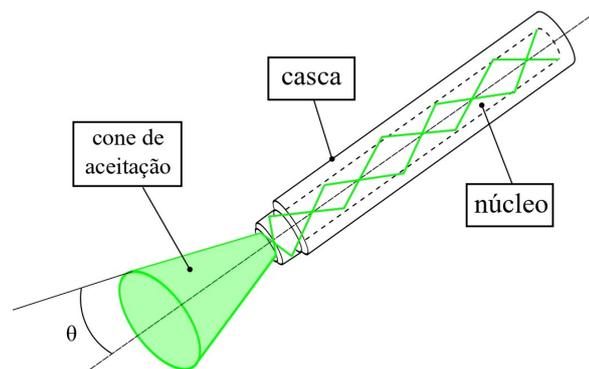


Figura 2.9: POF em corte ilustrando o ângulo θ , cujo valor é metade do ângulo de injeção da luz na fibra.

As fibras ópticas podem ser classificadas em duas categorias no que diz respeito ao material com que são construídas: as fibras ópticas de sílica (GOF) e as fibras ópticas poliméricas (POF). As POFs, por sua vez, podem ser subdivididas basicamente em POF PMMA e FPOF (POF fluoretada). Em ambos os casos, as POFs são multimodo (*Multimode* - MM), ou seja, em seu interior trafegam vários modos longitudinais, cuja diferença entre seus tempos de propagação é bastante discreta, porém suficiente para causar alguns efeitos indesejáveis, como a dispersão, por exemplo.

A Figura 2.10 apresenta o Espectro Eletromagnético (EEM) empregado nas comunicações ópticas, onde são destacadas as faixas mais comuns de empregos das POFs e das GOFs. A curva branca representada no espectro do visível reflete a atenuação óptica em POF PMMA, material mais comum na fabricação das fibras poliméricas.

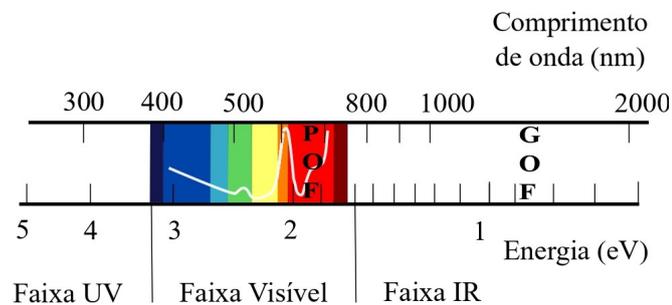


Figura 2.10: Espectro Eletromagnético com destaque para as faixas de operação típicas das POFs e GOFs.

A partir desse ponto será dada ênfase às POFs PMMA, uma vez que foi o tipo de fibra empregada nos experimentos em laboratório e que nortearam os estudos desse trabalho.

2.3.1 POF PMMA

As POFs PMMA são fibras construídas com um polímero denominado polimetilmetacrilato, comumente conhecido como Plexiglas[®], sendo empregadas em enlaces ópticos no espectro do visível, onde apresenta desempenho otimizado. [47] Dentre os polímeros ópticos, o PMMA é o que apresenta a maior transmitância, sendo capaz de transmitir entre 93% e 94% da luz visível [3]. A estrutura química do PMMA pode ser visualizada na Figura 2.11, onde se pode ver a estrutura do monômero MMA (*Methyl Methacrylate*). [47]

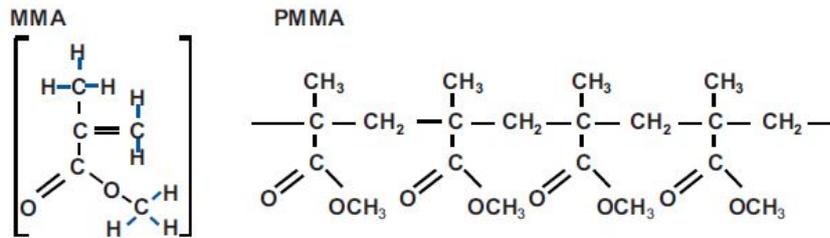


Figura 2.11: Estrutura molecular do PMMA.

Dentre as vantagens das POFs, um ponto relevante, e que conduz a consequências também de igual importância, é o grande diâmetro do núcleo (tipicamente $980\mu\text{m}$ em POF-SI PMMA), que permite à fibra alta capacidade de captação de luz e facilidade de conexão. Aqui é importante que se destaque a Abertura Numérica (*Numerical Aperture* - NA), definida como o seno do ângulo máximo do raio incidente na fibra θ_{max} e que é condição para que haja reflexão interna total. O valor do seno do ângulo de aceitação θ_{max} é dado por:

$$NA = \sin \theta_{max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (2.5)$$

sendo n_1 o índice de refração do núcleo e n_2 o índice de refração da casca. A equação anterior (2.5) é válida para POFs SI. Para POFs GI, a abertura numérica é dada por:

$$NA(r) = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2}, \quad (2.6)$$

onde r é a coordenada radial da fibra.

Assim, é possível compreender que a NA depende exclusivamente dos índices de refração do núcleo e da casca, não havendo, portanto, qualquer influência do diâmetro da fibra e sua consequente capacidade de captar a luz. Importante pontuar que aqui está sendo considerado que a fibra está em um ambiente cujo o índice de refração $n_0 = 1$ (ar). Outras consequências decorrentes do grande diâmetro do núcleo e da grande abertura numérica são a baixa sensibilidade à perdas por curvatura e a baixa perda por acoplamento da luz na fibra [48].

Há outra vantagens das POFs bastante consideráveis, como por exemplo: peso reduzido, flexibilidade, facilidade de manuseio, baixo custo na implementação de um sistema e resiliência aos efeitos de curvatura, este também devido às grandes dimensões dos núcleos das POFs.

A atenuação pode ser dividida em dois grupos: atenuação por perdas intrínsecas, que contempla a absorção da luz pelo material que compõe a fibra e o espalhamento *Rayleigh*, causado por flutuações na densidade, orientação e composição do material, [5]. O segundo grupo é atenuação por perdas extrínsecas, em que ocorre a absorção da luz devido à presença de impurezas no núcleo da POF, espalhamento devido à imperfeições na fibra geradas durante o processo de manufatura e a perda por radiação causada pela presença de curvaturas, já que os raios podem incidir na interface núcleo-casca com uma angulação menor que o ângulo crítico e assim não sofrerem a reflexão total.

No caso das POFs, a alta atenuação está associada em grande parte aos picos de absorção devidos às vibrações fundamentais e harmônicas de alta ordem das ligações C-H e O-H [8]. Existe ainda um outro fenômeno que ocorre nas POFs chamado Deslocamento de *Goos-Hänchen*, que acarreta em uma atenuação dependente dos modos. Alguns raios luminosos (modos) ao incidirem na interface núcleo-casca, ainda que sofram a reflexão total, veem seus campos elétricos escapando para a casca por uma distância da mesma ordem dos comprimentos de onda desses raios, sofrendo uma maior atenuação na casca, já que seu coeficiente de atenuação é bem maior que o do núcleo. [47]

A atenuação total, juntamente com a largura de banda da fibra, irá determinar diretamente o tamanho do enlace óptico.

Na Figura 2.12 observa-se a curva de atenuação característica de uma POF PMMA (Adaptada de [47]).

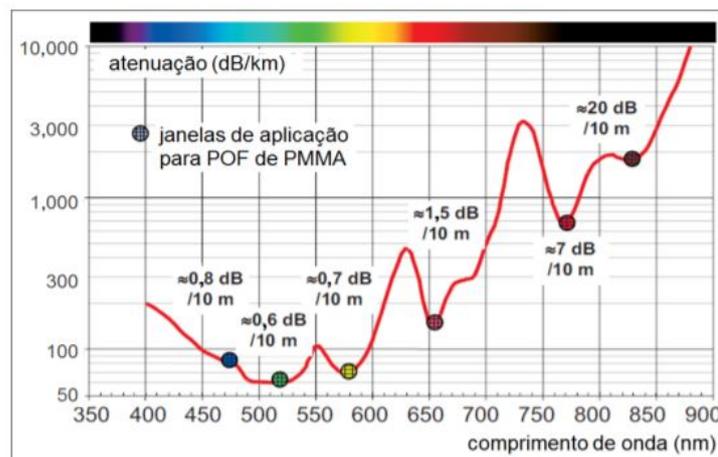


Figura 2.12: Curva de atenuação para POF PMMA.

O coeficiente de atenuação da fibra óptica α , expresso em dB/km, é dado por:

$$\alpha = \frac{10}{L} \log \left(\frac{P_0}{P_L} \right), \quad (2.7)$$

sendo P_0 a potência óptica na entrada da fibra e P_L a potência óptica após a luz percorrer uma distância L .

Uma figura-de-mérito extremamente relevante nas fibras ópticas é a largura de banda, que define a capacidade que a fibra tem de carregar informação. Resultados teóricos e experimentais demonstraram que em fibras ópticas poliméricas os modos não são independentes, mas sim altamente acoplados entre

si, provocando um aumento da banda. [49]. Esse fenômeno é conhecido como acoplamento modal e é caracterizado justamente pela transferência de energia de um modo para outro, o que reduz os efeitos da dispersão modal. O produto largura de banda e comprimento da fibra caracteriza a capacidade de transmissão dessa fibra. Assumindo um pulso com comportamento gaussiano, esse produto é dado por:

$$BL = \left(\frac{0.44}{\Delta t} \right) L \quad (2.8)$$

onde B é a largura de banda analógica da fibra, L é o comprimento da fibra e Δt é o alargamento temporal do pulso.

Um fator importante no que diz respeito à atenuação do sinal em uma fibra multimodo é a condição de lançamento da luz na fibra, que está intrinsecamente ligada às propriedades do sinal injetado, como a abertura numérica, ângulo e posição do feixe incidente. A condição com que a luz é injetada irá determinar a distribuição equilibrada de modos (*Equilibrium Mode Distribution* - EMD), estado em que a distribuição de potência entre os diversos modos torna-se constante após inúmeras iterações entre si ao longo do trajeto no interior da fibra.

Outro parâmetro que também sempre deve ser analisado é a dispersão, que impacta diretamente na largura de banda do enlace. Esse fenômeno consiste, basicamente, no alargamento do pulso devido aos diferentes tempos de chegada dos diversos modos presentes no sinal trafegando na fibra. Os atrasos nas diversas componentes da luz conduzem a uma redução da amplitude de modulação das altas frequências, fazendo com que a fibra se comporte como um filtro passa-baixa [47], limitando, portanto, a capacidade de transmissão da mesma. Assim, pode-se dizer que a dispersão limita a taxa de modulação [50]. Assumindo mais uma vez um pulso com comportamento gaussiano, o alargamento desse pulso pode ser dado por:

$$\Delta t = \sqrt{t_{out}^2 - t_{in}^2}, \quad (2.9)$$

onde t_{out} é a largura do pulso na saída e t_{in} é a largura do mesmo pulso na entrada, ambos a meia altura (FWHM).

As dispersões podem ser classificadas em:

- (i) *Dispersão Modal*: é um tipo de dispersão que ocorre se houver pelo menos dois modos espaciais distintos sendo propagados pela fibra óptica. A abordagem teórica explica esse tipo de dispersão empregando o modelo de raios, que ao percorrerem diferentes caminhos no interior da fibra, com diferentes velocidades, ocasionam o alargamento temporal dos pulsos, pois levam tempos distintos para chegarem ao final da fibra. Trata-se de um mecanismo geométrico e, portanto, não depende do espectro da fonte óptica [50]. O número de modos presentes em uma fibra SI, por exemplo, é dado pela expressão matemática abaixo:

$$m = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2} \left(\frac{\pi a}{\lambda} \right)^2, \quad (2.10)$$

onde λ é o comprimento de onda propagante na fibra e n_1 e n_2 os índices de refração do núcleo e da casca, respectivamente.

- (ii) *Dispersão Cromática*: essa dispersão de igual maneira atua no alargamento temporal do pulso, porém está intimamente ligada à largura espectral da fonte transmissora. A dispersão cromática é resultante da soma da dispersão material e da dispersão de guia de onda, sendo essa presente apenas em fibras monomodo (*Single Mode - SM*). Portanto, nas fibras MM a dispersão cromática é entendida unicamente como dispersão material. Como o índice de refração é função do comprimento de onda, as diversas componentes espectrais do sinal óptico irão viajar pela fibra com velocidades diferentes e causarão o alargamento do pulso. [5] Esse alargamento é dado por:

$$\Delta t_{mat} = L \cdot \Delta\lambda \cdot M(\lambda), \quad (2.11)$$

onde L é o comprimento da fibra, $\Delta\lambda$ é a largura espectral da fonte emissora e $M(\lambda)$ o parâmetro de dispersão material da fibra, dado em ps/km.nm.

A Figura 2.13 ilustra o efeito da dispersão material no alargamento temporal do pulso transmitido na POF. Adaptada de [47]

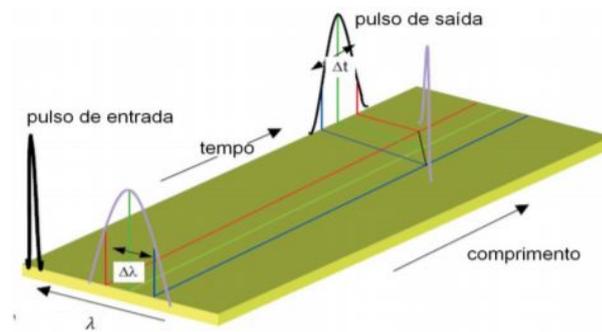


Figura 2.13: Alargamento temporal do pulso causado pela dispersão material.

A dispersão modal combinada com a dispersão material conduz à chamada dispersão de perfil, que ocorre nas POF-GI. Esse fenômeno surge devido à dispersão modal que não pode mais ser compensada, dependendo da diferença entre os índices de refração relativo, que por sua vez guarda estreita dependência com o comprimento de onda. [47].

2.3.1.1 POF-SI (*Step Index*)

Nas fibras ópticas SI, o índice de refração do núcleo é constante ao longo de toda sua dimensão, ocorrendo uma brusca variação desse índice na interface núcleo-casca. A luz é guiada pelo interior do núcleo obedecendo ao princípio da reflexão interna total dos raios, ou seja, o ângulo de incidência dos raios luminosos na interface núcleo-casca é tal que nenhuma parcela da luz refrata para a casca, mantendo, portanto, todo o sinal óptico dentro do núcleo. A Figura 2.14 mostra a perfil do índice de refração n de uma POF-SI e sua variação em função da distância r . Também é possível observar na figura *a* e *b*, correspondentes aos raios interno e externo, respectivamente. Tipicamente, seus valores são $490\mu\text{m}$ e $500\mu\text{m}$.

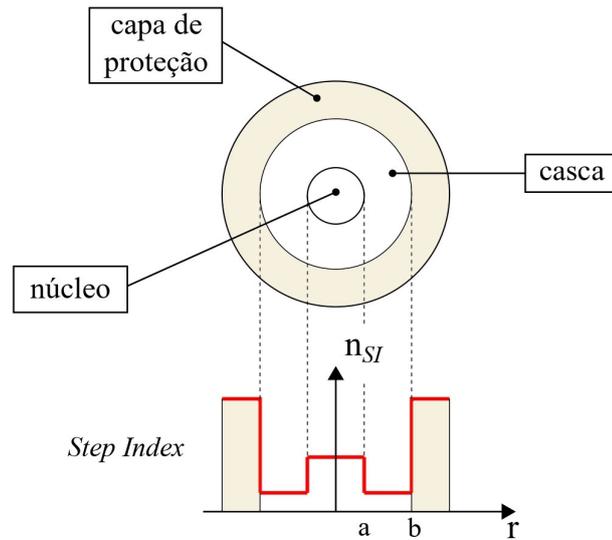


Figura 2.14: Perfil de índice de refração de uma POF-SI

A respeito da atenuação, as POFs-SI apresentam três janelas de menor atenuação: 0.07dB/m para $\lambda = 520\text{nm}$, 0.06dB/m para $\lambda = 570\text{nm}$ e 0.14dB/m para $\lambda = 650\text{nm}$. [46] Na Figura 2.12 é possível visualizar esses três pontos.

Considerando a injeção da luz na fibra, pode-se afirmar que quanto maior o ângulo de aceitação, mais simplificado se torna esse processo de captação da luz, e quanto maior o ângulo de aceitação, maior será a Abertura Numérica dessa fibra (POF-SI padrão $NA = 0.5$). Altos valores de NA promovem alguma vantagens, como um menor impacto dos efeitos de curvatura e menor perda devido aos erros de angulação nas conexões ao acoplar uma fibra na outra. [47] No entanto, uma NA alta tem uma desvantagem significativa: devido à grande quantidade de luz que entra na fibra, muitos modos se propagam pela mesma. Com isso, a diferença no tempo de chegada dos diversos modos é bastante elevado, aumentando consequentemente a dispersão modal. Em uma POF-SI, a dispersão modal é um grande fator limitador da largura de banda, apresentando dentre as fibras poliméricas o menor valor de banda passante (4MHz a 6MHz/km). Na Figura 2.15 mostra-se a propagação dos feixes luminosos no interior do núcleo de uma POF-SI, com detalhe para a dispersão modal devida aos diferentes tempos de chegada dos diferentes modos longitudinais propagantes.

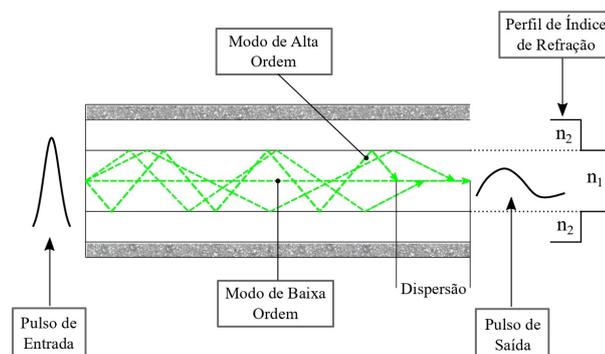


Figura 2.15: Dispersão em uma POF-SI.

Na década de 90, a fim de minimizar o problema dos baixos valores de largura de banda, a *Mitsubishi Rayon* desenvolveu a POF-SI com baixa abertura numérica (*low-NA POF*), apresentando $NA = 0.30$. Essa redução foi possível devido a diminuição na diferença entre os valores dos índices de refração do núcleo (que permaneceu inalterado em relação à POF padrão) e da casca, que teve sua composição alterada. Com isso, foi possível incrementar a banda passante para próximo de 100MHz.100m. [47]

2.3.1.2 POF-DSI (*Double Step Index*)

As fibras DSI possuem em sua estrutura duas cascas com índices de refração diferentes, sendo o índice de refração da casca interna maior que o da externa. A presença da segunda casca faz com que os raios que eventualmente tenham escapado do núcleo devido à presença de curvaturas, ao incidirem na interface entre as essas duas cascas, o fazem com um ângulo tal que é possível que retornem parte da luz desacoplada em direção ao núcleo. Tipicamente apresentam $NA = 0.3$, valor este similar ao das POF SI de baixa abertura numérica. O esquemático do perfil do índice de refração pode ser visto na Figura 2.16.

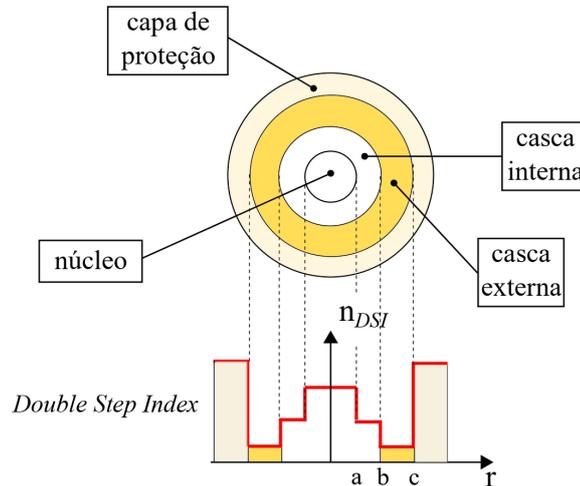


Figura 2.16: Perfil de índice de refração de uma POF-DSI.

Na Figura 2.17 podem-se ver os raios que se mantém confinados no núcleo devido à casca interna, os raios que escapam do interior do núcleo mas retornam devido à reflexão na casca externa e também os raios vazados da casca externa após a reflexão no ponto de curvatura.

2.3.1.3 POF-GI (*Graded Index*)

A POF-GI se caracteriza por ter um núcleo altamente heterogêneo, variando continuamente seu índice de refração. Seu valor decai a partir do eixo da fibra até a interface núcleo-casca, onde tem seu valor mínimo. Portanto, o índice de refração n varia conforme a distância ao eixo longitudinal da fibra e pode ser dado pela expressão matemática:

$$n(r) = n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.12)$$

onde r é a distância até o eixo da fibra, n_1 o índice de refração no centro do eixo, a o raio do

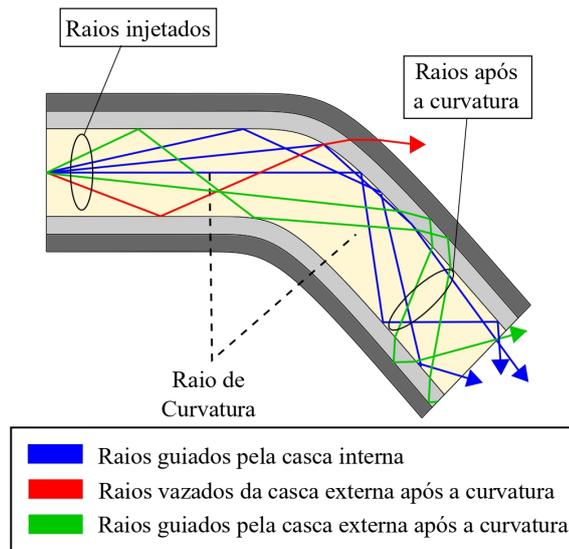


Figura 2.17: Propagação dos raios no interior de uma POF-DSI.

núcleo, α é o expoente de perfil e Δ a diferença relativa entre os índices de refração n_1 e n_2 (índice da casca), dada pela equação 2.13:

$$\Delta = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2} \quad (2.13)$$

Na Figura 2.18 observa-se o perfil de uma POF GI, com destaque para a variação gradual do índice de refração do núcleo, cujo valor do expoente de perfil é tipicamente $\alpha \approx 2$.

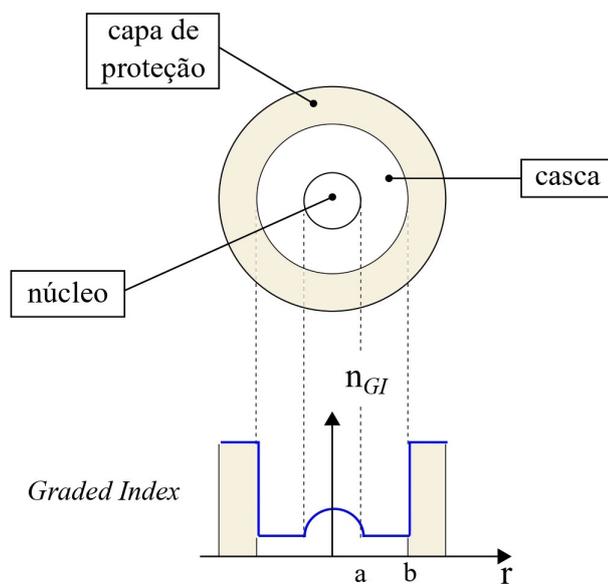


Figura 2.18: Perfil de índice de refração de uma POF-GI.

Devido à característica do núcleo em relação ao perfil de índice de refração, ocorre que os raios confinados que se propagam mais próximos ao eixo da fibra correspondem aos modos de menor ordem,

percorrendo portanto um caminho mais curto e com menores velocidades (alto valor do índice de refração). Em oposição a isso, os raios que se propagam mais próximos da casca, classificados como modos de maior ordem, percorrem caminhos mais longos, porém com maiores velocidades, fruto dos baixos valores dos índices de refração nessas regiões.

A Figura 2.19 mostra a propagação dos raios luminosos em uma POF-GI, onde é possível observar um reduzido valor na dispersão, preservando grande parte da integridade do pulso de entrada. Devido à essa baixa dispersão, a POF-GI apresenta uma largura de banda bastante elevada, principalmente se comparada à POF-SI.

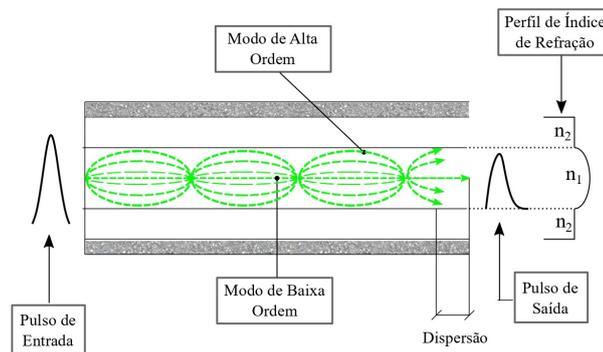


Figura 2.19: Dispersão em uma POF-GI.

Essas fibras operam em uma faixa de desempenho que depende da condição de lançamento da luz na fibra e da precisão do perfil de índice de refração, sendo a dispersão material o limitador principal da banda passante. No entanto, uma maneira de se otimizar a largura de banda nas fibras POF-GI PMMA é por meio controle acurado do perfil de índice de refração. [51].

2.3.2 POF PF

Na POF-GI PF, os átomos de hidrogênio, antes presentes na estrutura molecular da POF PMMA, são substituídos por átomos mais pesados, como o flúor. Com isso, as ligações C-H entre os átomos de carbono e hidrogênio deixam de existir, reduzindo drasticamente a atenuação da luz na faixa do infravermelho próximo, região onde predominantemente se emprega a POF PF. [52]. Essas fibras são, portanto, constituídas de um polímero fluoretado de nome comercial CYTOP[®], desenvolvido pela *Asahi Glass Corporation*. Sua estrutura molecular pode ser vista na Figura 2.20 [47]

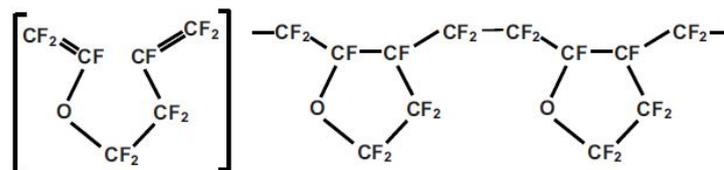


Figura 2.20: Estrutura molecular do CYTOP[®].

A primeira POF-GI CYTOP[®] foi comercializada em 2001, sob o nome comercial *Lucina*[®]. Devido à baixa atenuação e reduzida dispersão material, a POF-GI PF tem capacidade de transmissão

em altas taxas (10Gb/s km em $1.3\mu\text{m}$ [53]).

As Figuras 2.21 (adaptado de [3]) e 2.22 (adaptado de [47]) mostram, respectivamente, as curvas de variação da dispersão material em função do comprimento de onda de três diferentes fibras e um quadro comparativo entre a largura de banda de diversos tipos de POF, onde estão destacadas em vermelho as POF-SI padrão, POF-DSI, POF-GI PMMA e POF-GI PF.

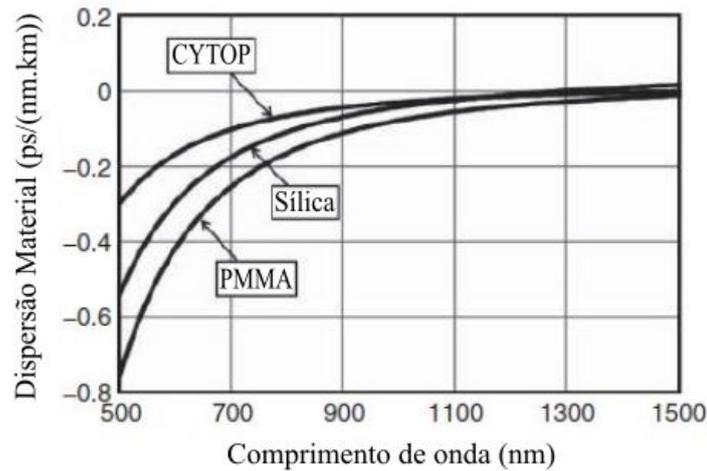


Figura 2.21: Curva de dispersão material das fibras de vidro (sílica), PMMA e CYTOP®.

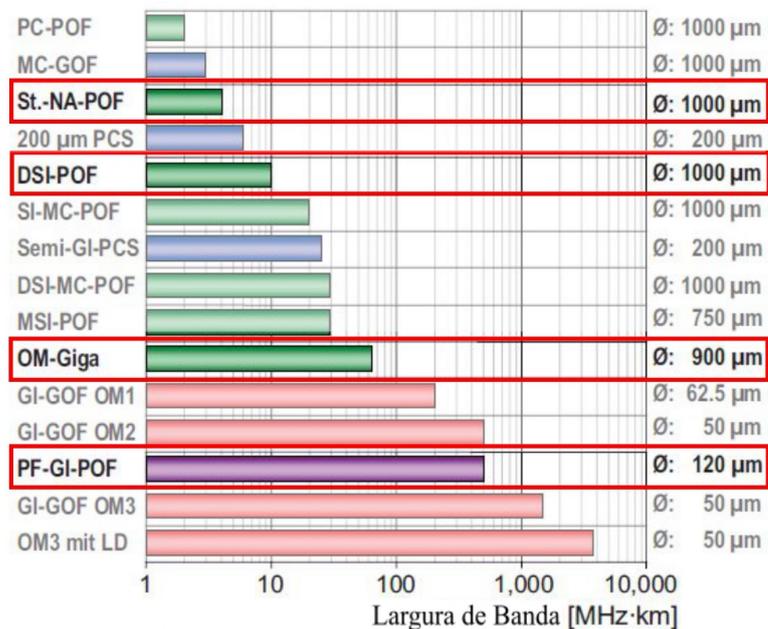


Figura 2.22: Gráfico comparativo das larguras de banda de diferentes POFs e GOFs.

2.4 Fotodetectores

Os fotodetectores são dispositivos opto-eletrônicos que recebem em sua entrada um sinal óptico e o convertem em um sinal elétrico de saída. Há diversos tipos de fotodetectores, no entanto serão

considerados nesse trabalho apenas os fotodiodos (*Photodiode* - PD).

O princípio de funcionamento de um fotodiodo consiste na incidência de fótons com determinada quantidade de energia (maior que a energia de *bandgap*) no material semiconductor do dispositivo. Com isso, os elétrons presentes na camada de valência irão se excitar e se deslocar para a camada de condução, criando-se assim pares elétron-buraco. O fotodiodo é reversamente polarizado de tal maneira que os portadores previamente gerados irão produzir um fluxo de corrente elétrica na junção *pn*. Essa corrente elétrica é denominada fotocorrente e é proporcional à potência óptica incidente.

Os fotodiodos de interesse nesse estudo dividem-se em dois tipos: fotodiodo *pin* e fotodiodo APD (*Avalanche Photodiode*). O escopo desse trabalho no que diz respeito ao dispositivo de detecção do sinal óptico está centrado no fotodiodo *pin*, uma vez que foi o tipo de fotodetector empregado nas atividades laboratoriais, e por isso será dada maior ênfase na sua explicação em detrimento do APD.

2.4.1 Fotodiodo *pin*

Fotodiodos *pin* são dispositivos semicondutores construídos com uma região tipo-*p* e outra tipo-*n*. Entre elas existe uma região intrínseca *i* levemente dopada, conhecida como região de depleção, onde a maior parte da luz incidente é absorvida e onde se formam os pares elétron-buraco. Ao ser aplicada uma tensão reversa no fotodiodo, os buracos se deslocam para a região *p* e os elétrons para região *n*, e região intrínseca fica livre de portadores, estando presentes nela apenas as impurezas decorrentes da dopagem do material.

A Figura 2.23 ilustra o processo de absorção do fóton e a conseqüente geração do par elétron-buraco.

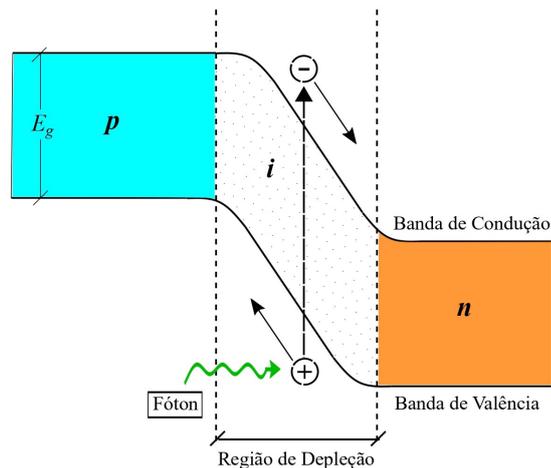


Figura 2.23: Diagrama de bandas de energia de um fotodiodo *pin*, onde o fóton incidente gera o par elétron-buraco.

Um parâmetro importante em um PD é a eficiência quântica, que pode ser entendida como a razão entre a quantidade de pares elétron-buraco gerados e a quantidade de fótons incidentes que foram absorvidos. Esse entendimento é representado matematicamente pela equação (2.14):

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_{in}/hv} \quad (2.14)$$

onde P_{in} é a potência óptica incidente no fotodiodo e I_p é a corrente elétrica gerada pela incidência do sinal óptico. Essas duas grandezas guardam uma importante relação entre si, conhecida como responsividade (r_d). Esse novo parâmetro é dado por (2.15):

$$r_d = \frac{I_p}{P_{in}} = \frac{q\eta}{hv} \quad (2.15)$$

Quando operando em condição de polarização reversa, a responsividade apresenta um comportamento linear. A curva “corrente elétrica x potência óptica incidente” pode ser visualizada na Figura 2.24, onde a inclinação da reta fornece justamente a responsividade do fotodiodo.

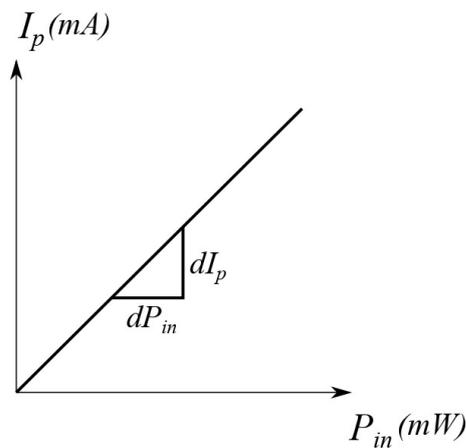


Figura 2.24: Curva “ $I_p \times P_{in}$ ” característica de um fotodiodo pin .

No fotodiodo, à medida que o comprimento de onda aumenta, sua responsividade também irá aumentar. Assim, observa-se na Figura 2.25 como a responsividade de três materiais distintos (Si, InGaAs e Ge) se comporta de acordo com o aumento do comprimento de onda. É possível visualizar também como a eficiência quântica se relaciona com os dois parâmetros anteriores. Adaptado de [31]

Pode-se observar que para valores além do comprimento de onda de corte, a responsividade irá cair bruscamente. Isso se deve ao fato da energia necessária para excitar um elétron de forma ele migre para a camada de condução é superior à energia dos fótons incidentes para tais comprimentos de onda. [31]

Outra métrica importante é o tempo de resposta, que depende essencialmente de três fatores:

- (i) o tempo de trânsito dos portadores na região de depleção;
- (ii) o tempo de difusão dos portadores gerados fora da região de depleção; e
- (iii) a constante de tempo RC do fotodiodo e do circuito associado.

As grandezas que são responsáveis pela ocorrência das três condições acima são: coeficiente de absorção α_s , largura da região de depleção (w), capacitância na junção pn do fotodiodo e a resistência em série do fotodiodo [31]

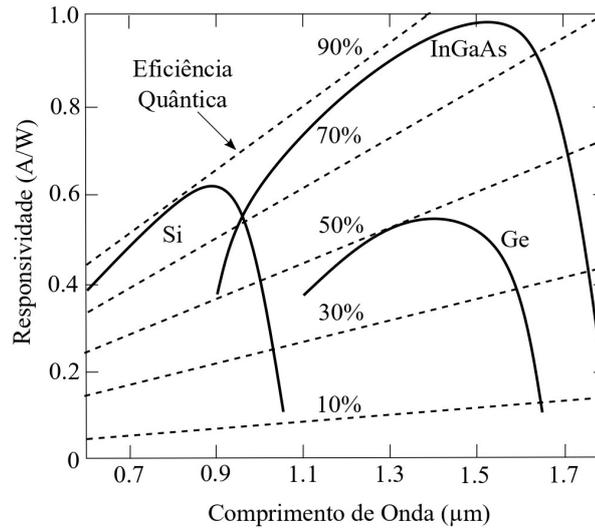


Figura 2.25: Curva da responsividade e eficiência quântica em função do comprimento de onda de fotodiodos *pin*.

A largura de banda de um fotodiodo *pin*, intimamente associada ao tempo de resposta, encontra limitação, basicamente, no tempo de trânsito τ_{tr} dos portadores, definido como a razão entre a largura w da região de depleção e a velocidade de deriva v_d , dado pela (2.16). Por sua vez, o tempo de resposta pode ser definido como o tempo que a corrente do fotodiodo leva para variar de 10% a 90% do seu valor de saída quando excitado por um sinal óptico com determinada potência.

$$\tau_{tr} = \frac{w}{v_d} \quad (2.16)$$

2.4.2 Fotodiodo APD

Os fotodiodos APD tem o princípio de funcionamento semelhante a um fotodiodo *pin*, com a particularidade de possuírem um ganho interno de corrente. No APD, os pares elétron-buraco gerados pela absorção prévia de um fóton são submetidos a um intenso campo elétrico. Os elétrons adquirem energia cinética suficiente de forma que possa transferir parte dessa energia para outros elétrons localizados na camada de valência, excitando esses novos elétrons e gerando novos pares elétron-buraco. Essa geração de novos portadores é conhecida como ionização por impacto. Os portadores recém gerados são igualmente submetidos ao intenso campo elétrico, adquirindo aceleração suficiente para ionizar outros novos elétrons. Esse fenômeno é conhecido como efeito avalanche.

Assim como ocorre no fotodiodo *pin*, o APD também é caracterizado de acordo com sua responsividade, dada pela equação (2.17) abaixo:

$$r_{APD} = M \frac{\eta q}{h\nu} \quad (2.17)$$

onde M é o fator multiplicador do APD e fornece seu ganho por avalanche.

Justamente por possuir um ganho interno, normalmente é aplicado em sistemas de alta sensibilidade, como por exemplo sistemas de longa distância operando em $1.55 \mu\text{m}$. [54]

A Tabela 2.1 apresenta um comparativo entre os valores de alguns parâmetros relevantes dos fotodiodos *pin* e APD.

Tabela 2.1: Comparação entre parâmetros dos fotodiodos *pin* e APD

Características de fotodiodos <i>pin</i> e APD						
Parâmetro	Si		Ge		InGaAs	
	<i>pin</i>	APD	<i>pin</i>	APD	<i>pin</i>	APD
Comprimento de onda (μ m)	0.4 - 1.1	0.4 - 1.1	0.8 - 1.8	0.8 - 1.8	1.0 - 1.7	1.0 - 1.7
Responsividade (A/W)	0.4 - 0.6	80 - 130	0.5 - 0.7	3 - 30	0.6 - 0.9	5 - 20
Eficiência Quântica (%)	75 - 90	N/A	50 - 55	N/A	60 - 70	N/A
Ganho de APD (-)	N/A	100 - 500	N/A	50 - 200	N/A	10 - 40
Largura de Banda (GHz)	0.3 - 0.6	0.2 - 1.0	0.5 - 3.0	0.4 - 0.7	1.0 - 10.0	1.0 - 10.0
Tensão de Polarização (V)	50.0 - 100	200 - 250	6.0 - 10.0	20.0 - 40.0	5.0 - 6.0	20.0 - 30.0

2.5 Misturadores (*Mixers*) de Frequência

Um *mixer* de frequência é um dispositivo eletrônico, passivo ou ativo, que devido à não-linearidade na sua função de transferência é capaz de gerar novas frequências através da mistura de diferentes sinais. [55] Estruturalmente contém três portas, sendo duas delas destinadas à entrada de dois sinais distintos, um em cada porta, que são os sinais de RF e do oscilador local (*Local Oscillator* - LO). A terceira porta é utilizada para o sinal de saída IF, dado por uma combinação dos dois sinais de entrada. Os sinais de entrada, de amplitude unitária, são expressos matematicamente pelas equações 2.18 e 2.19.

$$v_{RF}(t) = \cos(2\pi f_{RF}t) \quad (2.18)$$

$$v_{LO}(t) = \cos(2\pi f_{LO}t) \quad (2.19)$$

Assim, considerando esses sinais de entrada, a saída equivalente à frequência intermediária é dada pela mistura não-linear de 2^a ordem entre os sinais RF e LO, e pode ser equacionada como:

$$v_{IF}(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi(f_{RF} + f_{LO})t) + \cos(2\pi(f_{RF} - f_{LO})t)] \quad (2.20)$$

onde A é constante e devida à perda por conversão no misturador.

Portanto, observando a equação 2.20 pode-se extrair que a frequência na porta de saída correspondente ao sinal IF é dada por:

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_{LO}| \quad (2.21)$$

Essa configuração de portas do *mixer* é válida quando o mesmo é empregado na transmissão do sinal em *downconversion*, entendido como o processo em que a frequência IF na porta de saída é menor

que na porta de entrada do sinal RF ($f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$). Nesse caso, o sinal correspondente a $f_{RF} + f_{LO}$ é denominada frequência imagem (*image frequency*) e é um sinal indesejado, já que se está tratando do processo de *downconversion*. Ao empregar um *mixer* na recepção, o processo de translação da frequência se chama *upconversion*, onde a frequência de saída, na porta RF, é maior que a frequência de entrada na porta IF. A Figura 2.26 ilustra os processos de *downconversion* e *upconversion* (Adaptada de [56]).

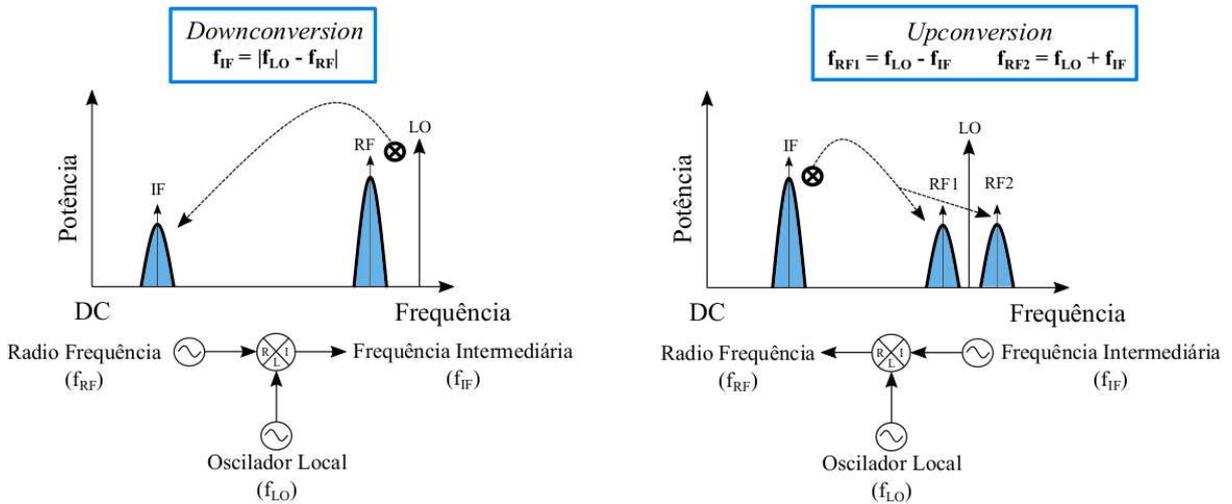


Figura 2.26: Processos de *downconversion* e *upconversion*. Neste, percebe-se a presença do sinal RF em banda lateral dupla após a mistura dos sinais IF e LO.

A título de melhor compreender os processos de conversão de frequências que ocorrem nos *mixers*, toma-se o seguinte exemplo numérico:

1. Na *downconversion*, sendo o sinal RF com $f_{RF} = 100$ MHz e o oscilador local em $f_{LO} = 105$ MHz, a frequência intermediária (IF) é dada por $f_{IF} = 5$ MHz;
2. Agora considerando a mesma IF em 5 MHz e a frequência do oscilador local mantida em 105 MHz, no processo de *upconversion* tem-se dois sinais RF em frequências distintas, dadas por $f_{RF}^1 = 100$ MHz e $f_{RF}^2 = 110$ MHz, isto é, um sinal em banda lateral dupla (*double sideband upconversion*) [56]. Esses sinais RF recuperados podem se constituir em um problema, uma vez que normalmente apenas uma das frequências RF é de interesse para a aplicação a qual o sistema está sendo empregado, sendo a frequência correspondente à outra banda lateral, um sinal espúrio. Devido à proximidade entre essas frequências, a filtragem deve ser realizada de forma bastante precisa, o que nem sempre é possível, ainda mais em se tratando de transmissão de um sinal em banda larga.

Deve-se observar que no caso da *upconversion*, quanto mais próximas entre si forem as frequências IF e LO, maior será o distanciamento entre as frequências RF na porta de saída após a conversão, o que em tese facilita a filtragem do sinal RF de interesse.

Os *mixers* normalmente são baseados em transistores ou diodos. Isso se justifica pela característica de não-linearidade desses componentes e que é o ponto chave para os *mixers* realizarem a translação de frequências.

Os *mixers* empregados nos experimentos desse trabalho são do tipo duplamente balanceado, apresentando como vantagens o melhor isolamento entre suas portas, o que evita o vazamento de sinal nas demais portas, o cancelamento de grande parte dos produtos indesejáveis de intermodulação e a melhor eficiência no processo de conversão de frequências. A Figura 2.27 é uma representação esquemática do circuito elétrico de um *mixer* duplamente balanceado, onde R representa a porta RF, L a porta LO e I representa a porta IF.

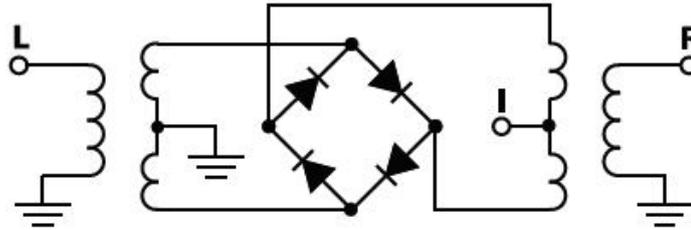


Figura 2.27: Circuito elétrico de um *mixer* duplamente balanceado

Existem algumas métricas que devem ser consideradas na classificação e caracterização de um *mixer* e que certamente devem ser levadas em consideração ao inserir um dispositivo como esse em um enlace. É relevante pontuar que a maioria dos harmônicos indesejados são causados pela intermodulação entre os sinais RF e LO, que ocorre na região de transição do diodo. Além disso, quanto menor a potência do sinal RF, melhor será o desempenho do *mixer* com relação aos sinais espúrios, uma vez que a transcondutância do diodo controlada pelo sinal do oscilador local será mais efetiva. [56]

2.5.1 Perda por Conversão

A perda por conversão (*Conversion Loss - CL*) é uma importante figura-de-mérito de um *mixer* e está relacionada com o quanto de potência do sinal RF ou IF de entrada é perdida no processo de conversão de frequências. A fim de quantificar essa perda, a CL pode ser definida numericamente pela equação 2.22.

$$CL(dB) = P_{RF}(dBm) - P_{IF}(dBm) \quad (2.22)$$

onde P_{RF} é a potência do sinal RF na entrada e P_{IF} é a potência do sinal IF na saída do *mixer*.

A perda por conversão leva em conta não apenas as perdas no processo de conversão de frequências, mas também as perdas devidas às cargas resistivas existentes no circuito interno do *mixer*. O nível de potência do sinal do oscilador local afeta significativamente o valor da perda por conversão, que apresenta valores mínimos quando a potência LO é mantida entre 0 e 10 dBm. [57]

Outro fator que pode impactar no aumento da perda por conversão é o emprego do *mixer* em frequências mais altas, uma vez que há uma maior dificuldade em manter o equilíbrio do circuito em toda largura de banda. A perda por conversão é a métrica de referência de um *mixer*, já que está intimamente ligada a outros parâmetros relevantes, como o isolamento e o ponto de compressão de 1dB. [56]

2.5.2 Isolamento

É uma métrica que corresponde ao quanto de sinal vaza por uma porta em relação a outra, ou seja, pode ser definida como a diferença (em dB) entre a potência do sinal de entrada em uma das portas e a potência vazada nas demais, ressaltando que as potências de entrada e vazada estão na mesma frequência. Comumente existem três tipos de isolamento que ocorrem em um *mixer*: isolamento L-R (entre as portas LO e RF), isolamento L-I (entre as portas LO e IF) e isolamento R-I (entre as portas RF e IF), ilustrados na Figura 2.28 (adaptada de [56]).

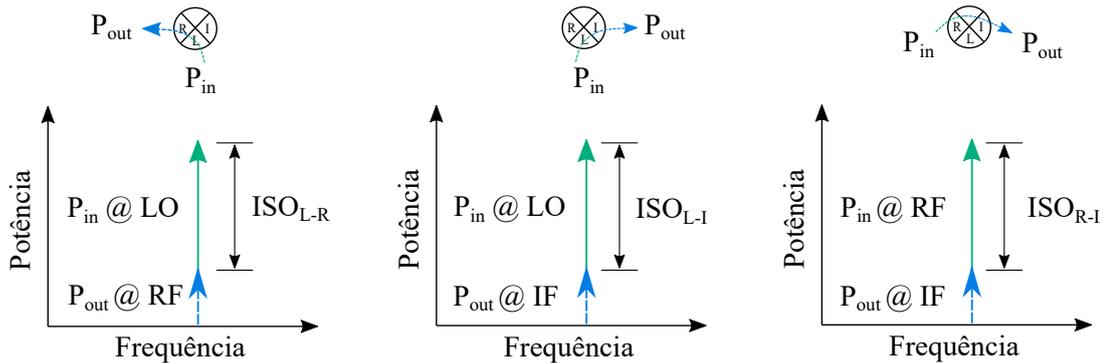


Figura 2.28: Tipos de isolamento que ocorrem em um *mixer* de frequência.

As portas RF e LO deveriam ser totalmente desacopladas, no entanto, devido a um descasamento interno de impedâncias e limitações no desempenho do acoplador, surge o vazamento do sinal LO na porta RF [57]. Assim, o isolamento, em dB, da porta LO em relação à porta RF é dado então pela equação 2.23

$$P_{ISO(L-R)} = P_{in(@LO)} - P_{out(@RF)} \quad (2.23)$$

onde $P_{in(@LO)}$ é a potência do sinal que entra na porta LO e $P_{out(@RF)}$ é a potência de saída medida na porta RF, na frequência LO.

O isolamento L-I tende a ser o mais prejudicial e o que carece de maior atenção, apresentando valores típicos entre 20-30 dB. O grande problema desse tipo de isolamento surge quando as frequências LO e IF são muito próximas, o que faz com que o sinal LO contamine o circuito da porta IF, podendo saturá-lo. O isolamento do tipo R-I, por sua vez, é um parâmetro importante para determinação da eficiência de conversão do *mixer*, ou seja, se o isolamento R-I for alto, a perda por conversão apresentará baixos valores. [56]

O isolamento é, portanto, uma figura-de-mérito que afeta diretamente a perda por conversão, conforme mencionado anteriormente, uma vez que a potência de sinal na saída, proveniente do batimento entre os dois sinais de entrada, pode ser consideravelmente baixa se houver um vazamento relevante dos sinais de entrada, conduzindo a um alto valor de CL.

2.5.3 Ponto de Compressão de 1dB

O ponto de compressão de 1dB (P_{1dB}), é uma medida de linearidade do *mixer* e pode ser definido como o ponto em que a potência na saída cai de 1dB do que seria o valor dessa potência caso o dispositivo

fosse linear. Na Figura 2.29 (adaptada de [56]) tem-se representada a curva do comportamento linear do dispositivo até o ponto em que essa linearidade começa a desaparecer. No ponto de compressão de 1dB, os sinais deixam de ser considerados "pequenos sinais". [56]

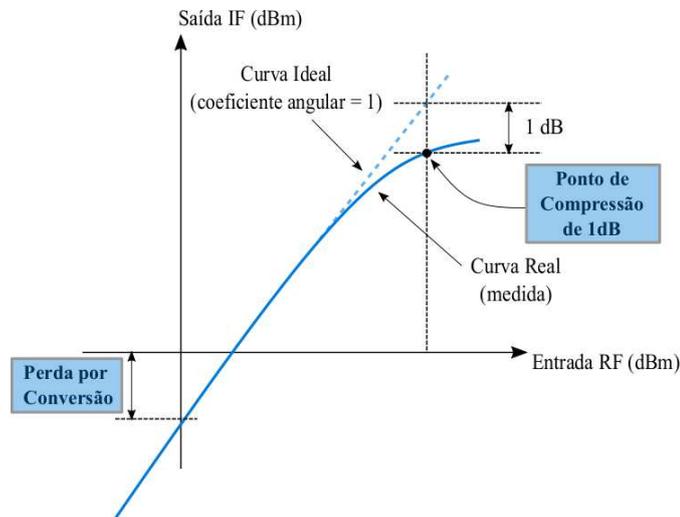


Figura 2.29: Representação gráfica do ponto de compressão de 1dB.

A operação do *mixer* na região de compressão provoca efeitos nocivos ao seu funcionamento, como altos níveis de distorção devido à intermodulações e altas perdas de conversão. Idealmente, um *mixer* só deveria exibir não-linearidade de 2ª ordem de forma a gerar $|f_{RF} \pm f_{LO}|$ onde, dependendo da aplicação, será selecionada a IF de interesse, gerada pelos processos de *upconversion* ou *downconversion*. Entretanto, não-linearidades de 3ª ordem que podem comprometer a operação do dispositivo e, portanto, do sistema como um todo, inevitavelmente irão ocorrer. Esses produtos de não-linearidades surgem quando se tem pelo menos dois sinais na porta RF de entrada.

Assim como acontece com a qualquer dispositivo eletrônico, a faixa dinâmica (*Spurious Free Dynamic Range* - SFDR) de um *mixer* fica limitada inferiormente pelo nível de ruído (*Noise Figure* - NF) e no seu limite superior pelo nível máximo de potência para o qual a distorção devida à intermodulação de 3ª ordem se torna inaceitável.

2.5.4 VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

Esse parâmetro é definido como a razão entre as amplitudes máxima e mínima de uma onda estacionária criada devido à reflexão de parte do sinal em determinada porta.

Tendo em mente a ideia de sinal refletido devido a um eventual descasamento de impedância, define-se uma grandeza denominada coeficiente de reflexão, que é a relação entre a onda refletida e a onda incidente. Matematicamente, o coeficiente de reflexão é dado pela equação 2.24:

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} \quad (2.24)$$

onde V_{ref} é a tensão da onda refletida e V_{inc} é a tensão da onda incidente. Os valores do coeficiente de reflexão variam entre zero e a unidade, isto é, $0 \leq |\Gamma| \leq 1$. Quando há um total casamento

de impedância, não há onda refletida, e portanto o coeficiente de reflexão é nulo. Oposto a essa situação, quando se tem um circuito aberto, por exemplo, a impedância tende ao infinito e toda onda incidente é refletida, ou seja, o coeficiente de reflexão atinge seu valor máximo $|\Gamma| = 1$. Outra condição que provoca a reflexão total da onda é quando a impedância é nula, resultando em curto-circuito, cuja diferença do circuito aberto está apenas na fase dessa onda refletida.

Estabelecido conceitualmente o coeficiente de reflexão, podemos relacionar a ele o conceito de *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) através da equação 2.25

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{V_{inc} + V_{ref}}{V_{inc} - V_{ref}} \quad (2.25)$$

Dentre os efeitos indesejados causados por altos valores de *VSWR*, pode-se mencionar a possibilidade de danificar o dispositivo devido aos altos valores de tensão gerados pelas ondas estacionárias e distorção do sinal na recepção por conta de atrasos no sinal transmitido, causados justamente pelo descasamento de impedâncias.

2.5.5 Intermodulação de Tom Único

Conforme já mencionado, ao realizar o batimento de dois sinais novas frequências são geradas. Dentre esses novos produtos, existem alguns que são indesejáveis e que podem comprometer a integridade do enlace e confiabilidade da transmissão.

Quando em um *mixer* há apenas um tom na porta RF de entrada, surge além da IF e da frequência *IMAGE*, as distorções devidas às intermodulações de um tom (*single-tone IMD*), podendo ser de 3ª ordem, por exemplo. Em face à essa condição, o principal objetivo ao se projetar um *mixer* é precisamente reduzir o impacto dessas distorções no enlace.

2.6 Enlace Analógico a Fibra Óptica (EAFO)

De maneira geral, um Enlace Analógico a Fibra Óptica (EAFO) pode ser definido como um sistema capaz de transmitir um sinal RF entre o transmissor e receptor tendo como meio de propagação desse sinal a fibra óptica. O sinal RF a ser transmitido pode carregar algum tipo de modulação ou simplesmente um sinal em tom senoidal (monocromático).

Na Figura 2.30 tem-se a representação em blocos de um enlace analógico a fibra óptica genérico, cujo funcionamento pode ser descrito da seguinte maneira: o sinal RF a ser transmitido, que está no domínio elétrico, é convertido em um sinal óptico (conversão eletro-óptica - E/O) e irá modular a portadora óptica. Esse sinal, agora já modulado, é transportado através da fibra óptica até o módulo de recepção, onde existe o fotodetector, que irá receber o sinal no domínio óptico e irá convertê-lo novamente para o domínio elétrico (conversão opto-eletrônica - O/E). Deve-se observar que o enlace da Figura 2.30 é uma representação global do sistema, onde podem haver circuitos específicos para realizar o casamento de impedâncias, além do circuito de *bias* no transmissor e receptor.

Normalmente, os enlaces analógicos a fibra óptica empregam na transmissão a modulação em intensidade em seu estágio de conversão E/O. Já no estágio de conversão O/E do módulo receptor

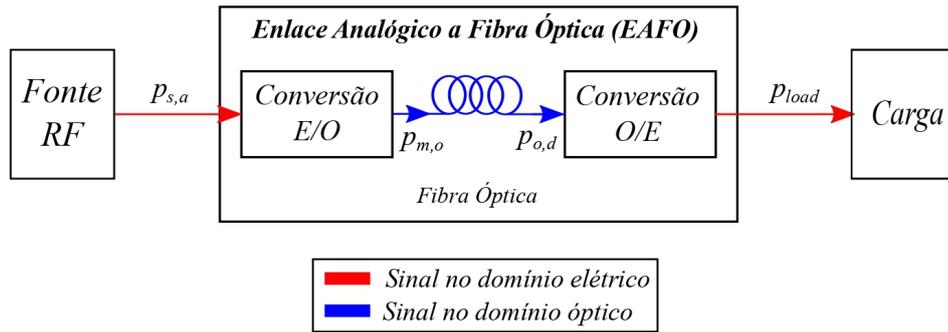


Figura 2.30: Diagrama esquemático de um enlace analógico a fibra óptica.

é empregada a detecção direta. Assim, pode-se dizer que via de regra um EAFO trabalha no formato IMDD. [9] A modulação em intensidade da portadora óptica pode ser classificada em modulação direta ou externa, conforme explicado na subseção 2.2.2. Por sua vez, a detecção direta se caracteriza pela produção de um sinal de corrente elétrica proporcional à intensidade do sinal óptico que incide no fotodetector.

Todos os experimentos constantes nesse estudo contemplam um EAFO no formato IMDD com modulação direta. Assim, as explicações que se seguem, referem-se, via de regra, a um enlace analógico a fibra óptica que tem por base essa configuração de enlace.

Algumas limitações, como as listadas abaixo, de emprego de um EAFO com diodo *laser* em modulação direta não podem ser negligenciadas, pois podem ter impacto negativo no desempenho do sistema, apontando para a ineficácia de tal enlace na aplicação a que se propõe.

- (i) ruído RIN (*Relative Intensity Noise*), que embora produzido no *laser* e percebido no fotodetector, pode afetar o desempenho geral da figura-de-ruído do enlace;
- (ii) eficiência quântica diferencial menor do que a unidade, resultando em perda de conversão E/O; e
- (iii) pequena largura de banda quando comparada à modulação externa [58].

Um cuidado que se deve ter ao empregar a modulação direta da portadora óptica diz respeito a um fenômeno denominado *chirping*, que são variações da frequência da portadora óptica e que causa um alargamento espectral do sinal. Isso ocorre devido à alterações na corrente de bombeamento do laser, o que promove uma modulação indesejada que irá se sobrepôr à modulação de intensidade. [59]

Na modulação direta, a frequência máxima de modulação está relacionada à frequência de ressonância da cavidade laser. Para operações em frequências próximas a de ressonância, o ruído do laser e a distorção aumentam, aumentando a figura-de-ruído e diminuindo a faixa dinâmica [60].

2.6.1 Largura de Banda

A largura de banda é um dos quatro parâmetros básicos de um EAFO e está intimamente relacionada à quantidade de informação que se pode transmitir. Assim, tanto na transmissão quanto na recepção, os dispositivos empregados devem possuir, de preferência, a mesma largura de banda. No entanto, é possível que o fotodiodo tenha uma largura de banda superior a do LD, o que pode se revelar

um fator crítico, uma vez que em determinadas aplicações acaba por promover aumento na janela para entrada de ruídos indesejáveis no sistema.

Ao contrário do que ocorre em um enlace digital, na maioria dos enlaces analógicos, não se faz necessária a utilização de toda a banda disponível dos dispositivos. Diante disso, utilizam-se apenas porções da banda dos mesmos, incluindo algum tipo de pré ou pós filtragem do sinal RF (no caso, a carga das redes de casamento de impedância), para reduzir essa largura de banda. Dois principais motivos para essa redução: o primeiro é porque isso permite um aumento no ganho do enlace, mitigando as perdas de RF, que por sua vez proporcionam menores figuras-de-ruído. A outra razão é devido a maior possibilidade de implementação de técnicas de redução da distorção, o que, em última análise, também afeta a NF [9].

Quando se trata de modulação direta do diodo laser, o aumento da banda causa a redução do ganho intrínseco pelo simples fato de se tornar mais difícil a modulação da corrente de acionamento do LD, reduzindo o ganho de modulação s_l desse dispositivo [61]. Para moduladores externos, a banda está diretamente ligada à estrutura dos eletrodos e das guias de onda. Em moduladores do tipo Mach-Zender (MZM), a largura de banda é determinada pelo produto RC do circuito, onde C é a capacitância dos eletrodos e R sua resistência. Em enlaces analógicos a fibra óptica polimérica, esta normalmente será o componente limitador de banda do sistema, o que acontece devido à dispersão do sinal óptico em seu interior.

Para o cálculo da largura de banda, assumimos que os dispositivos que integram o sistema apresentam comportamento de um filtro gaussiano. Assim, a banda pode ser calculada em função do *rise-time* t , conforme a equação 2.26

$$B = \frac{0.44}{\tau} \quad (2.26)$$

O *rise-time* é o tempo de resposta de um sinal para ir de 10 a 90% do seu valor final de saída quando o sinal de entrada é alterada abruptamente.

No que se refere à largura de banda de um enlace óptico, deve-se definir duas grandezas distintas, a fim de caracterizar o enlace corretamente: a banda elétrica e a banda óptica. A banda óptica é determinada pela queda de 3 dBo (dB óptico) na potência equivalente a um nível de tensão $v(t)$ considerando a baixa frequência como referência. A banda elétrica é obtida de maneira similar: queda de 3 dBe (dB elétrico). As potências óptica e elétrica são linear e quadraticamente proporcionais à corrente elétrica no dispositivo, respectivamente, de onde se pode concluir que uma queda de 3 dB óptico equivale à uma queda de 6 dB no domínio elétrico (- 3 dBo = - 6 dBe). As bandas elétrica e óptica são representadas na Figura 2.31.

O cálculo da largura de banda óptica de um sistema é dada pela equação 2.27:

$$B_{OPT, SYS} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{B_i^2}}}, \quad (2.27)$$

onde B_i corresponde a banda individual de cada componente do enlace. A relação entre as bandas óptica e elétrica de um sistema é expressa matematicamente por 2.28

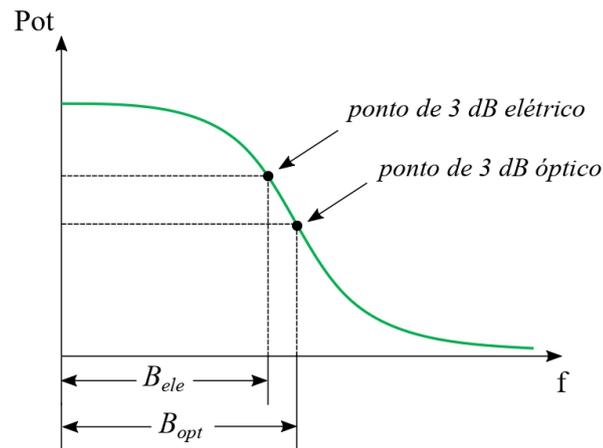


Figura 2.31: Gráfico genérico ilustrando o ponto de queda de 3dB das bandas elétrica e óptica.

$$B_{ELE,SYs} \approx 0.707B_{OPT,SYs}. \quad (2.28)$$

Um ponto que merece destaque é a questão do casamento de impedâncias nos circuitos específicos para tal. Na existência de um eventual descasamento, a largura de banda fica comprometida, afetando negativamente a transmissão e/ou recepção dos sinais de interesse. Além disso, o descasamento de impedâncias promove, em maior escala, a existência de reflexões internas dos sinais de micro-ondas, prejudiciais aos componentes e equipamentos, e, conseqüentemente, ao seu funcionamento [61]. O casamento passivo de impedâncias pode ser feito de maneiras diversas:

- (i) casamento resistivo em banda larga no LD;
- (ii) casamento com uso de transformador de RF em banda larga, tanto para o LD, apresentando uma banda maior em relação ao casamento resistivo, como para o fotodiodo, que tem sua banda reduzida; e
- (iii) casamento conjugado em passa banda (banda estreita), com uso de indutores a fim de compensar a capacitância do capacitor, tanto para o LD como para o fotodiodo. Nesse tipo de casamento, os valores de N_L (número de espiras da bobina do transformador) e L (indutância do indutor) devem ser selecionados cuidadosamente para que se consiga um aumento da banda. A Figura 2.32 (adaptada de [9]) ilustra um circuito casador em banda estreita.

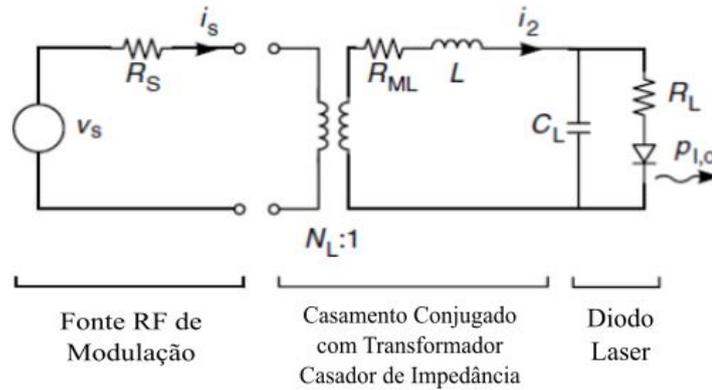


Figura 2.32: Circuito de casamento conjugado de impedância em banda estreita.

Devido à presença das impedâncias reativas dos componentes eletro-ópticos de modulação e detecção, surge a dependência com as frequências geradas pelas reatâncias capacitivas e indutivas, ou seja, para se chegar a um valor de largura de banda dos respectivos componentes, e conseqüentemente do enlace, devem ser consideradas as suas respostas em frequência.

2.6.2 Ganho de RF

O ganho de RF é definido como a relação entre as potências elétricas entregue à carga e a fornecida pela fonte de RF ao sistema. O ganho tratado nessa seção refere-se ao ganho intrínseco, ou seja, sem amplificação. Com isso, pode-se admitir que o sistema esteja trabalhando em regime de pequenos sinais, isto é, as frequências existentes são tais que as impedâncias envolvidas são completamente resistivas (apresentam apenas componentes reais).

Em enlaces analógicos a fibra óptica o ganho intrínseco pode ser dado pela equação 2.29, independente do tipo de modulação empregada.

$$g_i = \left(\frac{p_{m,o}^2}{p_{s,a}} \right) T_{M-D}^2 \left(\frac{p_{load}}{p_{o,d}^2} \right), \quad (2.29)$$

em que $(p_{m,o}^2/p_{s,a})$ é a eficiência incremental de modulação, $T_{M,D}^2$ representa a eficiência de transmissão óptica, ou seja, as perdas por acoplamento no modulador e no fotodetector e por atenuação pela fibra óptica, e $(p_{load}/p_{o,d}^2)$ é eficiência incremental de foto detecção. Observando a expressão do ganho é possível verificar que o enlace analógico intrínseco é linear em 1ª ordem, haja vista que a relação quadrática entre as potências elétrica e óptica, estabelecida pelo modulador óptico é igualmente revertida pelo fotodetector. [9] Uma representação bastante comum para o ganho é expressá-lo na escala logarítmica (dB), como na Equação 2.30.

$$G_i(\text{dB}) = 10 \log(g_i). \quad (2.30)$$

Na modulação direta, a eficiência incremental de um *laser*, expressa na equação 2.31, é definida como a razão entre o quadrado da potência óptica de saída do laser ($p_{l,o}$) e a potência elétrica entregue ao LD ($p_{s,a}$) por uma fonte de tensão v_s

$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{s,a}} = \frac{4R_s s_l^2}{(R_s + R_L + R_{MATCH})^2} \quad (2.31)$$

onde R_s é a resistência da fonte, s_l é o ganho de modulação do LD, R_L é a resistência do laser e R_{MATCH} é a resistência equivalente ao circuito de casamento. No entanto, considerando que o *laser* está casado com a fonte RF, tem-se que $R_s = R_L + R_{MATCH}$, o que conduz a equação da eficiência incremental a uma nova expressão, dada por 2.32:

$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{s,a}} = \frac{s_l^2}{R_L + R_{MATCH}} \quad (2.32)$$

Por sua vez, a eficiência incremental de foto detecção em um fotodiodo *pin* é dada por 2.33:

$$\frac{p_{load}}{p_{o,d}^2} = r_d^2 R_{LOAD} \quad (2.33)$$

onde r_d é a responsividade do fotodiodo.

Portanto, substituindo as equações 2.32 e 2.33 na equação 2.29 e considerando $T_{M,D}^2 = 1$ (sem perdas por acoplamento ou atenuação), o ganho intrínseco de RF em um enlace em modulação direta pode ser dado por:

$$g_i = \left(\frac{s_l^2}{R_L + R_{MATCH}} \right) (r_d^2 R_{LOAD}) \quad (2.34)$$

Nota-se pela expressão acima que é possível incrementar o ganho intrínseco se considerarmos o $R_{MATCH} = 0$, ou seja, sem casamento de impedâncias. No entanto, esse aumento do ganho é de certa forma penalizado por uma quantidade maior do sinal de RF que é refletido de volta para a fonte, afetando a integralidade do sinal transmitido. Uma outra forma de se aumentar o ganho de RF em um enlace analógico com modulação direta é simplesmente aumentando o valor da eficiência incremental do laser. No entanto, devido a não-linearidade do LD, a faixa dinâmica livre de intermodulação (*IM-free* DR) torna-se inaceitável para a maior parte dos enlaces analógicos [62]. Assim, a análise de qual figura-de-mérito terá maior impacto no sistema, podendo comprometer as demais métricas, depende basicamente da aplicação do enlace em questão.

Na prática, um caso específico e bastante comum ocorre: $R_{LOAD} = R_L + R_{MATCH}$, o que permite expressar o ganho intrínseco de acordo com a equação 2.35

$$g_i = s_l^2 r_d^2 \quad (2.35)$$

Dada a expressão para o cálculo do ganho de RF em um enlace analógico em modulação direta, é importante observar que não há uma dependência imediata com a potência óptica CW para correntes acima do valor da corrente de *threshold*, e que a responsividade do fotodiodo *pin* também independe da potência óptica incidente em várias ordens de magnitude. Assim, o dimensionamento do ganho intrínseco em um EAFO com relação à potência óptica, pode ser feito manipulando-se o ganho de modulação do diodo *laser* e/ou a responsividade do fotodiodo. [61]

Assim como ocorre ao se analisar a largura de banda de um EAFO, o ganho de RF também é afetado pela presença da fibra óptica, nesse caso devido à atenuação do sinal que a fibra transporta.

2.6.3 Figura-de-Ruído

O ruído está sempre presente em um sistema, independente da existência de um sinal. Existem diversos tipos de ruído, de naturezas distintas cada. No entanto, em um enlace analógico a fibra óptica três tipos de ruído se destacam devido ao impacto que causam na caracterização do sistema e na integralidade dos sinais transmitidos e recebidos: o ruído térmico (*thermal noise*), o ruído quântico ou balístico (*shot noise*) e o ruído de intensidade relativa (*relative intensity noise*). Neste trabalho, os três ruídos discutidos são considerados “ruído branco” (*white noise*), o que significa que não há uma dependência estabelecida desses ruídos com a frequência.

A figura-de-ruído (NF) é uma correspondência entre a relação sinal-ruído (SNR) na entrada do enlace e a relação sinal-ruído na saída do mesmo. Pode ser entendida como uma medida da SNR que é afetada e se degrada devido a um dispositivo específico ou um sistema como um todo. A NF pode ser definida conforme 2.36

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (2.36)$$

onde SNR_{in} é a relação sinal-ruído na entrada do enlace e SNR_{out} é a relação sinal-ruído na saída. Uma outra forma de expressar matematicamente a figura-de-ruído é relacionando-a com a densidade de potência na saída e com o ganho do enlace, conforme a equação 2.37

$$NF \equiv 10 \log \left[\frac{\bar{N}_{out}}{k_B T g} \right], \quad (2.37)$$

onde N_{OUT} é a densidade espectral total de potência de ruído, k é a constante de Boltzmann ($k_B = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T é a temperatura absoluta em graus Kelvin (considerada 290 K) e g é o ganho do enlace.

Em sistemas de recepção, onde na maior parte das vezes o sinal recebido é de baixa potência, é importante que a figura-de-ruído seja minimizada o máximo possível, já que qualquer ruído adicionado pode impactar negativamente no sinal de interesse [63].

O tipo de casamento de impedância dos dispositivos de modulação e do fotodetector com as impedâncias de entrada e saída do enlace, respectivamente, ditará como cada um dos ruídos contribuirá para o valor final de N_{OUT} [62].

2.6.3.1 Ruído Térmico

O ruído térmico (também chamado de ruído *Nyquist* ou ruído *Johnson*) surge nas impedâncias ôhmicas presentes nas fontes de RF e nos dispositivos eletro-ópticos de modulação e demodulação devido aos movimentos aleatórios dos portadores de carga (movimento *Browniano*). Essas contribuições ôhmicas ocorrem também nos circuitos entre a fonte de alimentação e o dispositivo de modulação bem como nos circuitos entre o fotodetector e a saída do enlace. Por conta da aleatoriedade da corrente elétrica existente nas resistências dos diversos circuitos, o seu valor médio é nulo, ou seja, $\langle i_t(t) \rangle = 0$.

Apesar do valor médio da corrente elétrica ruidosa ser nulo, a sua média quadrática não o é, fazendo surgir uma voltagem média quadrática gerada pelo ruído térmico e que é representada pela

equação 2.38. É conhecida como derivação de *Nyquist*.

$$\langle v_t^2(t) \rangle = 4k_B T R \Delta f, \quad (2.38)$$

onde R a resistência do referido componente e Δf é a largura de banda de interesse.

Por sua vez, a potência elétrica gerada pelo ruído térmico é dada por 2.39:

$$P_{t,a} = \frac{\langle v_t^2(t) \rangle}{4R_S} = k_B T \Delta f \quad (2.39)$$

em que $R_S = R$.

O ruído térmico pode ser representado como uma fonte de tensão $v_t(t)$ ou fonte de corrente $i_t(t)$, conforme as equivalências de circuito na Figura 2.33.

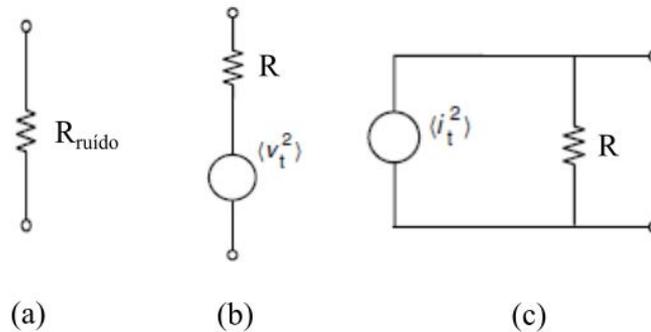


Figura 2.33: Circuitos equivalentes de ruído térmico: (a) resistor que produz ruído (b) resistor sem ruído em série com uma fonte de tensão geradora de ruído e (c) resistor sem ruído em paralelo com uma fonte de corrente geradora de ruído.

Outra grandeza importante é a densidade espectral de potência, normalmente expressa em dBm/Hz, e que para o ruído térmico é expressa por:

$$\frac{P_{t,a}(\text{dBm})}{\Delta f} = 10 \log \left(\frac{k_B T}{1 \text{mW}} \right) \quad (2.40)$$

O entendimento é que para uma largura de banda de 1 Hz, a potência elétrica de ruído térmico será dada pelo valor de $P_{t,a}$, em dBm, considerando a temperatura em 290 K e as impedâncias casadas entre fonte e resistor. [61]

2.6.3.2 Ruído Balístico (*Shot Noise*)

O segundo tipo de ruído é o ruído balístico, ou comumente chamado, *shot noise*. Ele surge devido à natureza discreta do transporte de cargas. É gerado pela existência de uma corrente elétrica média $\langle I_D(t) \rangle$, de natureza determinística, decorrente do processo de foto detecção. Assim como o ruído térmico, também é de natureza aleatória ($\langle i_{sn} \rangle = 0$) e o valor médio quadrático da sua corrente é dado por:

$$\langle i_{sn}^2(t) \rangle = 2q \langle I_D(t) \rangle \Delta f, \quad (2.41)$$

onde q é valor, em módulo, da portadora de carga ($q = 1,6 \times 10^{-19}$ C), $\langle I_D \rangle$ é a corrente determinística estabelecida no enlace e Δf é a largura de banda das frequências de interesse.

O valor da potência elétrica existente devido ao ruído balístico é dada por:

$$\langle p_{sn}(t) \rangle = \frac{R_{LOAD} \langle i_{sn}^2(t) \rangle}{4}, \quad (2.42)$$

onde R_{LOAD} representa a carga na qual essa potência estará presente. É possível, de forma imediata, obtermos a densidade espectral de potência devido ao ruído balístico:

$$\frac{\langle p_{sn}(t) \rangle}{\Delta f} = \frac{q R_{LOAD}}{2} \langle I_D(t) \rangle. \quad (2.43)$$

Uma análise interessante a ser feita trata do ruído expresso por meio de uma fonte de corrente. É possível verificar que a medida que $\langle I_D \rangle$ diminui, o valor do *shot noise* também diminui. Com isso, em determinado ponto o ruído térmico terá suplantado o ruído balístico. É possível, portanto, calcular o valor de corrente $I_{S=T}$ na qual o ruído balístico se iguala ao ruído térmico [9]:

$$I_{S=T} = \frac{2k_B T}{qR}. \quad (2.44)$$

Normalmente, o ruído balístico é o ruído dominante em um enlace IMDD em modulação externa.

2.6.3.3 Ruído de Intensidade Relativa (*RIN*)

A saída de um laser semiconductor exhibe flutuações não apenas em sua intensidade, mas também em sua fase e frequência, ainda que o mesmo esteja ajustado para operar com uma corrente constante, cuja flutuação pode ser desconsiderada. [64] O Ruído de Intensidade Relativa é caracterizado por essas flutuações de intensidade na saída do diodo *laser*. Componentes aleatórias de emissão estimulada e espontânea, assim como flutuações na corrente que alimenta/modula o LD, são alguns dos fatores que concorrem para o RIN. [61] Apesar de ser originado no *laser*, os efeitos do RIN são percebidos no fotodetector.

O RIN também é uma componente de ruído aleatória e, portanto, seu valor médio de potência é nulo, isto é, $\langle p_{RIN}(t) \rangle = 0$. No entanto, tal qual acontece com os ruídos térmico e balístico, o valor quadrático médio da potência do RIN é diferente de zero ($\langle p_{RIN}^2(t) \rangle > 0$).

O RIN total pode ser expresso matematicamente em função da potência óptica modulada $p_o(t)$ como:

$$RIN_T = \frac{\langle p_{RIN}^2(t) \rangle}{\langle p_o(t) \rangle^2}. \quad (2.45)$$

A densidade espectral de potência do RIN obedece a relação dada pela equação 2.46 e também pode ser expressa em função da corrente elétrica relativa ao próprio RIN:

$$RIN = \frac{2RIN_T}{\Delta f} = \frac{2}{\Delta f} \frac{\langle i_{RIN}^2(t) \rangle}{\langle I_D^2 \rangle} \quad (2.46)$$

As equações 2.45 e 2.46 estão no formato linear, porém são mais comumente empregadas na escala logarítmica. A equação 2.47 apresenta a densidade espectral do ruído de intensidade relativa no formato logarítmico

$$RIN \text{ (dB/Hz)} = 10 \log \left[\frac{2}{\Delta f} \frac{\langle i_{RIN}^2(t) \rangle}{\langle I_D^2 \rangle} \right]. \quad (2.47)$$

Fica evidente a relação direta com a potência óptica no fotodetector devido ao surgimento de $\langle I_D^2 \rangle^2$ na expressão anterior, assim como foi no *shot noise*. No entanto, no caso deste último, a variação com a potência óptica é linear, enquanto no RIN a relação é quadrática. Haverá, portanto, um ponto em que as potências de ruído irão se igualar, isto é, $\langle i_{sn}^2 \rangle = \langle i_{RIN}^2 \rangle$. Assim, a densidade espectral do ruído RIN mínimo detectável será dada por:

$$\frac{RIN_{sn}}{\Delta f} = \frac{2q}{\langle I_D \rangle}. \quad (2.48)$$

Em enlaces analógicos a fibra óptica em modulação direta, normalmente o RIN é o tipo de ruído predominante, sendo comum expressar a figura-de-ruído do enlace conforme a equação 2.49:

$$NF_{RIN} = 10 \log \left(2 + \frac{\langle i_{RIN}^2(t) \rangle R_{LOAD}}{g_i k_B T \Delta f} \right). \quad (2.49)$$

Nota-se que à medida que o ganho intrínseco aumenta, a NF diminui; à medida que esta aumenta com o aumento da corrente elétrica relativa ao RIN.

A Figura 2.34 representa o circuito equivalente onde é possível visualizar as fontes de tensão de ruído térmico na modulação, em razão da fonte RF e do diodo *laser*, e as fontes de corrente dos ruídos RIN e térmico na detecção, associados ao fotodetector e à carga. [9]

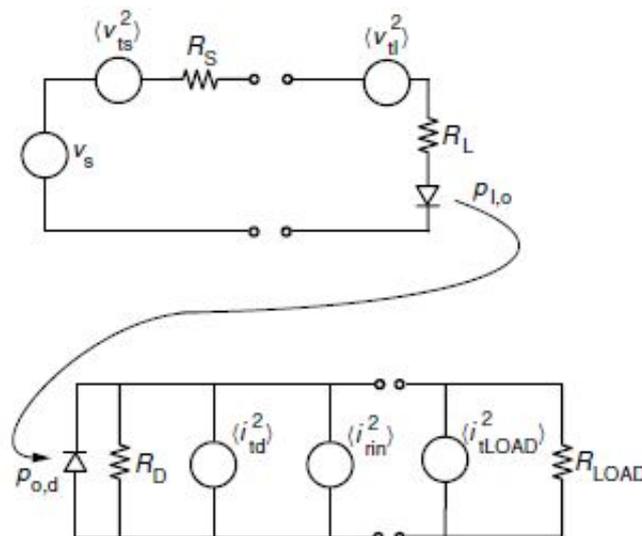


Figura 2.34: Circuito em modulação direta com as fontes de ruído, onde o RIN é o ruído predominante no enlace.

2.6.4 Distorção

A distorção, em oposição à figura-de-ruído, é um sinal de natureza determinística, ou seja, seus valores são conhecidos em qualquer instante de tempo. As distorções consideradas nesse estudo tem suas origens relacionadas às não-linearidades dos dispositivos de modulação e detecção, porém os efeitos de

distorção dos dispositivos de modulação impactam de modo mais acentuado do que os efeitos causados pelos fotodetectores, que usualmente apresentam décadas de linearidade.

Uma vez que a abordagem adotada envolve sistemas operando em regime de pequenos sinais, a modelagem das distorções pode ser feita empregando-se as séries de potências de Taylor, cuja expansão da função de transferência $h(x)$ é dada pela equação 2.50:

$$h(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x-a)^k}{k!} \left(\frac{d^k h}{dx^k} \right)_{x=a} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} (x-a)^k a_k, \quad (2.50)$$

onde x é o sinal de entrada e a representa o ponto de *bias* seja do dispositivo de modulação, seja do fotodetector. Para dispositivos lineares, $a_k = a_1$ e a função de transferência passa a ser expressa por $h(x) = 1 + a_1(x-a)$, ou seja, as derivadas para $k > 0$ e $k \neq 1$ serão iguais a zero. Já a não-linearidade dos dispositivos é expressa na série de Taylor pelas parcelas em que $k \geq 2$.

É possível observar na equação (2.50) que a magnitude do sinal distorcido não apresenta um valor fixo, mas sim uma dependência com a magnitude do sinal de entrada [9]. Assim, é possível definir um parâmetro chamado profundidade de modulação, que pode ser expresso por:

$$m \equiv \frac{\text{sinal modulante (v ou i)}}{\text{faixa máxima de modulação (V ou I)}} \quad (2.51)$$

podendo as distorções serem medidas em função deste parâmetro.

Considerado um sistema com um sinal de apenas um tom na entrada, a Equação (2.50) pode ser reescrita como:

$$h(f_m) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} h_n [f_m \text{sen}(\Omega t)]^n, \quad (2.52)$$

em que f_m é a amplitude do sinal modulado de entrada, $h_n = a_k$ e Ω é a frequência angular desse sinal de entrada. Expandindo a série de Taylor até $n = 3$, ou seja, até a terceira ordem, tem-se: $f_m = m/h_1$

$$h(f_m) = 1 + h_1 f_m \text{sen}(\Omega t) + h_2 f_m^2 \text{sen}^2(\Omega t) + h_3 f_m^3 \text{sen}^3(\Omega t) \quad (2.53)$$

Aplicando algumas identidades trigonométricas na expansão 2.53, chega-se ao seguinte produto:

$$\begin{aligned} h(f_m) &= 1 + h_1 f_m \text{sen}(\Omega t) \\ &+ h_2 \frac{f_m^2}{2} [1 + \cos(2\Omega t)] \\ &+ h_3 \frac{f_m^3}{4} [3\cos(\Omega t) - \text{sen}(3\Omega t)] \end{aligned} \quad (2.54)$$

onde $h_1 f_m$ é a amplitude da componente fundamental. Utilizando a profundidade de modulação m para normalizar a expansão em h_1 , obtém-se $f_m = m/h_1$. Substituindo essa normalização em 2.54, chega-se à expressão dada pela equação 2.55

$$\begin{aligned}
h(f_m) &= 1 + m \operatorname{sen}(\Omega t) \\
&+ \frac{h_2}{2} \left(\frac{m}{h_1}\right)^2 [1 - \cos(2\Omega t)] \\
&+ \frac{h_3}{4} \left(\frac{m}{h_1}\right)^3 [3\operatorname{sen}(\Omega t) - \operatorname{sen}(3\Omega t)]
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Uma vez que o sinal RF de entrada é composto por apenas um tom senoidal, as distorções que surgem são devidas exclusivamente à presença dos harmônicos de 2^a e 3^a ordens.

Agora será considerado um enlace com dois tons senoidais distintos Ω_1 e Ω_2 na entrada. De forma inteiramente análoga à abordagem com um sinal de um tom, a série de Taylor será expandida até a terceira ordem e normalizada em h_1 , conforme a equação 2.56

$$\begin{aligned}
h(f_m) &= 1 + m[\operatorname{sen}(\Omega_1 t) + \operatorname{sen}(\Omega_2 t)] \\
&+ h_2 \left(\frac{m}{h_1}\right)^2 [\operatorname{sen}(\Omega_1 t) + \operatorname{sen}(\Omega_2 t)]^2 \\
&+ h_3 \left(\frac{m}{h_1}\right)^3 [\operatorname{sen}(\Omega_1 t) + \operatorname{sen}(\Omega_2 t)]^3
\end{aligned} \tag{2.56}$$

A grande problemática existente nessa condição é o aparecimento de frequências espúrias ($2\Omega_1 \pm \Omega_2$ e $2\Omega_2 \pm \Omega_1$) derivadas dos produtos de intermodulação de 3^a ordem. Tais frequências se concentram em uma região próxima das frequências de interesse, o que pode dificultar ou até mesmo inviabilizar a filtragem dessas frequências indesejáveis. Isso pode refletir em um grande problema ao se conceber um enlace em que seja necessária a utilização de canais que estejam exatamente nas frequências originadas pela intermodulação de 3^a ordem, principal fator que limita a faixa dinâmica de operação do enlace.

A Tabela 2.2 ilustra os coeficientes dos produtos gerados pela intermodulação de 2^a e 3^a ordem e as parcelas DC e fundamental para dois tons distintos na entrada, bem como as amplitudes do harmônicos de 2^a e 3^a ordem e as parcelas DC e fundamental para um tom somente.

Tabela 2.2: Magnitudes e frequências dos sinais DC, fundamental e distorções para 1 e 2 tons.

	Harmônico (um tom)		Intermodulação (dois tons)	
	Magnitude	Frequência	Magnitude	Frequência
DC	$1 + \frac{h_2}{2} \left(\frac{m}{h_1}\right)^2$	0	$1 + h_2 \left(\frac{m}{h_1}\right)^2$	0
Fundamental	$m + \frac{3h_3}{4} \left(\frac{m}{h_1}\right)^3$	Ω	$m + \frac{9h_3}{4} \left(\frac{m}{h_1}\right)^3$	Ω_1, Ω_2
Segunda ordem	$-\frac{h_2}{2} \left(\frac{m}{h_1}\right)^2$	2Ω	$h_2 \left(\frac{m}{h_1}\right)^2$	$\Omega_1 \pm \Omega_2$
Terceira ordem	$-\frac{h_3}{4} \left(\frac{m}{h_1}\right)^3$	3Ω	$\mp \frac{3h_3}{4} \left(\frac{m}{h_1}\right)^3$	$2\Omega_1 \pm \Omega_2, 2\Omega_2 \pm \Omega_1$

É possível observar pela Tabela 2.2 que embora os harmônicos e os produtos de intermodulação tenham origens a partir do mesmo mecanismo, seus valores de amplitude são diferentes. Com relação aos produtos de intermodulação de 2^a ordem, suas amplitudes estão 3 dB acima do valor de amplitude do 2^o harmônico. Para as distorções de 3^a ordem, essa diferença entre as intermodulações e harmônico se dá por um fator de 3, ou seja, as amplitudes das intermodulações são cerca de 4.77 dB maiores que as amplitudes do harmônico. [61]. Nota-se que o valor da profundidade de modulação m varia linearmente

com a amplitude da fundamental, desconsiderando os efeitos das distorções de 3^a ordem na fundamental. Porém, para as distorções de 2^a e 3^a ordens, essa variação de m não é linear. Assim, à medida que se aumenta o valor da amplitude de modulação, aumenta-se também a relação sinal-ruído (SNR), já que o ruído é independente de m . No entanto, esse aumento da profundidade de modulação aumenta o nível de distorção do sistema, já que a variação nesse caso é quadrática, para distorções de 2^a ordem e cúbica para distorções de 3^a ordem. Isso significa que, considerando que o nível de potência das componentes de distorção estejam abaixo do nível de ruído do sistema, pode-se aumentar o valor de m de forma a otimizar a relação sinal-ruído. [9]

Dois outros conceitos indispensáveis quando estudamos as distorções são o Ponto de Interceptação (*Intercept Point* - IP) e a Faixa Dinâmica Livre de Espúrios (SFDR).

O IP é uma medida de distorção e que não guarda nenhuma relação com a figura-de-ruído [9]. Em linhas gerais, representa o ponto em que a potência do sinal de entrada (gerado pela frequência fundamental) é igual a potência do sinal gerado por frequências espúrias, sejam os harmônicos ou as intermodulações. Já a SFDR é uma métrica que tem relação direta tanto com a distorção quanto com a figura-de-ruído do dispositivo [9]. É uma medida definida pela diferença entre a potência do sinal da frequência fundamental e a potência do sinal espúrio (intermodulação) cujo valor seja igual ao valor da potência de ruído do sistema N_{OUT} . A Figura 2.35 ilustra os pontos de interceptação e as SFDR referentes aos produtos de intermodulação de 2^a e 3^a ordens.

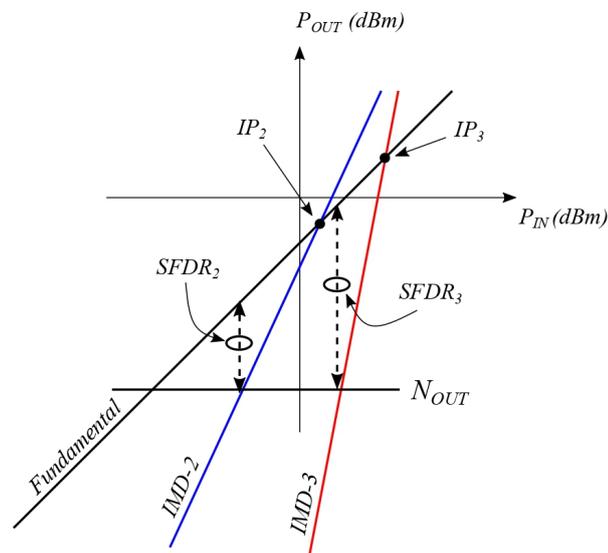


Figura 2.35: Potência de saída da fundamental e das intermodulações de 2^a e 3^a ordens em função da potência de entrada, em escala logarítmica.

Uma maneira bastante comum de referenciar a SFDR é para uma largura de banda $\Delta f = 1$ Hz. Assim, para se determinar o valor da faixa dinâmica livre de espúrios em uma determinada frequência, devemos fazer o escalonamento para a frequência de interesse. De acordo com [61], de um modo geral esse ajuste pode ser feito por meio da seguinte expressão:

$$SFDR_n(\Delta f) = \frac{n-1}{n} [IP_n(\text{saída}) - N_{\text{OUT}}(1\text{Hz}) - 10 \log(\Delta f)], \quad (2.57)$$

onde n é a ordem da distorção e Δf a frequência de interesse.

Em oposição ao que acontece nas figuras de mérito discutidas anteriormente, a fibra óptica não impacta na distorção, ou se o faz, é de forma pouco significativa.

Capítulo 3

Caracterização das Fontes Ópticas e do Enlace

3.1 Caracterização do LED Verde

Inicialmente, é importante ressaltar que o LED empregado durante todo esse estudo foi originalmente concebido para ser utilizado em sistemas de iluminação, sendo, portanto, um dispositivo “lento”, isto é, modulável a baixas frequências. No entanto, é possível incorporar esse LED ao enlace e utilizá-lo como fonte óptica para geração de uma onda portadora para transmissão de sinal em frequência intermediária.

O primeiro ponto para a caracterização do LED é a geração da sua curva P_{xI}. Assim, foi utilizado o medidor de potência óptica PM20 da Thorlabs, conectado ao LED por um pequeno pedaço de POF PMMA. O LED é soldado em uma placa de circuito impresso com um resistor de fio de carbono de 39Ω colocado em série, a fim de evitar que uma corrente muito alta atravessasse o LED, podendo danificá-lo. Os valores de corrente DC aplicados variam entre 0 e 40mA. Para tal, foi empregada uma fonte de corrente DC da Keysight, modelo E3620A. A Figura 3.1 ilustra o diagrama em bloco do enlace analógico montado para a medição da potência óptica de saída do LED.

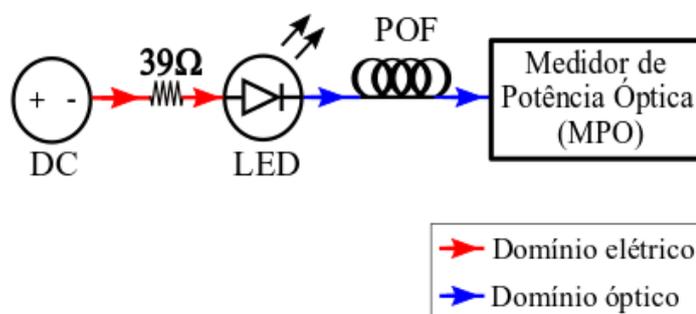


Figura 3.1: Enlace montado para medição da potência óptica do LED.

Já na Figura 3.2, é possível observar o gráfico obtido ao gerar a curva P_{xI} do LED, com os valores

de potência óptica medidos conforme a variação da corrente DC.

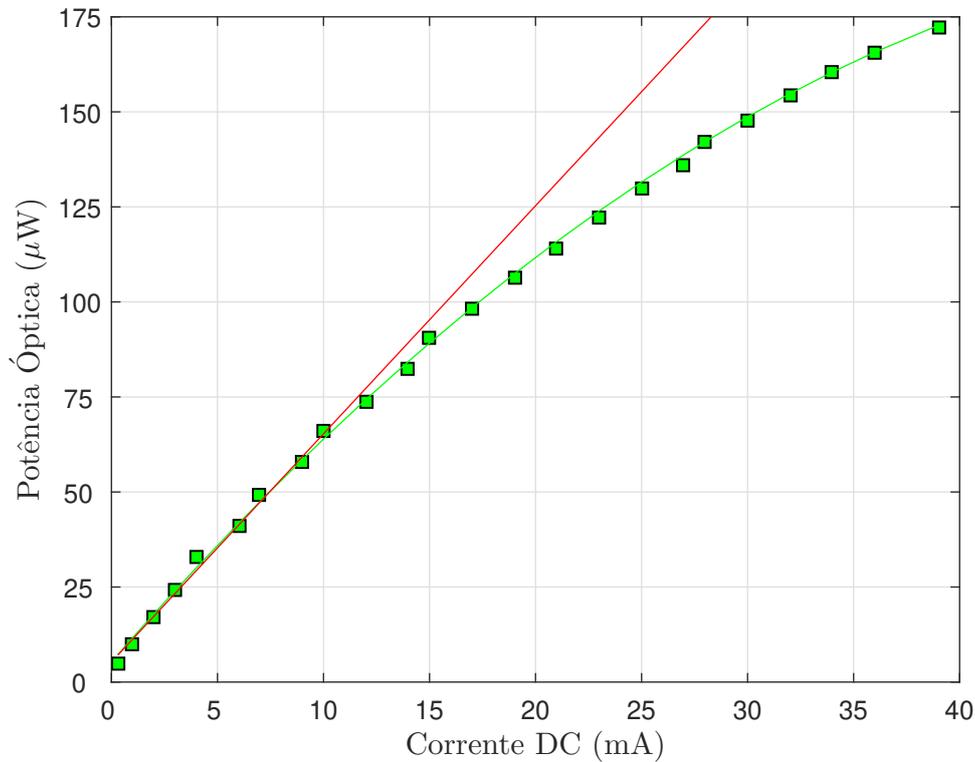


Figura 3.2: Curva da potência óptica do LED verde em função da corrente DC (*bias*).

Idealmente, a curva P_{xI} do LED deveria apresentar um comportamento linear (reta vermelha no gráfico). No entanto, devido à não-linearidade da fonte óptica, não é isso o que ocorre na prática. A curva em verde representa o comportamento real desse dispositivo e foi gerada através de uma modelagem matemática dos dados medidos, sendo definida pela função $f(x) = -0.054x^2 + 6.4x + 5.3$. Nota-se que essa curva é linear até aproximadamente 12 mA, onde, a partir desse valor, começa a se comportar com um padrão de saturação.

Em seguida, outro parâmetro a ser determinado para caracterização do LED é sua largura de banda, que é medida utilizando o método da varredura de frequências, cujo intervalo de frequências RF de modulação varia entre 0,3 e 30MHz. O enlace utilizado é configurado como *back-to-back*, isto é, o comprimento da fibra óptica empregada para transportar o sinal óptico modulado até o fotodetector é bastante reduzido, de tal sorte que sua influência na resposta em frequência do enlace pode ser desconsiderada.

Para geração do sinal RF é utilizado um gerador de funções arbitrárias (*Arbitrary Function Generator* - AFG) TEKTRONIX AFG3252, com banda de 240MHz, produzindo um sinal com uma tensão pico-a-pico $V_{pp} = 3V$, de modo que não acarrete em distorções. O sinal DC é gerado pela mesma fonte da Keysight empregada para geração da curva P_{xI}, com um valor de tensão $V_{DC} = 6,5V$. Esses sinais são injetados nas portas capacitiva e indutiva, respectivamente, de um *bias T* da Minicircuits, modelo ZX-85-12G-S com faixa de operação entre 0.2 MHz - 12 GHz. O sinal resultante composto dos sinais DC e RF aciona o LED e modula a portadora óptica por ele gerada. Esse sinal óptico composto é injetado

em um pequeno pedaço de fibra óptica (POF-SI PMMA padrão 980/1000 com abertura numérica $NA = 0,5$) que transporta o sinal óptico até o fotodetector (Thorlabs PDA10A), que possui uma banda de 150MHz e ganho de transimpedância de $10k\Omega$. O sinal óptico ao chegar no fotodiodo sofre a conversão optoeletrônica (O/E) e é direcionado para um osciloscópio digital TEKTRONIX TDS2022B, cuja banda é de 200MHz, onde é medido o valor de tensão equivalente ao sinal elétrico que nele incide. A Figura 3.3 ilustra o diagrama em bloco do enlace descrito.

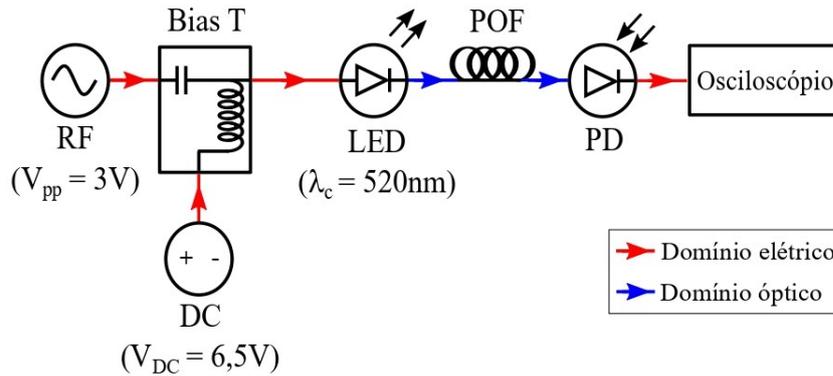


Figura 3.3: Diagrama em bloco do enlace analógico a fibra óptica para medição da banda do LED.

Estabelecida a configuração do enlace e medindo-se as tensões pico-a-pico do sinal RF na saída do enlace, no intervalo de frequências de 0.3 a 30 MHz, obtém-se para a banda do LED o valor de 15MHz. A Figura 3.4 apresenta a banda medida do LED.

É importante observar que o gráfico gerado na medida de banda do LED é da tensão elétrica em função da frequência RF de modulação. Tendo-se em mente que a fotocorrente gerada no PD é proporcional à potência óptica incidente no chip do fotodiodo (conforme equação 2.15), a tensão elétrica na saída do enlace também será proporcional a essa potência óptica, de tal forma que a queda da tensão pico-a-pico pela metade (em mV) é o equivalente à queda de 3 dBo na potência do sinal aplicado na carga, nesse caso representada pelo osciloscópio.

Sendo a banda do LED igual a 15MHz, um valor bem abaixo das bandas dos demais componentes do enlace, pode-se afirmar que a banda do sistema fica, então, limitada pela banda do LED. Para exemplificar, tomemos o enlace utilizado para medida da banda do LED. A primeira consideração que podemos fazer é com relação às bandas do *bias T* e do pequeno segmento de POF que conecta o LED ao PD. Como ambas apresentam valores muito elevados, elas podem ser desconsideradas para o cálculo da banda final do sistema, pois as componentes $1/B_{POF}^2$ e $1/B_{biasT}^2$ da equação 2.27 tenderão a zero. Assim, terão influência na banda do sistema, apenas o LED, o gerador de funções, o fotodetector e o osciloscópio. Considerando suas respectivas bandas mencionadas acima e utilizando a equação 2.27, calcula-se para a banda do sistema $B_{SYS} = 14.9$ MHz, corroborando o entendimento de que o LED, por ter a menor banda disponível, será o componente que irá limitar a banda final do enlace.

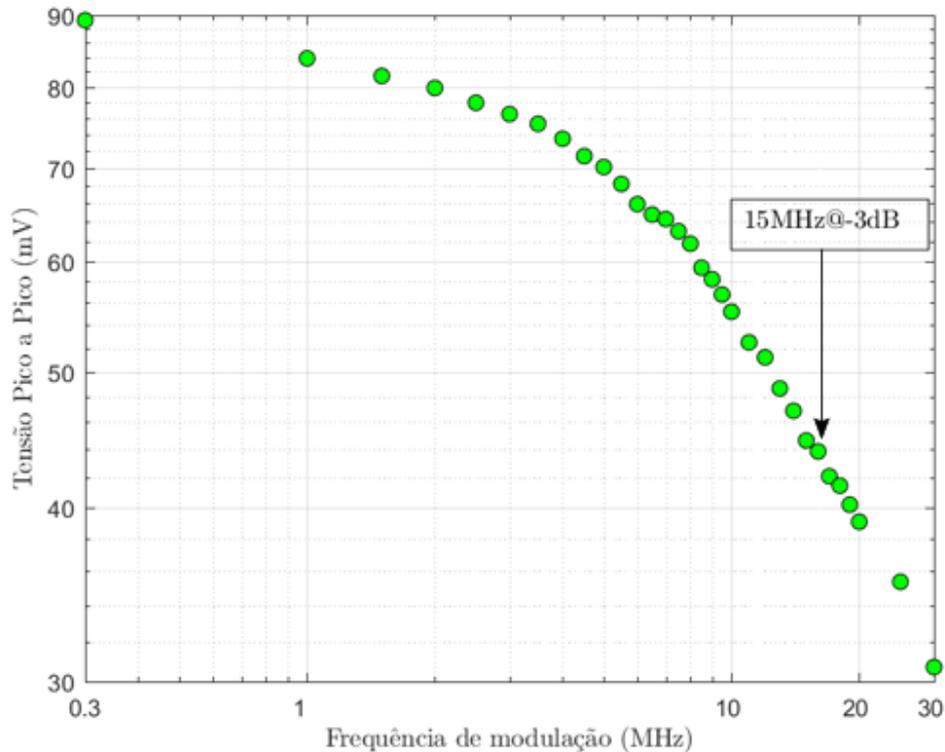


Figura 3.4: Banda passante do LED em 15MHz@-3dB.

3.2 Caracterização de Não-linearidades do Enlace com POF e LED Verde

Determinar os parâmetros relativos às distorções harmônica e de intermodulação causadas pela não-linearidade do LED é parte fundamental de sua caracterização, posto que, de acordo com os resultados obtidos, pode-se direcionar o emprego de tais dispositivos em aplicações diversas no campo das comunicações ópticas [65], [66], [67].

3.2.1 Distorções Harmônicas de 2^a e 3^a Ordens

Para a caracterização das distorções harmônicas de 2^a e 3^a ordens do LED, é empregado um tom senoidal RF na frequência fundamental de 5MHz, a fim de que seus harmônicos estejam dentro da banda do LED e possam ser medidos com razoável confiabilidade.

O enlace montado para determinação dessas não-linearidades pode ser visto na Figura 3.5 e é bastante similar ao apresentado na Figura 3.3, com exceção do osciloscópio, aqui substituído por um analisador de espectro elétrico (*Electrical Spectrum Analyser - ESA*) Rohde & Schwarz FSV, operando na faixa de frequências de 10 Hz a 4 GHz, e a presença de um resistor de fio de carbono de 39 Ω , a fim de realizar o casamento resistivo de impedâncias. A tensão pico-a-pico V_{pp} gerada no AFG varia entre 1.0 V e 4.0 V, enquanto a tensão DC aplicada é $V_{DC} = 4.0$ V.

A Figura 3.6 ilustra o diagrama em bloco do enlace com o casamento resistivo de impedâncias.

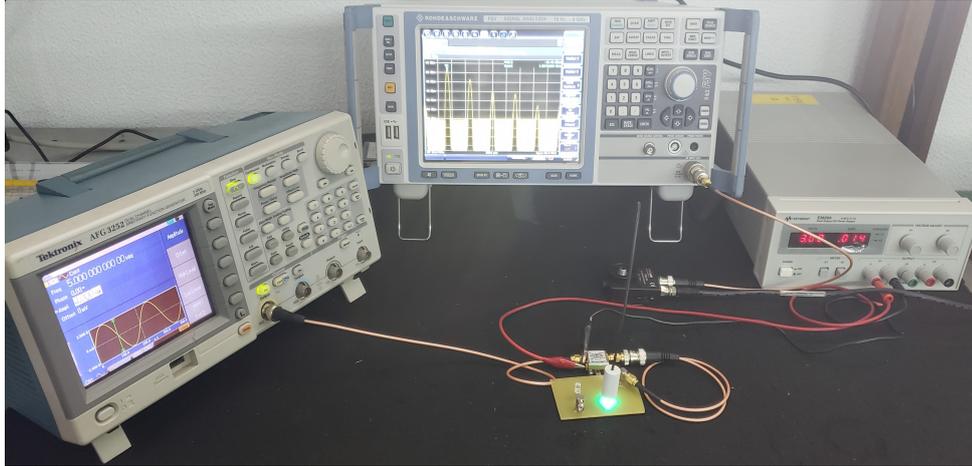


Figura 3.5: Configuração de enlace empregado para determinação das distorções harmônicas do LED verde.

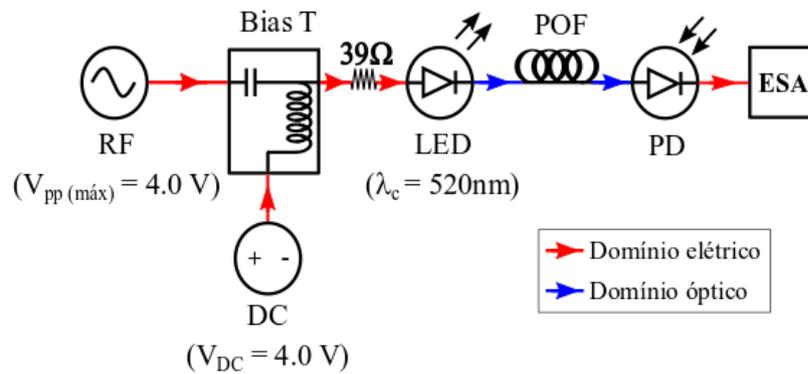


Figura 3.6: Diagrama em bloco do enlace com casamento resistivo de impedâncias para determinação de não-linearidades

Para verificação das não-linearidades harmônicas, deve-se determinar o nível de distorção harmônica (*Harmonic Distortion* - HD) e o ponto de interceptação (IP). A distorção harmônica de 2ª ordem (*Harmonic Distortion* - HD₂) é obtida medindo-se a potência elétrica de saída do 2º harmônico (10 MHz), tendo como parâmetro de entrada os valores de potência elétrica relativos às tensões V_{pp} geradas pelo AFG. Assim, é possível estabelecer HD₂ como a diferença entre a potência elétrica de saída da frequência fundamental e a potência do 2º harmônico, quando esta é numericamente igual ao nível de ruído (*Noise Floor*), cujo valor nessa configuração de enlace é $NF = -60$ dBm. O ponto de interceptação de segunda ordem (*Second Order Intercept Point* - IP₂) é obtido quando as potências elétricas do sinal elétrico da fundamental e do 2º harmônico se igualam, indicando que a partir desse ponto, à medida que se aumente a tensão pico-a-pico no AFG, a potência do harmônico irá sobrepujar a do sinal RF transmitido. A Figura 3.7 apresenta o gráfico em que é possível visualizar HD₂ e IP₂.

Os coeficientes angulares obtidos para reta fundamental e para a reta do 2º harmônico são, respectivamente, 0.9 e 1.8, valores estes bastante razoáveis, uma vez que a teoria prevê para esses coeficientes os valores de 1.0 para a fundamental e 2.0 para o harmônico de 2ª ordem. Através dos valores obtidos

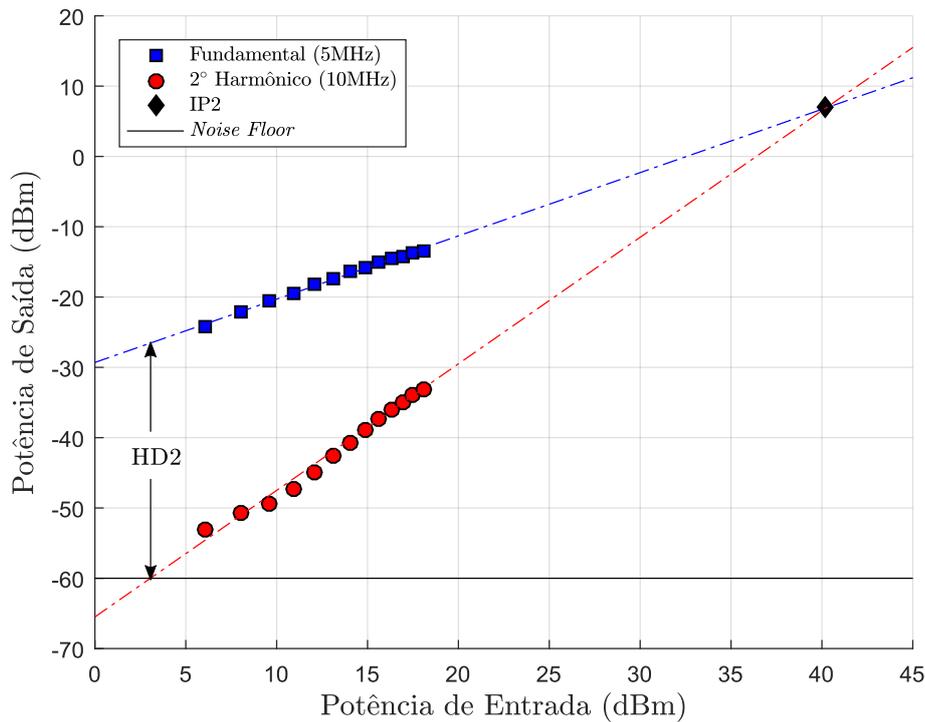


Figura 3.7: Resposta do LED verde no teste de 1 tom de frequência (5MHz) e com a presença do 2º harmônico (10MHz). O nível de ruído do sistema é -60 dBm.

para as potências da fundamental e do 2º harmônico, e utilizando as equações das retas referentes a cada um dos sinais, chega-se ao valor do nível de distorção harmônica $HD_2 = 33.45$ dB e do ponto de interceptação $IP_2 = 40.22$ dBm (potência elétrica na entrada). Outra forma usual de medir a distorção harmônica de uma ordem qualquer é através da equação 3.1

$$HD_n(\Delta f) = \frac{n-1}{n} [HD_n(1\text{Hz}) - 10 \log(\Delta f)], \quad (3.1)$$

de onde se pode extrair o valor normalizado em 1 Hz para a distorção harmônica. No caso do LED em estudo, essa distorção harmônica de 2ª ordem pode ser dada por $HD_2(1\text{Hz}) = 69.33$ dB.Hz^{1/2}.

Para o valor máximo de potência elétrica na entrada (18 dBm), a fundamental apresenta potência na saída igual a -13.48 dBm enquanto o 2º harmônico apresenta -33.11 dBm, isto é, 19.63 dB abaixo do valor da fundamental. Outro parâmetro relevante é o ganho de RF, obtido através do coeficiente linear da reta da frequência fundamental e cujo valor é dado por $G_{RF} = -29.3$ dBm.

Para o 3º harmônico (15 MHz), os procedimentos adotados são rigorosamente os mesmos do 2º harmônico. No gráfico da Figura 3.8 observam-se as retas da fundamental e do 3º harmônico, cujo coeficiente angular obtido é 2.6, próximo ao valor de 3.0, previsto pela teoria. Do mesmo gráfico, pode-se observar o nível de distorção harmônica (*Third Order Harmonic Distortion* - HD_3) e o ponto de interceptação (*Third Order Intercept Point* - IP_3), ambos de 3ª ordem e cujos valores são dados por $HD_3 = 39.35$ dB e $IP_3 = 32.76$ dBm.

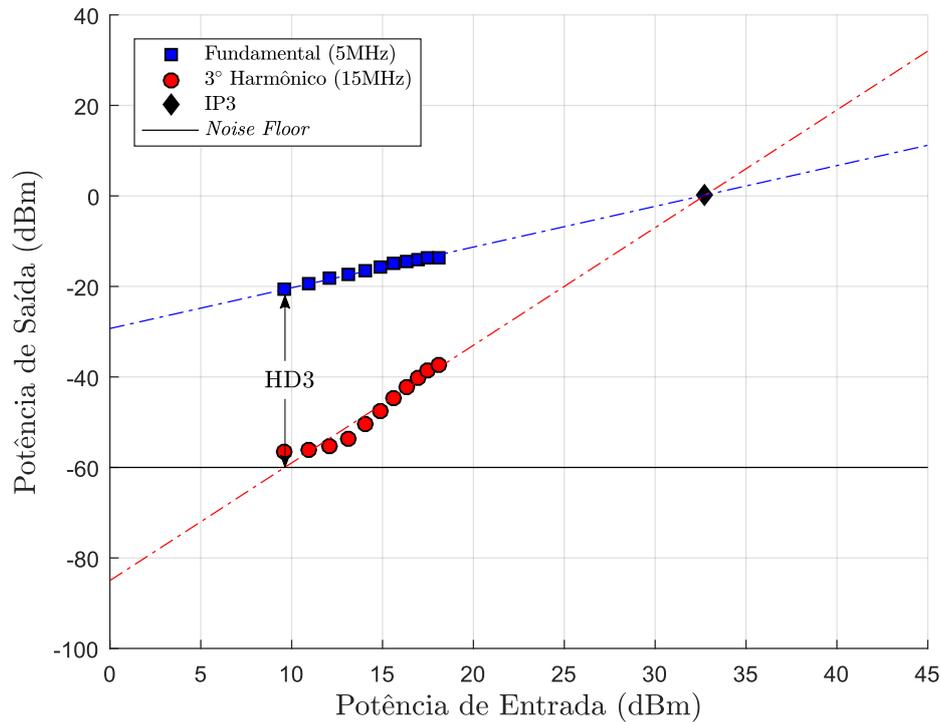


Figura 3.8: Resposta do LED verde no teste de 1 tom de frequência (5MHz) e com a presença do 3º harmônico (15MHz). O nível de ruído do sistema é - 60 dBm.

Fazendo a normalização em 1 Hz para a distorção harmônica de 3ª ordem, obtém-se $HD_3(1Hz) = 87.19 \text{ dB.Hz}^{2/3}$. Para o máximo valor de potência elétrica na entrada de 18 dBm, a potência máxima de saída fornecida para o 3º harmônico é de - 37.2 dBm, estando, portanto, 23.72 dB abaixo da potência de saída da fundamental.

Deve-se mencionar, no entanto, que para os primeiros valores de potência elétrica de entrada gerados pelo AFG, não foi possível observar a potência de saída do 3º harmônico, isso porque são valores que se encontram abaixo do nível de ruído. Apenas para $V_{pp} \geq 1.5 \text{ V}$ foi possível observar sinal relativo a esse harmônico na saída.

3.2.2 Intermodulações de 2ª e 3ª Ordens

Para a determinação dos parâmetros de não-linearidades decorrentes dos produtos de intermodulação, o enlace se constitui o mesmo apresentado na Figura 3.6, excetuando-se o fato que agora o sinal de modulação RF é constituído por dois tons senoidais distintos, sendo dado por $s_M(t) = S_B + s_m[\text{sen}(2\pi f_1 t) + \text{sen}(2\pi f_2 t)]$ nas frequências $f_1 = 5 \text{ MHz}$ e $f_2 = 7 \text{ MHz}$, onde S_B é o sinal DC (*bias*) e s_m é a amplitude dos sinais modulantes de entrada. Considerando a série de Taylor (equação 2.50) e a expansão até terceira ordem da sua função de transferência $h(x)$, nesse caso dada por $h(s_M)$, surgem os diversos produtos de intermodulação de 2ª e 3ª ordens, dados respectivamente por:

- (i) IMD_2 (*Second Order Intermodulation Distortion*): $f_1 \pm f_2$

(ii) IMD_3 (*Third Order Intermodulation Distortion*): $2f_1 \pm f_2$ e $2f_2 \pm f_1$

Nos itens acima, foram considerados apenas os argumentos de cada termo da expansão da série de Taylor, pois no primeiro momento deseja-se verificar as frequências dos produtos de intermodulação. As amplitudes de cada termo da expansão podem ser vistas na Tabela 2.2.

Na Figura 3.9 vê-se o espectro de frequências do sinal na saída do enlace. É possível notar os sinais nas frequências fundamentais f_1 e f_2 e as respectivas distorções harmônicas e de intermodulação de 2ª e 3ª ordens. Nas proximidades dos sinais fundamentais, observa-se a presença das frequências $2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$, que podem ser difíceis de filtrar, principalmente em sistemas operando em banda larga.

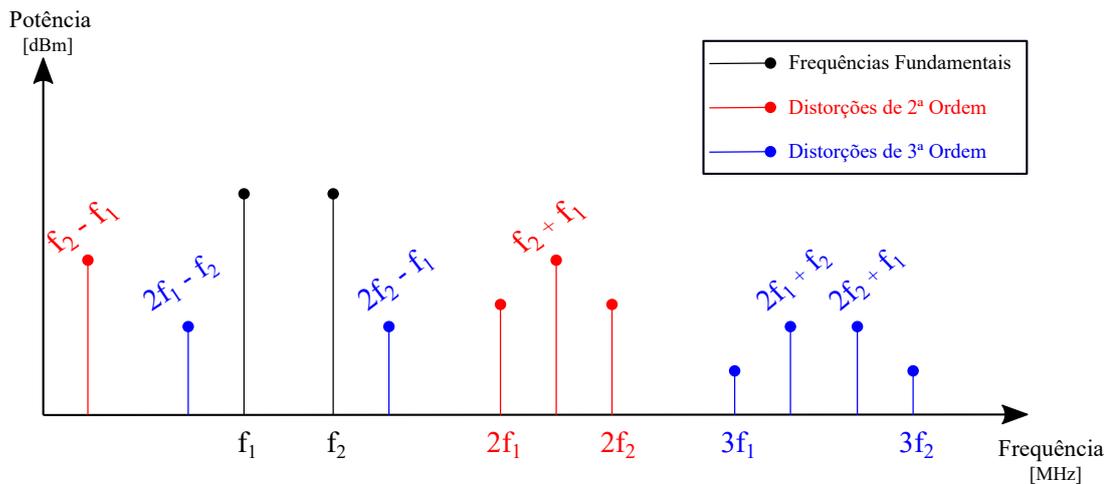


Figura 3.9: Espectro de frequências gerado na saída do sistema pela não-linearidade da fonte óptica.

Tendo em vista que o sinal fundamental é constituído por dois tons senoidais distintos (f_1 e f_2), surgem diversas frequências espúrias devido ao processo de intermodulação, como explicitado nos itens (i) e (ii) acima. Com isso, para geração do gráfico e determinação da faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR), deve-se tomar tanto para a fundamental, quanto para os produtos da distorção, aquelas frequências que apresentam os maiores valores de potência elétrica na saída. Para a fundamental, o tom em $f_1 = 5$ MHz apresenta maior potência. Já para a intermodulação, tem-se para o produto de 2ª ordem o sinal em $f_1 + f_2 = 12$ MHz e para o de 3ª ordem, $2f_1 + f_2 = 17$ MHz.

A Figura 3.10 mostra o gráfico em que se observam as retas da frequência fundamental (5 MHz) e dos produtos de intermodulação $IMD_2 = 12$ MHz e $IMD_3 = 17$ MHz. Nessa nova configuração de enlace, sendo o nível de ruído do sistema de -83 dBm, chega-se aos seguintes valores para faixa dinâmica livre de espúrios: $SFDR_2 = 43.61$ dB e $SFDR_3 = 52.54$ dB. As distorções originadas por intermodulação também podem ser normalizadas em 1 Hz, empregando-se a mesma equação 3.1, porém substituindo-se HD_n por $SFDR_n$. Assim, tem-se: $SFDR_2(1Hz) = 79.49$ dB.Hz^{1/2} e $SFDR_3(1Hz) = 100.38$ dB.Hz^{2/3}. Esses valores habilitam o emprego do sistema apresentado em aplicações de *Antenna Remoting* e *Radio Over Fiber*, por exemplo. A título de exemplificação, o sistema fotônico PSI-1601-10L, da empresa *Photonics Systems, Inc.*[®] [68], disponível comercialmente, apresenta $SFDR_3 = 101$ dB.Hz^{2/3}, mostrando, portanto, que o valor obtido para o parâmetro de não-linearidade está em consonância com sistemas em uso atualmente. Outro exemplo fica por parte do sistema OFW-5800, da *Microwave Photonic*

Systems, composto de um enlace de antenas a fibra óptica e cujo requisito de faixa dinâmica de 3ª ordem é $SFDR_3 = 95 \text{ dB.Hz}^{2/3}$ (valor típico). [69] Obviamente que há outros requisitos que devem ser satisfeitos para a utilização de determinada fonte óptica em um sistema. Porém, a SFDR é um parâmetro bastante relevante a ser observado, especialmente a de 3ª ordem, e que se não cumprido, pode comprometer o correto funcionamento e a confiabilidade do sistema.

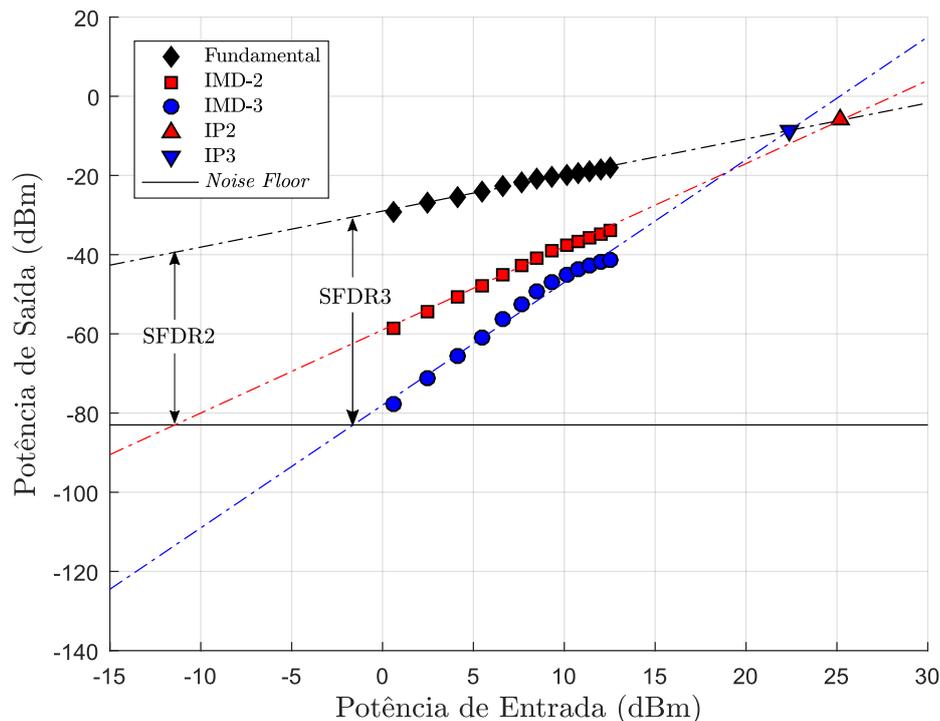


Figura 3.10: Representação gráfica dos produtos de intermodulação de 2ª e 3ª ordens, onde se tem representado os valores de SFDR e IP dos respectivos produtos.

Os coeficientes angulares das retas da fundamental e seus produtos de intermodulação são dados respectivamente por: fundamental = 1.0, $IMD_2 = 2.1$ e $IMD_3 = 3.1$, valores bastante realistas e de acordo com os previstos na teoria. Outro ponto importante é verificar que à medida que se aumenta a potência elétrica de entrada, o ganho não diminui, permitindo afirmar que não ocorre a compressão do ganho.

A dinâmica para medição das distorções devido à intermodulação se deu através da análise do espectro de frequências apresentado na tela do ESA, onde foram rastreados os sinais com maiores picos de potência, tanto para o sinal fundamental, quanto para os produtos de intermodulação de qualquer ordem. Conforme se variava a potência elétrica na entrada, media-se a potência de saída para cada um dos três sinais: fundamental (f_1), $IMD_2 (f_1 + f_2)$ e $IMD_3 (2f_1 + f_2)$.

Para os pontos de intercepção de 2ª e 3ª ordens nessa configuração de enlace com dois tons senoidais diferentes, tem-se, respectivamente, $IP_2 = 25.21 \text{ dBm}$ e $IP_3 = 22.37 \text{ dBm}$. Tal resultado mostra que, em tese, é possível aumentar o valor da potência RF de entrada sem a preocupação de interferência

do sinal dos produtos de intermodulação, desde que não haja, com esse aumento, a compressão do ganho.

3.3 Caracterização do Diodo *Laser* Verde

Tal como ocorre com o LED, o primeiro ponto de caracterização do diodo *laser* é a geração da sua curva P_{xI}. Para isso, é utilizado um pequeno segmento de POF-SI PMMA padrão (< 50 cm) acoplado ao mesmo medidor de potência óptica utilizado para geração da curva P_{xI} do LED, a fim de verificar o valor de potência emitida pelo LD à medida que sua corrente DC é variada. O *laser* empregado em todo estudo é o L520P50, da Thorlabs, em encapsulamento modular, emitindo em um comprimento de onda central típico $\lambda_c = 520\text{nm}$ e com um valor nominal de potência óptica CW de 50 mW. Esse *laser* é conectado ao *driver* de corrente, também da Thorlabs, modelo LDM9T/M com controle de temperatura embutido e tendo uma fonte ajustável de corrente Thorlabs LDC205C conectada a si. Na Figura 3.11 tem-se os componentes que formam a estrutura para o acionamento do diodo *laser*.



Figura 3.11: Dispositivos que compõe toda estrutura de acionamento do diodo *laser*.

Já na Figura 3.12 é apresentado um diagrama em bloco ilustrando a ligação entre esses componentes de acionamento do *laser*.

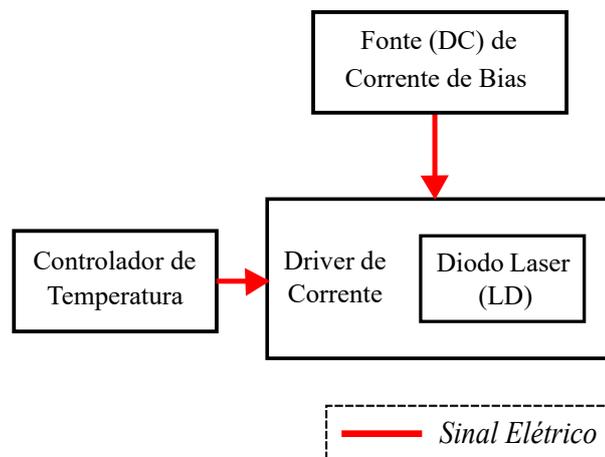


Figura 3.12: Diagrama em bloco da montagem do diodo *laser*.

A Figura 3.13 representa a curva P_{xI} medida do diodo *laser*. É possível observar os valores de potência óptica praticamente nulos até o ponto em que o LD é alimentado pela corrente limiar (*threshold*

current), em aproximadamente 32 mA. A partir desse ponto, a curva do *laser* passa a apresentar um comportamento praticamente linear, com a derivada bem maior. O valor de corrente limiar encontrado está discrepante em relação ao valor típico previsto pelo fabricante em seu *datasheet* ($i_{th} = 45$ mA a uma temperatura de 25°C) [70], o que não significa que tenha havido erro nas medições, apenas que o valor encontrado está abaixo do valor típico. Idealmente, seria preciso uma grande quantidade de amostras desse tipo de diodo *laser* para serem realizadas um número estatisticamente relevante de medidas da curva P×I desses dispositivos e assim poder estabelecer com propriedade o valor da corrente limiar fornecida pelo fabricante. No entanto, no *datasheet* do dispositivo não há informação sobre o valor mínimo da *threshold current* em que o mesmo pode operar. A respeito da corrente DC, o fabricante informa que o valor máximo que se pode aplicar no LD para garantir seu correto funcionamento é $i_{bias} = 160$ mA.

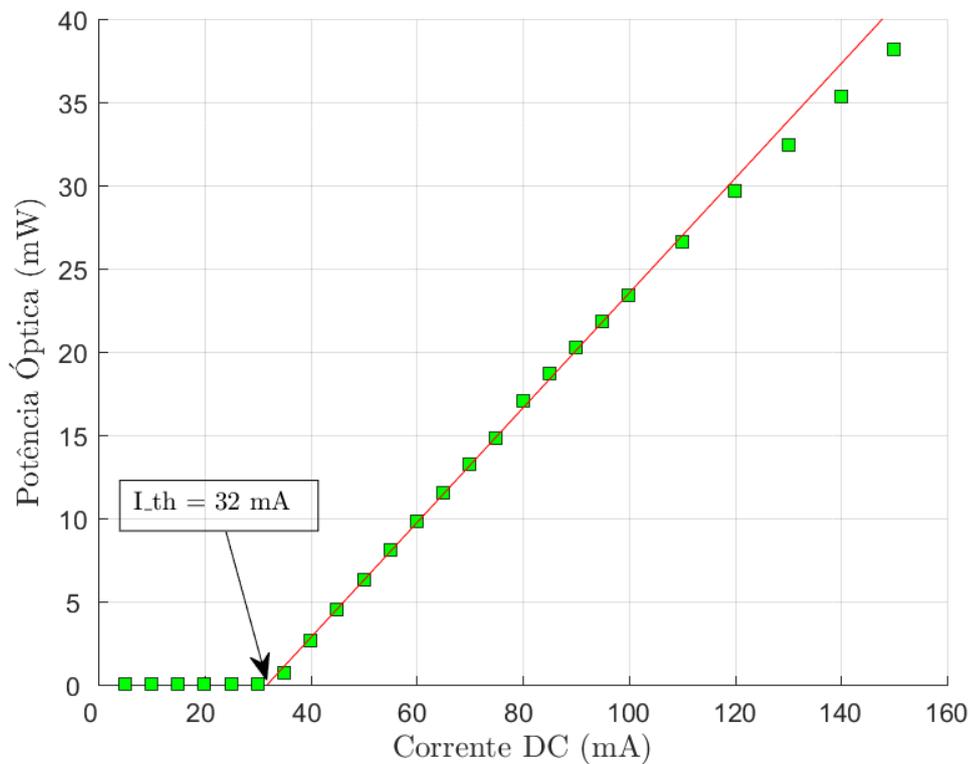


Figura 3.13: Curva da potência óptica do *laser* em função da corrente DC (*bias*).

Observando o comportamento linear da curva P×I a partir do ponto da corrente limiar, é possível extrair o ganho de modulação (s_l) do LD através do coeficiente angular da reta. Assim, obtém-se $s_l = 0,35$ mW/mA, valor também abaixo do informado pelo fabricante em seu *datasheet* [70]. Porém, esse fato está dentro do previsto, uma vez que medidas absolutas de potência óptica são bastante complicadas de se obter, sendo necessária a utilização de uma esfera integradora para se capturar toda luz produzida pelo diodo *laser* sem utilização de fibras ópticas. As perdas de sinal que ocorrem nas conexões ópticas contribuem para o valor subestimado do ganho medido, o que permite apontar que esse valor é referente ao ganho de modulação na saída da POF.

Para a medição da banda do LD foi empregado o mesmo método empregado para o LED, ou seja,

a varredura de frequências, nesse caso no intervalo de 30 a 500 MHz. Para isso, é empregado um gerador ondas arbitrárias da Anritsu modelo MG3700A com banda de 6 GHz, operando com uma potência de saída de +6 dBm. A fonte de corrente da Thorlabs previamente mencionada é ajustada para operar com uma corrente $i_{bias} = 60$ mA, a fim de que, ao aplicar-se o sinal RF em torno dessa corrente de *bias*, não ocorra na região inferior da curva a distorção por *clipping*, caracterizada pela presença de parte do sinal de modulação na região abaixo do ponto da *threshold current*, ocasionando o desligamento do LD, e nem distorção por saturação do sinal na parte superior, na região do ponto de compressão de 1 dB, onde a curva do LD passa a apresentar um comportamento não-linear e o ganho diminui à medida que se aumenta a potência de entrada. Os efeitos de ambas as distorções podem ser visualizados na Figura 3.14.

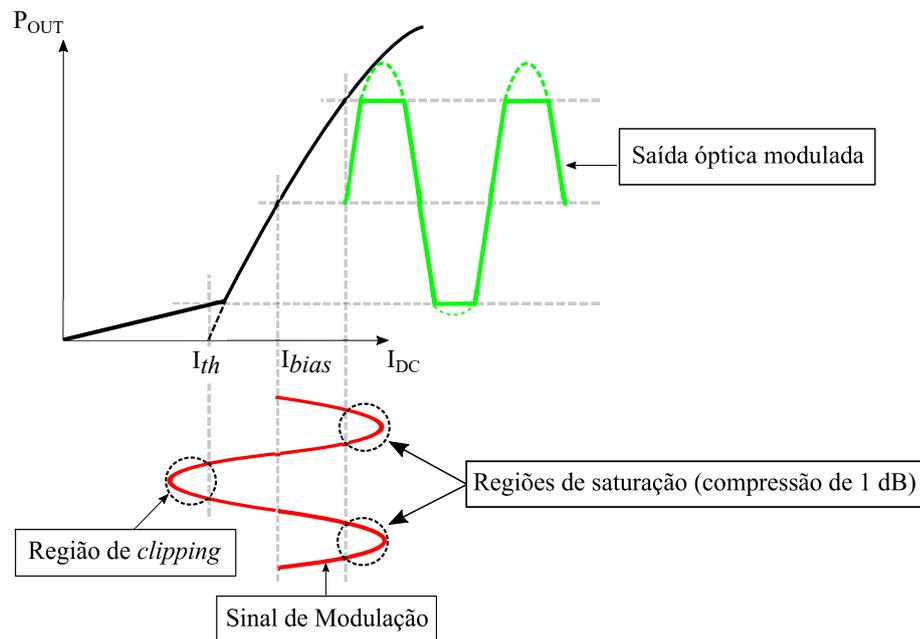


Figura 3.14: Saída óptica modulada sob os efeitos de distorção por *clipping* e por saturação no ponto de compressão de 1 dB.

O sinal óptico modulado transmitido pelo LD é acoplado a um pequeno pedaço de POF-SI PMMA padrão e detectado em um fotodiodo Thorlabs DET10A, que apresenta uma banda de 350 MHz, portanto maior que o PD utilizado no enlace com LED, porém sem pré-amplificação. O sinal óptico sofre então a conversão opto-eletrônica (O/E) e segue para o osciloscópio da Rohde & Schwarz modelo RTO1002, com banda de 600 MHz. A Figura 3.15 ilustra um diagrama em blocos de um enlace configurado tanto para medição da potência óptica para geração da curva $P \times I$, quanto para medição da banda do LD. No entanto, para a medida da banda do LD, o medidor de potência óptica é retirado do enlace e substituído pelo fotodetector.

O valor obtido para a banda do LD foi de 338 MHz no ponto em que a potência apresenta queda de 3dB_o, o que está em pleno acordo com o fabricante, que informa no *datasheet* do dispositivo uma banda maior do que 100 MHz. No entanto, considerando as bandas dos componentes da presente configuração de enlace, é possível observar que a banda do sistema fica limitada essencialmente pelo fotodetector, que é o dispositivo mais lento do enlace e cuja banda é de 350 MHz. Havendo esse entendimento

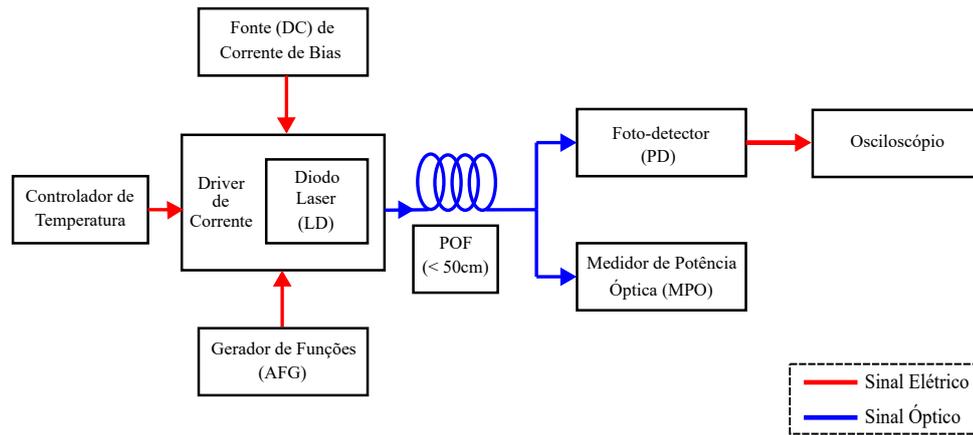


Figura 3.15: Diagrama em bloco do enlace analógico a fibra óptica para medição da potência óptica e da banda do LD.

firmado, utilizando-se novamente a equação 2.27 e considerando a banda do sistema o valor de 338 MHz, anteriormente atribuído à banda do LD, chega-se a um valor de banda do diodo *laser* mais próximo da realidade e igual a 1,07 GHz. Na Figura 3.16 é possível visualizar o valor aproximado de 338 MHz, equivalente à banda do sistema.

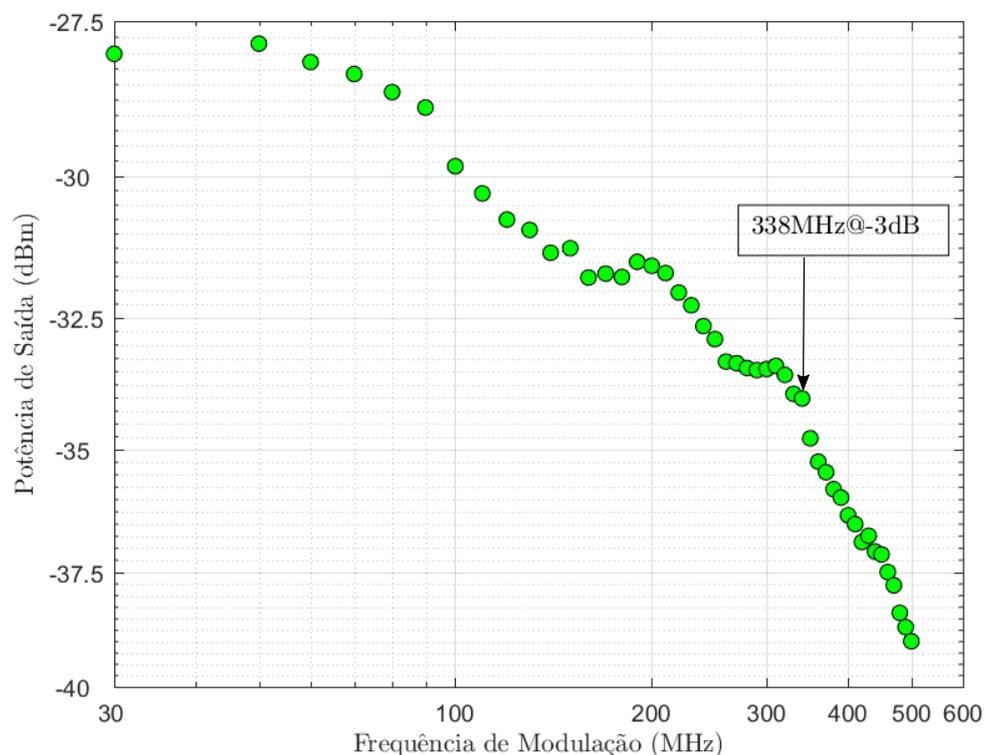


Figura 3.16: Gráfico da resposta em frequência do enlace contendo o *laser* verde como fonte óptica.

Pode-se inferir, embora não se possa dar certeza, que a banda do LD é maior que o valor calculado de 1,07 GHz, já que o foto-detector empregado é o principal fator limitante de banda do sistema e com o uso de um fotodetector rápido, possivelmente a banda do sistema apresentaria um valor superior aos

338 MHz encontrado, o que implica que a banda calculada do LD também seria maior. Ainda assim, o encapsulamento modular do *laser* empregado acaba por introduzir reatâncias parasitas ao sistema, limitando a banda do próprio LD e, conseqüentemente, a banda do sistema.

3.4 Caracterização de Não-linearidades do Enlace com POF e LD Verde

3.4.1 Distorções Harmônicas de 2^a e 3^a Ordens

Com o objetivo de caracterizar as não-linearidades decorrentes da conversão optoeletrônica, é selecionada uma corrente $i_{bias} = 60$ mA sobre a qual é aplicado o sinal RF de modulação com valores de tensão pico-a-pico V_{RF} variando de 1.0 V a 4.0 V. Para medição dos valores de potência elétrica é empregado um ESA Rohde & Schwarz FSV. No enlace montado para determinação das não-linearidades, foi empregado o fotodetector PDA10A da Thorlabs.

A Figura 3.17 mostra uma foto da configuração montada para determinação das não-linearidades harmônicas do LD com a presença do AFG gerando um sinal RF com apenas um tom senoidal. Para caracterizar o enlace com relação aos harmônicos, um sinal RF é aplicado na frequência fundamental de 50 MHz, determinando-se o nível de distorção harmônica de 2^a ordem HD_2 e o ponto de interceptação IP_2 .

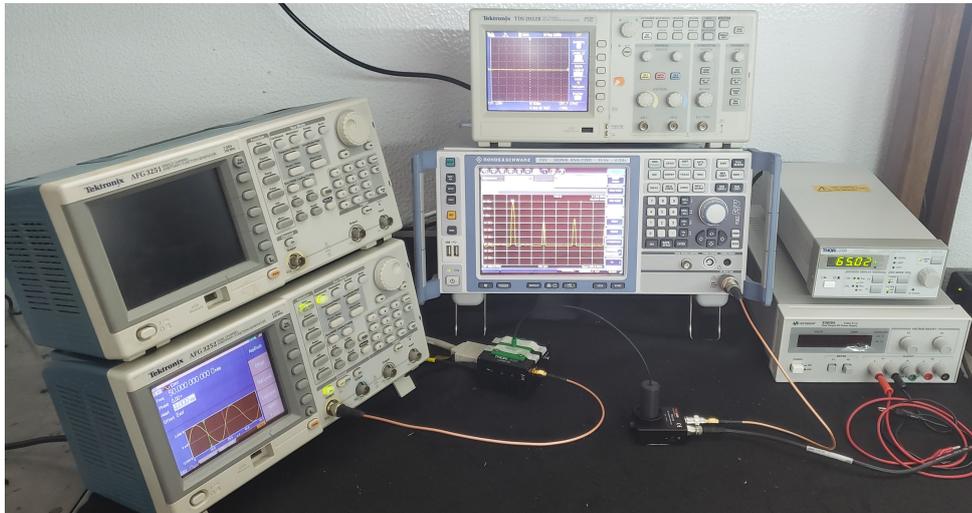


Figura 3.17: Foto do enlace empregado para determinação das distorções harmônicas do diodo *laser* verde.

Medidos os valores de potência elétrica na saída no enlace, gera-se o gráfico apresentado na Figura 3.18, onde é possível visualizar a reta da fundamental (azul), com coeficiente angular igual a 0.9 e a reta do harmônico de 2^a ordem (vermelha), cujo coeficiente angular é exatamente 2.0, conforme prevê a teoria. Das equações dessa retas obtém-se: $HD_2 = 44.15$ dB e $IP_2 = 39.63$ dBm. Para o valor normalizado em 1 Hz da distorção harmônica de 2^a ordem, obtém-se $HD_2(1Hz) = 86.79$ dB.Hz^{1/2}. Utilizando a equação da reta do harmônico, conclui-se que o máximo valor de potência elétrica que pode ser aplicada na entrada do sistema sem que ocorra distorção de 2^a ordem do sinal é - 0.5 dBm, pois para

potências elétricas de entrada abaixo desse valor, os harmônicos produzidos estarão abaixo do nível de ruído do sistema e não produzirão efeito sobre o mesmo. E conforme ocorreu na caracterização do LED, aqui não se observa a compressão do ganho.

Outra informação importante que também pode ser obtida pela análise do gráfico da Figura 3.18 trata da diferença entre os níveis de potência da frequência fundamental e do 2º harmônico. Considerando o valor máximo de 15,4 dBm de potência RF aplicada na entrada do sistema, o sinal da fundamental fornece uma saída de 17,58 dBm, enquanto o 2º harmônico oferece uma potência de saída de -8,41 dBm, ou seja, aproximadamente 26 dB abaixo da potência elétrica de saída da fundamental. Através de ajustes da reta da frequência fundamental por regressão linear é possível determinar o valor do ganho de RF, que corresponde ao coeficiente linear da reta, $G_{RF} = 4.6$ dB.

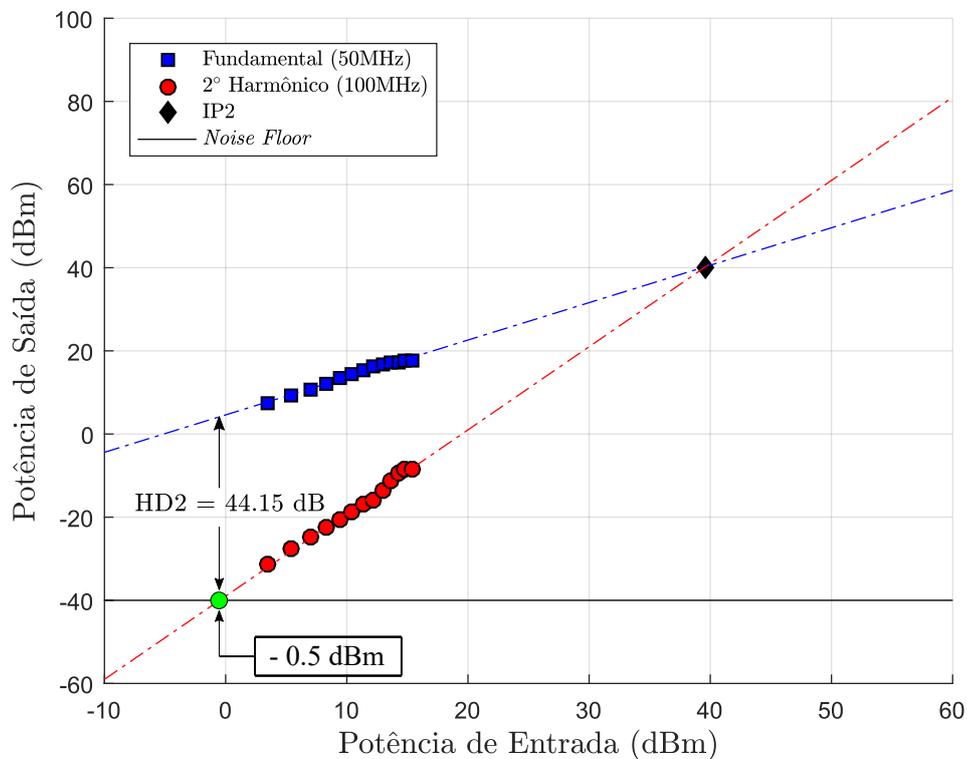


Figura 3.18: Resposta do LD verde no teste de 1 tom de frequência (50 MHz) com a presença do 2º harmônico (100 MHz), onde o nível de ruído do sistema é -40 dBm.

As medidas do nível de distorção harmônica de 3ª ordem (HD_3) e do ponto de interceptação de 3ª ordem (IP_3) são feitas de maneira inteiramente análoga ao realizado para o 2º harmônico. Na Figura 3.19 tem-se a reta da frequência fundamental (azul) e a reta equivalente ao 3º harmônico (vermelho), na frequência de 150 MHz, cujo coeficiente angular é 2.6, bastante próximo de 3.0, valor teórico esperado. Tendo em mãos as equações de ambas as retas, obtém-se os seguintes valores para os parâmetros de não-linearidade: $HD_3 = 46.33$ dB e $IP_3 = 29.17$ dBm, não sendo observada, novamente, a compressão do ganho. Normalizando em 1 Hz a distorção harmônica de 3ª ordem, chega-se a $HD_3(1Hz) = 103.18$ dB.Hz $_{2/3}$.

Verificação idêntica à conduzida na análise do 2º harmônico, mostra que o valor máximo de potência RF de modulação na entrada sem que seja gerada na saída do enlace a distorção de 3ª ordem é + 1.92 dBm, conforme pode ser visto na Figura 3.19. A frequência fundamental produzirá uma saída máxima de + 17.58 dBm e o 3º harmônico de - 4.24 dBm, estando 21.82 dB abaixo da fundamental.

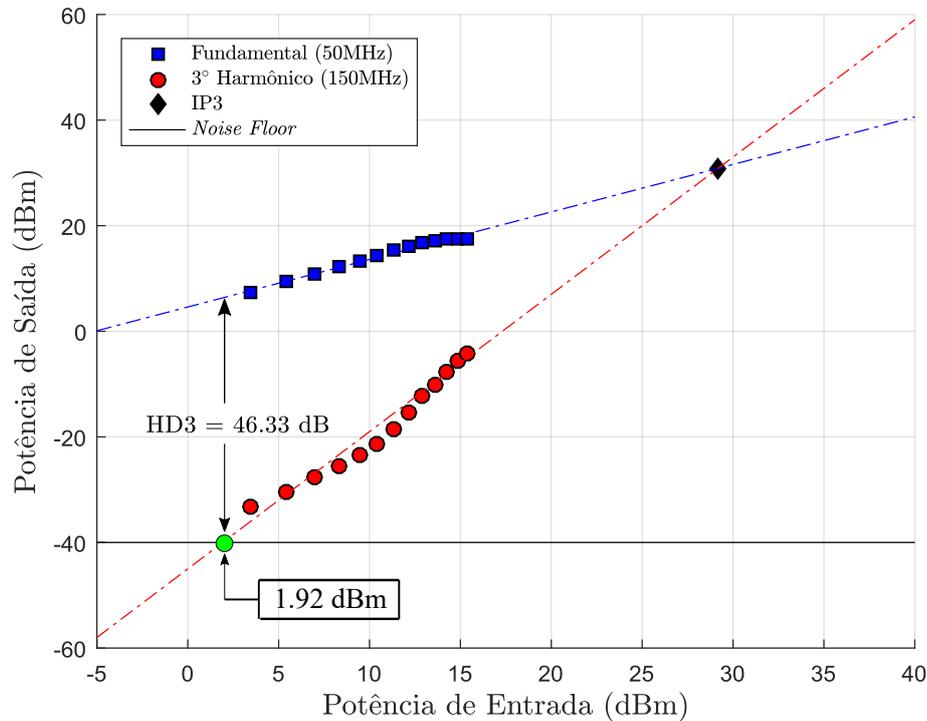


Figura 3.19: Resposta do LD verde no teste de 1 tom de frequência (50 MHz) com a presença do 3º harmônico (150 MHz), onde o nível de ruído do sistema é -40 dBm.

Na Tabela 3.1 é apresentado um comparativo das características optoeletrônicas do LED e do diodo *laser* tendo como base os parâmetros medidos nos experimentos desse estudo.

Tabela 3.1: Comparativo das características optoeletrônicas entre LED e LD, ambos operando em $\lambda_c = 520$ nm.

Parâmetros	LED	Diodo <i>Laser</i>
Banda	15 MHz	338 MHz
Ganho de RF	- 29.3 dB ($f_{RF} = 5$ MHz)	+ 4.6 dB ($f_{RF} = 50$ MHz)
Threshold Current	-	32 mA
HD ₂	+ 33.45 dB ($2f_1 = 10$ MHz)	+ 44.15 dB ($2f_1 = 100$ MHz)

Parâmetros	LED	Diodo Laser
HD ₃	+ 39.35 dB ($2f_1 = 15$ MHz)	+ 46.33 dB ($2f_1 = 150$ MHz)
SFDR ₂	+ 43.61 dB ($f_1 + f_2 = 12$ MHz)	-
SFDR ₃	+ 52.54 dB ($2f_1 + f_2 = 17$ MHz)	-
IP ₂	+ 40.22 dBm (1 tom) + 25.21 dBm (2 tons)	+ 39.63 dBm (1 tom)
IP ₃	+ 32.76 dBm (1 tom) + 22.37 dBm (2 tons)	+ 29.17 dBm (1 tom)

Capítulo 4

Transmissão de Frequência Intermediária Sobre POF PMMA Empregando *Mixers*

A transmissão de sinais em altas frequências através de enlaces de fibra óptica, em especial as fibras poliméricas de PMMA multimodo, apresenta alguns problemas que podem comprometer significativamente as informações a serem transmitidas/recebidas. Uma forma de reduzir esses problemas é por meio da utilização de ferramentas que possam transladar altas frequências para valores mais baixos. No caso desse estudo, o dispositivo empregado para geração dessas frequências mais baixas, qual seja, a IF, foi o misturador (*mixer*) de frequências. A solução aqui apresentada pode ser classificada como híbrida, uma vez que o processamento dos sinais é feito no domínio elétrico com o uso do *mixer* e a transmissão é realizada no domínio óptico, com a geração de uma portadora óptica em 520nm.

Dentre as vantagens do uso da frequência intermediária, podem-se citar:

- (i) possibilidade de contornar a limitação de banda da fonte óptica e do foto-detector;
- (ii) redução dos efeitos da dispersão da fibra óptica (no caso das POFs, dispersão modal ou de perfil);
- (iii) amplificadores de alto ganho no transmissor e no fotodetector (com baixo ruído); e
- (iv) maior facilidade de casamento de impedâncias, quando em baixas frequências.

No caso específico aqui abordado, o uso da IF visa mitigar a limitação de banda e a atenuação imposta pelo enlace de POF PMMA.

4.1 Testes Preliminares com o *Mixer*

Primeiramente, é necessário que se sejam realizados alguns testes com o *mixer* de frequências, a fim de verificar a viabilidade de seu emprego no enlace proposto. Isso ocorre porque algumas figuras de mérito desse dispositivo são capazes de influenciar fortemente os sinais envolvidos no enlace. Uma dessas figuras, e a mais relevante delas, é a perda por conversão, conforme visto na seção 2.5.1. Caso esse valor

seja elevado, o impacto negativo no sistema como um todo é inevitável e devem-se buscar outras formas de contornar esse problema, como a substituição do *mixer* ou a inserção de um amplificador no circuito.

As frequências selecionadas e empregadas no experimento são: $f_{RF} = 120$ MHz e $f_{LO} = 110$ MHz, ambas com valores bastante acima dos 15 MHz da banda do LED. As frequências são injetadas nas respectivas portas RF e LO do *mixer*, gerando em sua saída um sinal composto por duas frequências distintas, dadas por: $(f_{RF} + f_{LO}) = 230$ MHz e $(f_{RF} - f_{LO}) = 10$ MHz, conforme previsto pela equação 2.21. No entanto, a frequência de 230 MHz acaba por ser descartada ao chegar no LED, que tem a banda bem abaixo desse valor. Assim, apenas o sinal em 10 MHz passa a ser utilizável e é justamente essa a frequência de interesse, pois é capaz de acionar o LED e ser transmitida pela POF empregada.

Considerando, portanto, a utilização do sinal em 10 MHz, o processo empregado para a geração da IF de interesse é o *downconversion*, uma vez que a frequência intermediária gerada é menor do que o sinal RF injetado no *mixer* ($f_{IF} < f_{RF}$).

Para a determinação da perda por conversão (CL) do *mixer*, procedeu-se da seguinte forma: estabeleceu-se para as potências de entrada dos sinais RF (120 MHz) e LO (110 MHz) os mesmos valores de amplitude $P_{RF} = P_{LO} = + 10$ dBm, para o circuito casado em 50Ω . Ao injetar esses sinais nas respectivas portas RF e LO do *mixer*, o sinal resultante IF (10 MHz) apresentou um valor de potência $P_{IF} = + 5.9$ dBm, medido no ESA. Na Figura 4.1 é representado um esquema em blocos do enlace montado para determinação de P_{IF} .

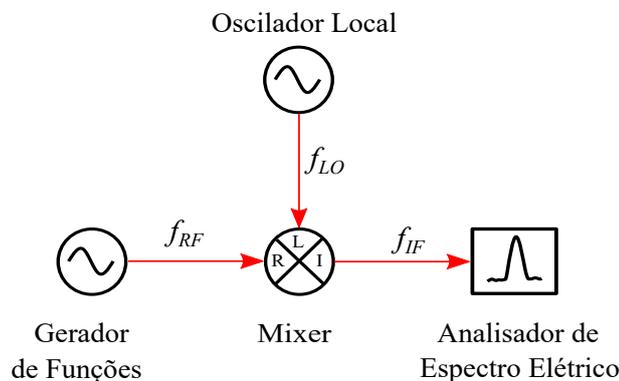


Figura 4.1: Diagrama em bloco do enlace para determinação da potência elétrica de saída na porta IF do *mixer*.

Retomando o que foi explicado na 2.5.1, a perda por conversão é uma métrica que visa estabelecer o quanto de potência do sinal de entrada no *mixer* é perdido no processo de conversão de frequências. Portanto, considerando os valores de potência RF (120 MHz) de entrada no *mixer* e a potência de saída do sinal em IF (10 MHz), e de acordo com a equação 2.22, obtém-se para a perda por conversão o seguinte valor:

$$\begin{aligned}
 CL &= P_{RF} - P_{IF} \\
 &= + 10 \text{ dBm} - (+ 5.9 \text{ dBm}) \\
 &= + 4.1 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Esse resultado obtido para a CL é bastante razoável, estando inclusive abaixo do valor típico previsto pelo fabricante no *datasheet* do dispositivo.

4.2 Enlace com LED como Fonte Óptica

Nessa configuração, o enlace utilizado para geração e transmissão da IF é composto por um gerador de funções arbitrárias, o mesmo empregado para caracterização das fontes ópticas. Outro gerador de funções idêntico é utilizado como oscilador local (LO). Cada um desses sinais é injetado nas portas RF e LO, respectivamente, do *mixer* de frequências ZFM-2H-S+ da Mini-Circuits. Os sinais na porta de saída do *mixer* ($|f_{RF} \pm f_{LO}|$), que correspondem às frequências intermediárias, são injetados na porta capacitiva do *bias-T*, enquanto em sua porta indutiva é aplicada uma tensão DC, proveniente da mesma fonte de corrente da Keysight utilizada na seção 3.1. O sinal composto pelas componentes IF e DC na saída do *bias-T*, será responsável por acionar a fonte óptica, aqui sendo um LED ultra-brilhante operando em 520nm.

A rigor, a fonte óptica aqui empregada é composta de dois LEDs verdes, nominalmente idênticos e soldados de forma independente em uma placa de circuito impresso (PCI). Um dos LEDs é soldado sem que haja o casamento de impedâncias com a saída do *bias-T*. O segundo LED é soldado em série com um resistor de filme de carbono de 39Ω , a fim de casar a impedância resistiva do LED com a impedância de 50Ω do cabo coaxial conectado ao referido *bias-T*.

O sinal óptico gerado pelo LED é então acoplado em 20m de POF-SI com base PMMA padrão (980/1000 e $NA = 0.5$). Após percorrer a fibra óptica, a luz modulada incide no fotodetector PDA10A e é demodulado, sofrendo a conversão opto-eletrônica, e depois enviado ao analisador de espectro elétrico (ESA) Rohde & Schwarz FSV, onde a informação é apresentada e analisada.

Como mencionado anteriormente, a escolha das frequências RF e LO se deram de forma que as mesmas estivessem bem acima da banda do LED, permitindo verificar com clareza o ganho de RF e a viabilidade de emprego de *mixers* para gerar a IF.

4.2.1 *Mixer* no Transmissor - Enlace Sem Casamento de Impedâncias

Nessa primeira configuração em que o LED é empregado como a fonte óptica, o *mixer* está presente apenas no módulo transmissor do enlace e não há o casamento resistivo de impedâncias.

Com o propósito de verificar o ganho de RF com o sinal em frequência intermediária, procede-se da seguinte maneira:

1. Sem a presença do *mixer* no enlace, ajusta-se a frequência RF ($f_{RF} = 120$ MHz) para um nível de potência de + 5.9 dBm, valor este idêntico ao encontrado anteriormente na medição da potência da IF ($f_{IF} = 10$ MHz) na saída do *mixer* (vide seção 4.1). O valor da P_{RF} utilizado é porque se deseja verificar o ganho de RF com emprego do *mixer*, que quando está presente no enlace produz um sinal com esse nível de potência na sua saída, sinal esse utilizado para modular a fonte óptica. Portanto, é necessário que nessa comparação, os sinais que acionam o LED (com ou sem o *mixer*) tenham o

mesmo nível de potência. A tensão DC é ajustada em $V_{DC} = 3.0$ V, gerando uma corrente $i_{bias} = 110$ mA, pois é o valor máximo de tensão aplicada, nessa situação em específico, em que não ocorre distorção do sinal. O sinal RF é transmitido pela fibra óptica e detectado no fotodetector com uma potência elétrica P_{RF} (120 MHz) = - 63 dBm, sendo o nível de ruído do sistema aproximadamente - 68 dBm. Assim, é possível estabelecer o valor da relação sinal-ruído $SNR = + 5$ dB, valor bastante reduzido, porém já esperado, uma vez que a banda do LED (15 MHz) é bem inferior aos 120 MHz com que a fonte óptica foi alimentada. A Figura 4.2 mostra o diagrama em blocos da referida configuração de enlace, sem a presença do *mixer*; e

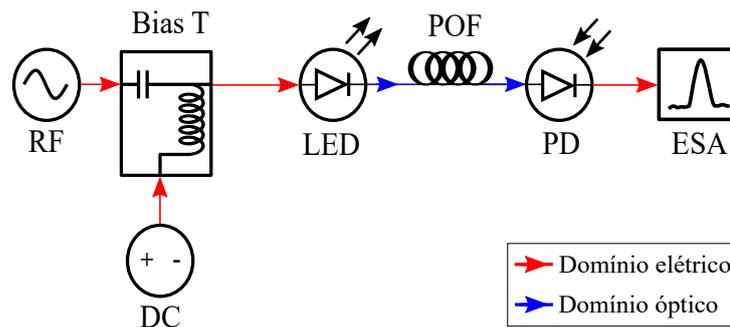


Figura 4.2: Diagrama em bloco do enlace sem a presença do *mixer* de frequências para geração da IF.

2. Nesse momento, o *mixer* é reinserido no enlace para a geração da IF. Os sinais RF e LO são gerados com os seguintes valores de potência: $P_{RF} = P_{LO} = + 10$ dBm, gerando a IF com + 5.9 dBm, conforme previamente estabelecido. Novamente a tensão DC aplicada é $V_{DC} = 3.0$ V. O sinal na frequência intermediária $f_{IF} = 10$ MHz é, então, transmitido pela fibra óptica e detectado pelo PD, seguindo para o ESA, onde é apresentado e medida sua potência P_{IF} (10 MHz) = - 49 dBm. Obviamente, o sinal na frequência de 230 MHz também é gerado, porém é descartado devido à limitação de banda do LED, não sendo possível observá-lo no ESA. Na Figura 4.3 é apresentado o diagrama em bloco do enlace em questão.

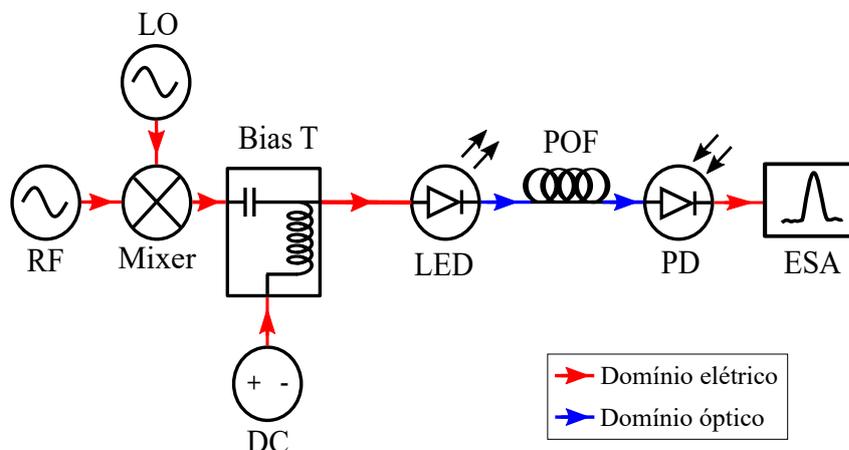


Figura 4.3: Diagrama em bloco do EAF0 empregando um *mixer* de frequências para geração da IF.

Fica claro, portanto, que ao empregar a frequência intermediária $f_{IF} = 10$ MHz em lugar da f_{RF}

= 120 MHz, é possível transmitir o sinal onde se observa um ganho de RF bastante expressivo, dado por:

$$\begin{aligned}
 G_{RF} &= P_{IF} - P_{RF} \\
 &= -49 \text{ dBm} - (-63 \text{ dBm}) \\
 &= +14 \text{ dB},
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

mostrando que é possível contornar a limitação de banda do LED empregado como fonte óptica.

4.2.2 *Mixer* no Transmissor - Enlace Com Casamento de Impedâncias

Nesta segunda configuração do enlace, os procedimentos adotados para determinação do ganho de RF são idênticos aos realizados na subseção 4.2.1, com algumas poucas distinções com relação aos parâmetros encontrados. Há também a presença do resistor de 39Ω realizando o casamento resistivo de impedâncias entre cabo conectado ao *bias-T* e o LED. A dinâmica para medição do ganho de RF nesse enlace é a seguinte:

1. Ao se aplicar a tensão $V_{DC} = 3.0$ V no sistema, a corrente de *bias* sofre uma alteração, reduzindo seu valor para $i_{bias} = 40$ mA, justamente devido à presença do resistor. Com o *mixer* ausente do enlace, a potência do sinal RF encontrada é P_{RF} (120 MHz) = -72 dBm, sendo agora o nível de ruído do sistema -74 dBm. Assim, a relação sinal-ruído sofre uma redução para $SNR = +2$ dB. A representação em blocos desse enlace pode ser visualizada na Figura 4.4; e

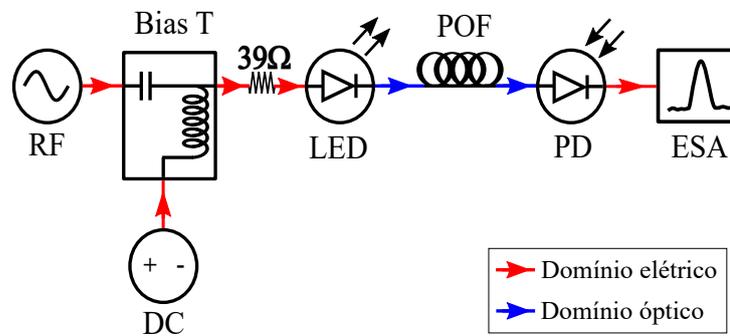


Figura 4.4: Diagrama em bloco do enlace sem o *mixer* de frequência no módulo TX.

2. Ao reinserir o *mixer* no enlace e sendo as potências $P_{RF} = P_{LO} = +10$ dBm, resulta em uma potência elétrica medida na frequência intermediária de interesse de P_{IF} (10 MHz) = -51.4 dBm. Na Figura 4.5 é apresentado um esquemático dessa configuração de circuito, com as impedâncias casadas.

Nesse contexto, com o casamento resistivo de impedâncias, mediu-se um ganho de RF dado por:

$$\begin{aligned}
 G_{RF} &= -51.4 \text{ dBm} - (-72 \text{ dBm}) \\
 &= +20.6 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

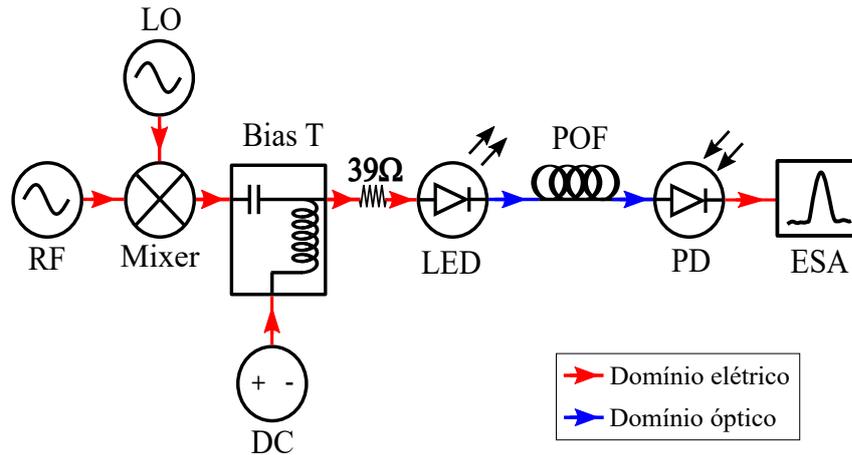


Figura 4.5: Diagrama em bloco do EAFO empregando *mixer* de frequência no módulo TX para geração da IF.

Comparando as duas configurações apresentadas do enlace, é possível observar que no sistema em que as impedâncias estão casadas resistivamente há uma redução da potência elétrica transmitida (+ 9 dB) na frequência de 120 MHz (*mixer* ausente), se devendo tal fato à presença do resistor de 39Ω , já que há uma perda de corrente que aciona o LED. Quando o *mixer* está presente no sistema, a degradação de potência entre as duas configurações do enlace cai para + 2.4 dB. Tal fato pode ser explicado considerando que, em altas frequências, tanto o resistor quanto a própria fonte óptica passam a apresentar uma reatância relevante e que não pode ser desconsiderada. Com isso, apenas a presença do resistor não é suficiente para casar as impedâncias do circuito e evitar a reflexão do sinal.

Ainda que em valores absolutos a potência da IF no enlace sem casamento de impedâncias tenha sido maior, o ganho de RF obtido no circuito casado foi substancialmente mais elevado. Esse aumento de + 6.6 dB (+ 20.6 dB - (+ 14 dB)) pode ser explicado pelo uso do *mixer*, que, mesmo em um casamento resistivo, permitiu operar o sistema na frequência IF desejada de 10 MHz, mostrando uma maior efetividade do casamento de impedâncias em 10 MHz, quando comparado com o casamento em 120 MHz.

4.2.3 *Mixer* no Transmissor e Receptor - Enlace Com Casamento de Impedância

A terceira e última configuração de enlace empregada nesse estudo contempla a presença de dois *mixers*, um no módulo TX e o segundo no módulo RX, cuja finalidade é justamente transladar o sinal que chega ao fotodetector em IF para sua frequência RF, na qual foi originalmente transmitido, através do processo de *upconversion*. Nota-se ainda que o circuito está casado resistivamente e que o oscilador local utilizado no módulo receptor é rigorosamente o mesmo do transmissor, injetando a mesma frequência $f_{LO} = 110$ MHz. A seguir, as etapas realizadas para determinação do ganho de RF:

1. Aplicando a tensão $V_{DC} = 3.0$ V no LED, produz-se uma corrente de *bias* $i_{bias} = 40$ mA. O valor de potência elétrica RF é dada por $P_{RF} (120 \text{ MHz}) = -69.18$ dBm, com nível de ruído igual a - 72 dBm, acarretando em uma relação sinal-ruído de aproximadamente $SNR = +3$ dB. A Figura 4.6

mostra o esquema de montagem do enlace sem os *mixers* presentes; e

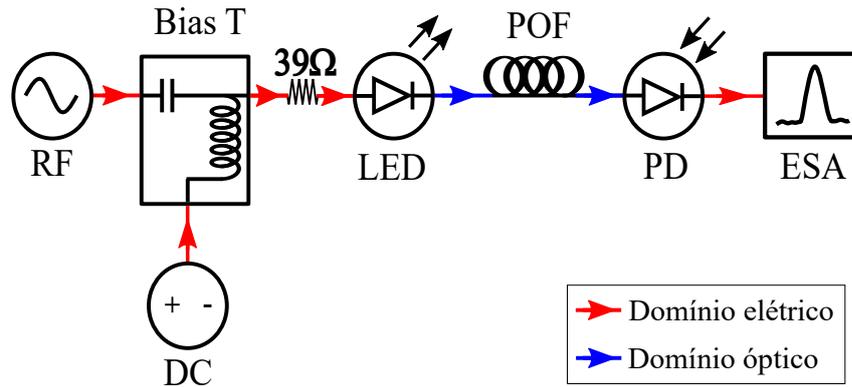


Figura 4.6: Diagrama em bloco do enlace sem o *mixer* de frequência no módulo TX.

2. Ao reinserir os dois *mixers* no enlace, e sendo as potências $P_{RF} = P_{LO} = + 10$ dBm, mede-se uma potência elétrica na frequência de 120 MHz, após a *upconversion* no receptor, de P_{RF} (120 MHz) = - 43.74 dBm. Na Figura 4.7, a estrutura em blocos do enlace na configuração analisada, isto é, com a presença dos dois *mixers* de frequência.

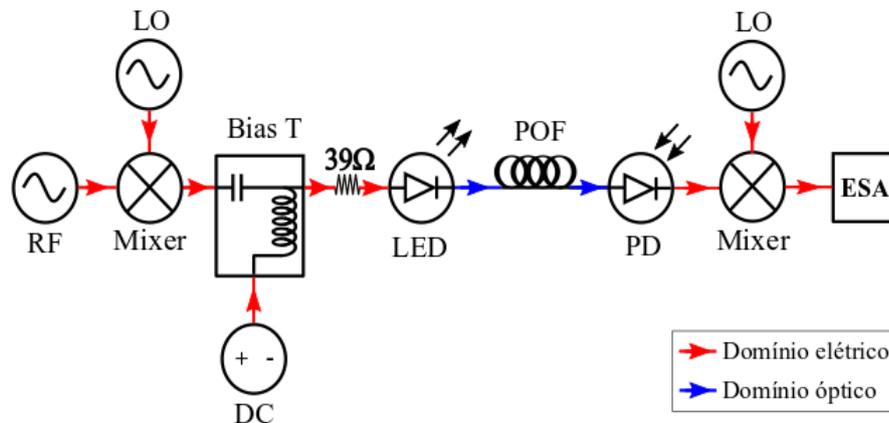


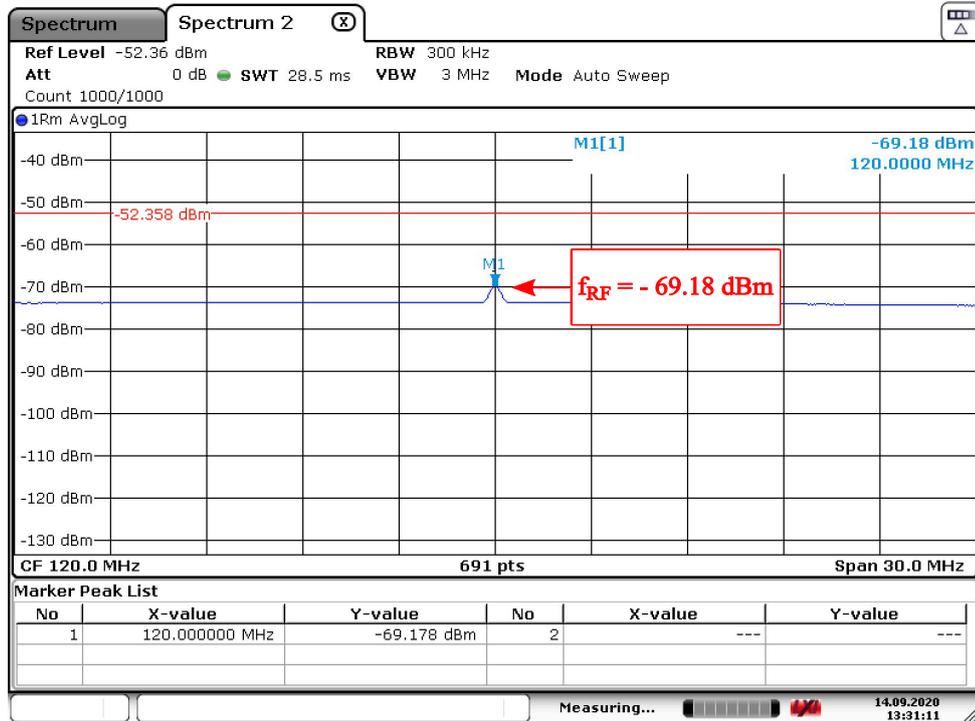
Figura 4.7: Diagrama em bloco do EAF0 empregando *mixer* de frequências nos módulos TX e RX.

Portanto, para essa condição de enlace o ganho de RF obtido é:

$$\begin{aligned} G_{RF} &= - 43.74 \text{ dBm} - (- 69.18 \text{ dBm}) \\ &= + 25.44 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Por ocasião das medidas realizadas na configuração com os dois *mixers* obteve-se uma melhora significativa no acoplamento óptico da POF, o que permite que mais luz chegue ao fotodetector e, conseqüentemente, uma maior potência óptica seja obtida na saída. Embora o *mixer* no módulo receptor contribua para o aumento de perdas no sistema, a potência elétrica conseguida na saída é maior do que a apresentada na subseção 4.2.2, podendo tal fato ser explicado justamente pela melhora do acoplamento

óptico supracitado. Na Figura 4.8 pode-se observar a potência elétrica de saída em 120 MHz sem a presença do *mixer* no enlace.



Date: 14.SEP.2020 13:31:11

Figura 4.8: Apresentação do sinal em 120 MHz na tela do ESA para o enlace sem a presença dos *mixers*

Já na Figura 4.9, observam-se os valores de potência de saída para o enlace contendo os *mixers* no transmissor e no receptor. A frequência LO em 110 MHz e as frequências $f_{RF}^1 = 120$ MHz e $f_{RF}^2 = 100$ MHz (indesejada), ambas provenientes da *upconversion*, também podem ser vistas.

A equação 4.5 fornece todos os sinais que se podem obter na saída do *mixer*:

$$f_{out} = |mf_{in} \pm nf_{LO}|, \quad (4.5)$$

onde m e n são números inteiros. Desta forma, além das frequências LO e RF, surgem diversos sinais espúrios provenientes do processo de intermodulação de tom único. No caso da Figura 4.9, os sinais em 90 MHz ($f_{LO} - 2f_{IF}$) e em 130 MHz ($f_{LO} + 2f_{IF}$) são as componentes espúrias de 2ª ordem, considerando a frequência IF como o sinal de entrada no *mixer* do receptor.

Além da possibilidade de contornar a limitação de banda do LED e mitigar os efeitos de atenuação da POF PMMA, outra vantagem do emprego do *mixer* de frequências é a possibilidade de projetar circuitos de casamento de impedâncias mais simples, justamente pela capacidade que esse dispositivo oferece de transladar o sinal para uma frequência mais baixa.

A Tabela 4.1 apresenta um resumo dos valores de potência elétrica medidos na saída dos circuitos sem a presença dos *mixers* e com a presença dos mesmos, a fim de se verificar o ganho de RF obtido. Para o circuito com o *mixer* presente apenas no módulo TX, seja esse circuito com casamento de impedâncias ou não, a potência de saída medida no ESA corresponde ao sinal em IF. Para o circuito com casamento

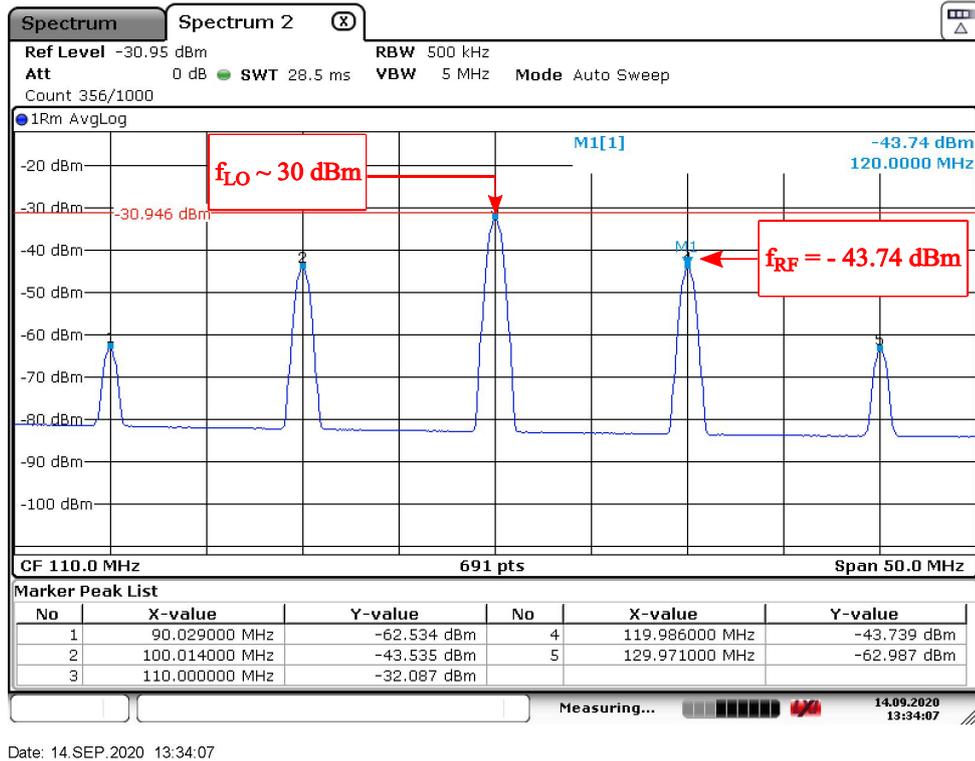


Figura 4.9: Apresentação da tela do ESA para o enlace com a presença dos *mixers* no TX e RX.

resistivo de impedâncias e com os *mixers* presentes nos módulos TX e RX, o sinal de saída medido no ESA, após o processo de *upconversion*, equivale ao sinal RF originalmente transmitido.

Tabela 4.1: Potências elétricas de saída nas diferentes configurações de enlace e seus ganhos de RF

Parâmetros	Circuito sem <i>upconversion</i>		Circuito com <i>upconversion</i>
	Sem casamento	Com casamento	Com casamento
P_{RF} (sem mixer)	- 63 dBm	- 72 dBm	- 69.18 dBm
P_{IF} / P_{RF} (com mixer)	- 49 dBm	- 51.4 dBm	- 43.74 dBm
G_{RF}	+ 14 dB	+ 20.6 dB	+ 25.44 dB

4.3 Enlace com Diodo *Laser* como Fonte Óptica

Nesta seção serão tratadas a geração e a transmissão de frequência intermediária empregando o diodo *laser* como fonte óptica. O enlace tem configuração bastante semelhante à empregada na seção anterior, com algumas pequenas alterações: o *bias-T* é retirado do enlace, uma vez que no próprio *driver* de corrente do LD há a capacidade de combinação dos sinais DC e RF e a fonte de corrente também é substituída por uma fonte DC específica, a mesma utilizada na seção 3.3.

4.3.1 *Mixer* no Módulo Transmissor

A montagem experimental do sistema com *mixer* de frequências apenas no módulo transmissor pode ser visto na Figura 4.10. Diferentemente do que ocorre no sistema com o LED, o enlace com LD como fonte óptica é capaz de passar sem problemas o sinal RF em 120 MHz por esse *laser*, que possui uma banda maior, e também não afetará o fotodetector, que é dotado de pré-amplificação e possui uma banda de 150 MHz. Assim, nesse momento do experimento são selecionadas as frequências $f_{RF} = 210$ MHz e $f_{LO} = 200$ MHz, de forma que seja possível gerar uma IF em 10 MHz e, posteriormente, verificar o ganho de RF, comparando a potência dessa IF com a do sinal RF em 210 MHz, que está acima da banda do detector óptico.

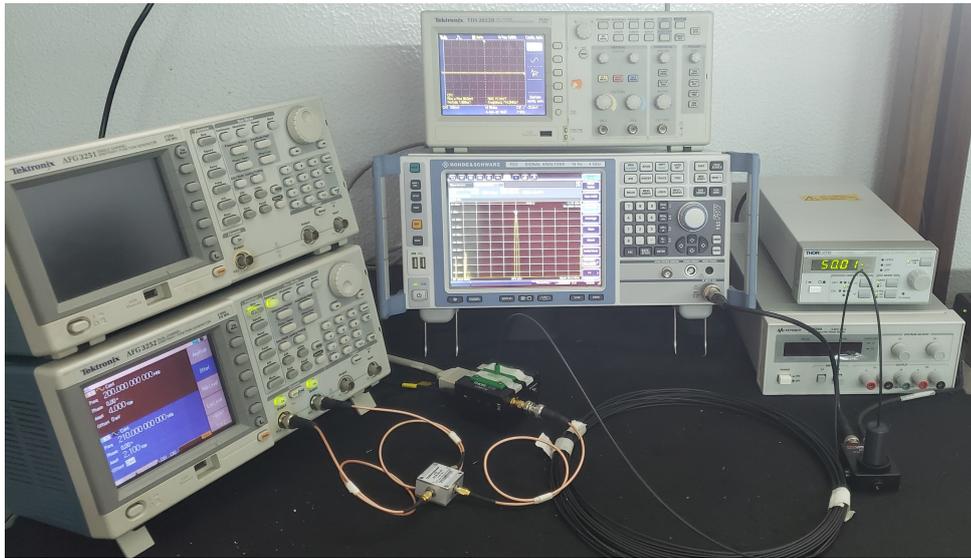


Figura 4.10: Enlace de 20m de POF com *mixer* apenas no módulo de transmissão e tendo LD como fonte óptica.

O procedimento para geração da IF e medição do ganho de RF segue a seguinte dinâmica:

1. Os sinais RF e LO são gerados com a mesma potência $P_{RF} = P_{LO} = + 16$ dBm, produzindo uma IF com potência elétrica $P_{IF} = + 10.4$ dBm. Neste momento o *laser* não está presente no circuito, sendo verificada apenas a potência na porta IF de saída do *mixer*;
2. Nesta etapa o *mixer* de frequências é retirado do enlace e o LD é inserido. É aplicada uma corrente $i_{bias} = 50$ mA e a potência RF de entrada, nesse momento, é a mesma medida para a IF na etapa anterior, isto é, + 10.4 dBm. Com isso, é produzida uma potência elétrica na saída do enlace para o sinal em 210 MHz de $P_{RF} (210 \text{ MHz}) = - 17.01$ dBm. O nível de ruído do sistema é $NF = - 60$ dBm e o diagrama em bloco dessa montagem pode ser visto na Figura 4.11; e
3. Agora o *mixer* é reinserido no enlace. Dadas as potências $P_{RF} = P_{LO} = + 16$ dBm, resulta na saída do enlace um sinal, na IF de interesse, com uma potência elétrica $P_{IF} (10 \text{ MHz}) = - 4.59$ dBm. Naturalmente, o sinal na frequência intermediária dada por $f_{RF} + f_{LO} = 410$ MHz não pode ser visto no ESA, já que sua banda está substancialmente acima da banda do fotodetector. O

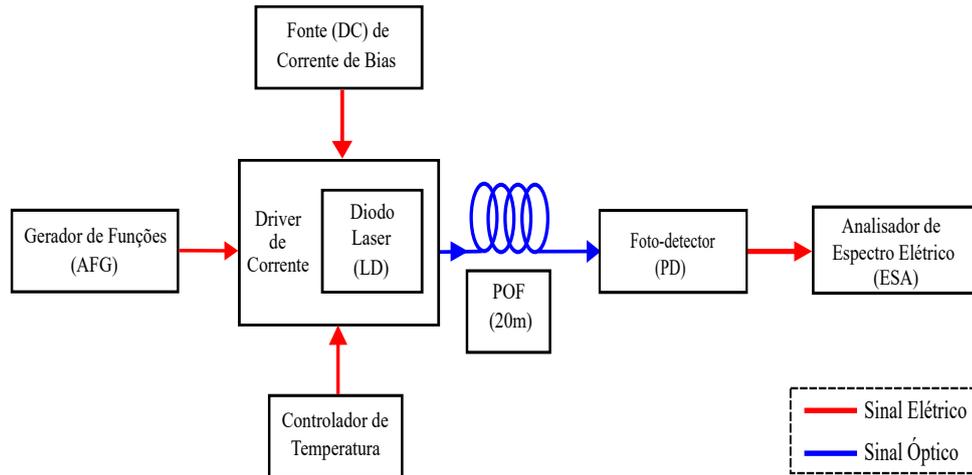


Figura 4.11: Diagrama em bloco do enlace sem o *mixer* de frequência no módulo TX e com o LD como fonte óptica.

diagrama em blocos dessa configuração de enlace está representado na Figura 4.12

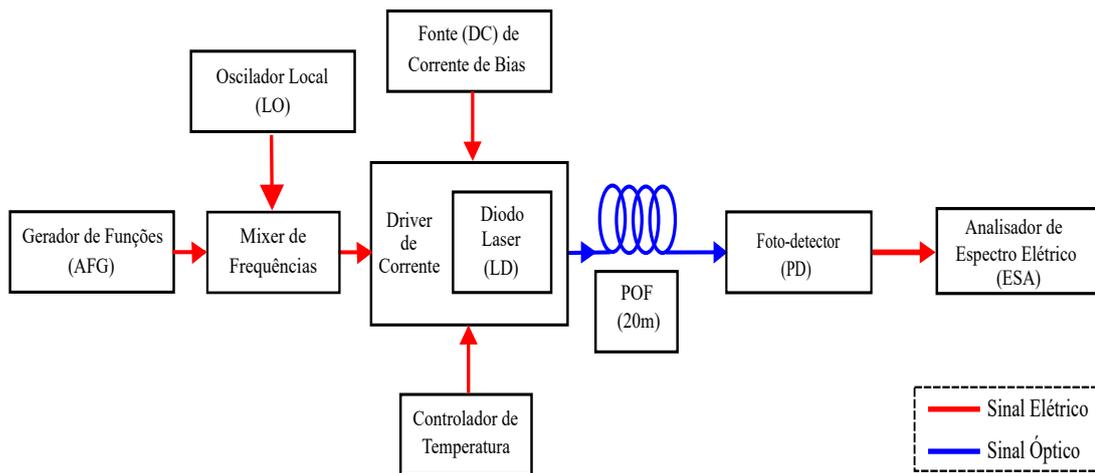


Figura 4.12: Diagrama em bloco do enlace com *mixer* apenas no transmissor e com o LD como fonte óptica.

Com base nos dados obtidos, tem-se para o sistema com *mixer* apenas no módulo TX e operando com uma frequência RF de modulação de 210 MHz, um ganho de RF de:

$$\begin{aligned}
 G_{RF} &= -4.59 \text{ dBm} - (-17.01 \text{ dBm}) \\
 &= +12.42 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{4.6}$$

4.3.2 *Mixer* nos Módulos Transmissor e Receptor

Uma segunda configuração de enlace é adotada contendo o LD como fonte óptica. Nesse instante são realizadas medidas em duas etapas distintas: a primeira sendo o sinal RF em 210 MHz e a segunda com o sinal RF em 120 MHz. Isto é feito porque há nessa nova configuração a presença de um *mixer* também

no módulo receptor, de tal forma que a potência elétrica medida no ESA é a potência equivalente ao sinal RF transmitido, convertido para a IF, e posteriormente convertido, na recepção, para a frequência RF original. A Figura 4.13 apresenta a montagem esquemática do enlace contendo os *mixers* no transmissor e no receptor.

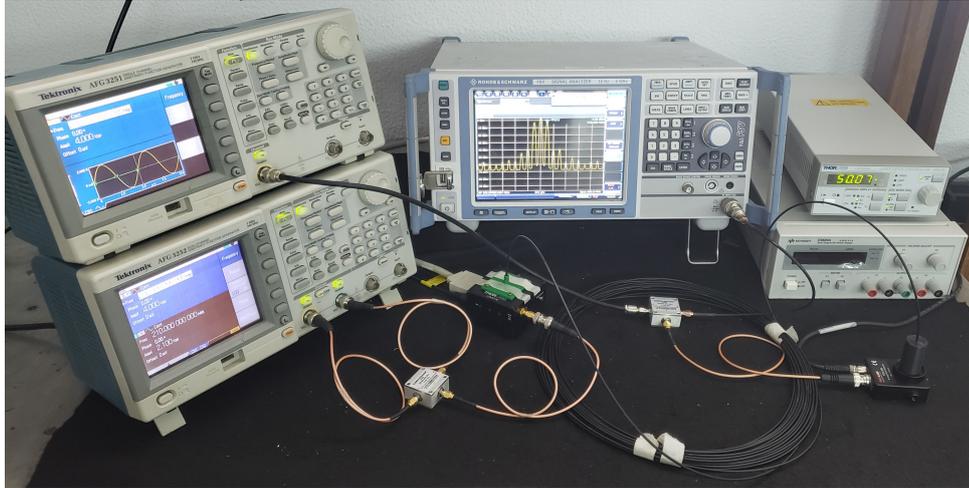


Figura 4.13: Enlace de 20m de POF com *mixers* nos módulos transmissor e receptor.

No primeiro momento é feita a análise do sistema com o sinal RF em 210 MHz e o oscilador local em 200 MHz. Para a geração e transmissão da IF, bem como a análise do ganho de RF do sistema, os procedimentos adotados são idênticos aos da seção 4.3.1, isto é:

1. Com o *mixer* presente no transmissor, tem-se nas suas portas de entrada P_{RF} (210 MHz) = P_{LO} (200 MHz) = + 16 dBm e na sua porta IF de saída P_{IF} (10 MHz) = + 10.4 dBm;
2. Com o *mixer* fora do enlace e o LD inserido no mesmo, aplica-se sobre ele uma corrente $i_{bias} = 50$ mA, juntamente com o sinal RF com potência P_{RF} (210 MHz) = + 10.4 dBm, valor previamente obtido na porta IF de saída do *mixer*. Após a conversão optoeletrônica no fotodiodo, a potência da subportadora RF em 210 MHz na saída do enlace é dada por P_{RF} (210 MHz) = - 17.01 dBm. Na Figura 4.14 tem-se a representação em blocos do enlace sem os *mixers* de frequência; e
3. Nesse momento, os *mixers* são repostos no sistema e aplica-se $P_{RF} = P_{LO} = + 16$ dBm. O sinal RF sofre a *downconversion* para a IF em 10 MHz no transmissor e no módulo de recepção é reconvertido para a frequência original em 210 MHz, através da *upconversion*. O sinal elétrico medido na saída apresenta potência P_{RF} (210 MHz) = - 10.48 dBm. A Figura 4.15 é a representação esquemática dessa montagem.

A partir dos valores de potência medidos acima para o enlace com *mixers* nos módulos TX e RX, e considerando um sinal RF em 210 MHz, obtém-se um ganho de RF de:

$$\begin{aligned}
 G_{RF} &= - 10.48 \text{ dBm} - (- 17.01 \text{ dBm}) \\
 &= + 6.53 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{4.7}$$

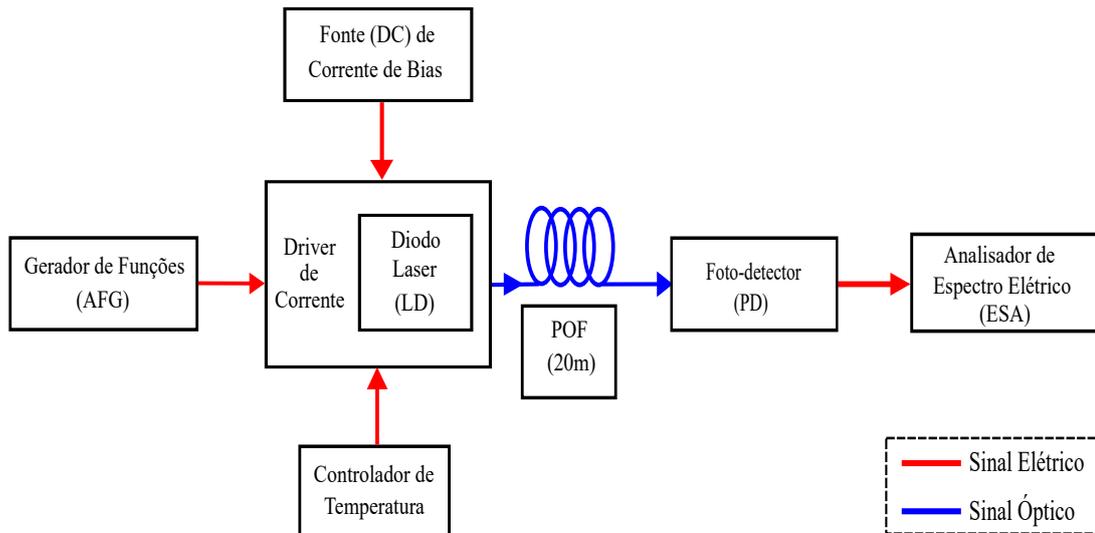


Figura 4.14: Diagrama em bloco do enlace com os *mixers* ausentes.

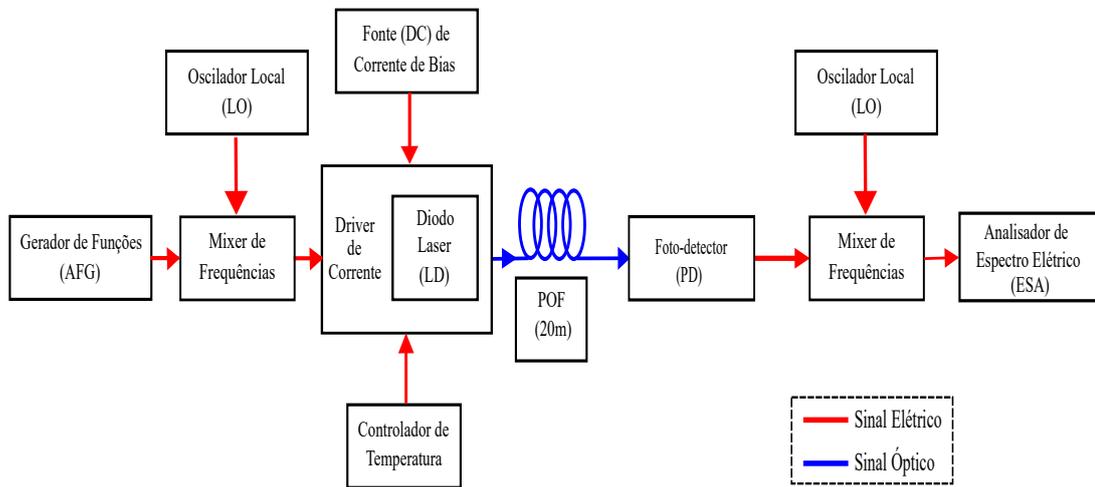


Figura 4.15: Diagrama em bloco do enlace com *mixers* no transmissor e no receptor.

Ao comparar os resultados conseguidos para o ganho de RF em 210 MHz, nota-se que o enlace com *mixer* apenas no módulo TX apresenta um valor maior do que o ganho de RF para o enlace com *mixers* no TX e RX, o que se explica justamente pela presença do segundo *mixer* (receptor), que irá inserir mais perdas no sistema, resultando em uma potência elétrica menor na saída do enlace. Consequentemente, o ganho também será menor. De qualquer forma, em ambas as configurações se obteve um ganho positivo, mostrando que é possível reduzir e/ou contornar os efeitos limitantes de desempenho de alguns dos componentes do enlace.

Pode-se ver na Figura 4.16 o valor da potência elétrica na saída do sistema sem a presença dos *mixers* e na Figura 4.17 a potência na saída quando os *mixers* estão configurados no enlace nos módulos TX e RX.

Neste segundo momento, emprega-se o sinal gerado no AFG em 120 MHz e o oscilador local em 110 MHz. A montagem dos circuitos em 120 MHz é exatamente a mesma dos circuitos em 210 MHz. Desta forma, tem-se:

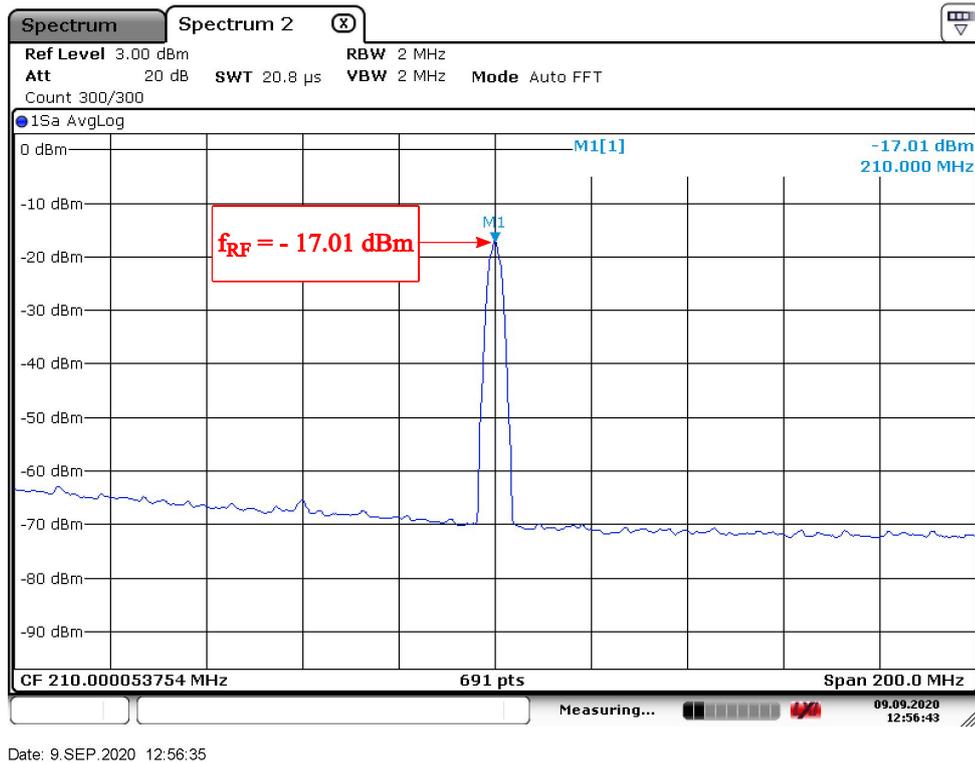


Figura 4.16: Tela do ESA apresentando a potência elétrica na saída EAFO em 210 MHz com os *mixers* ausentes.

1. Com o *mixer* no transmissor e a fonte óptica ausente: P_{RF} (120 MHz) = P_{LO} (110 MHz) = + 16 dBm nas portas RF e LO de entrada, respectivamente, e P_{IF} (10 MHz) = + 10.4 dBm na porta IF de saída;
2. Com o diodo *laser* no enlace e os *mixers* fora: P_{RF} (120 MHz) = + 4.59 dBm na saída do enlace, após a conversão O/E no fotodetector. A corrente DC permanece a mesma do enlace em 210 MHz, isto é, $i_{bias} = 50$ mA; e
3. Com o LD e os ambos os *mixers* presentes no enlace: P_{RF} (120 MHz) = - 5.59 dBm na saída, após a *upconversion* no *mixer* localizado no módulo RX.

Portanto, considerando os valores medidos para as potências elétricas de saída, tem-se um ganho de RF dado por:

$$\begin{aligned}
 G_{RF} &= - 5.59 \text{ dBm} - (+ 4.59 \text{ dBm}) \\
 &= - 10.18 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Na Figura 4.18 vê-se o sinal RF em 120 MHz com uma potência elétrica de saída de P_{RF} (120MHz) = + 4.59 dBm, medida para o sistema configurado sem os *mixers*. Já na Figura 4.19 observa-se P_{RF} (120MHz) = - 5.59 dBm, medida na saída do enlace após a reconversão (*upconversion*) para a frequência RF originalmente transmitida.

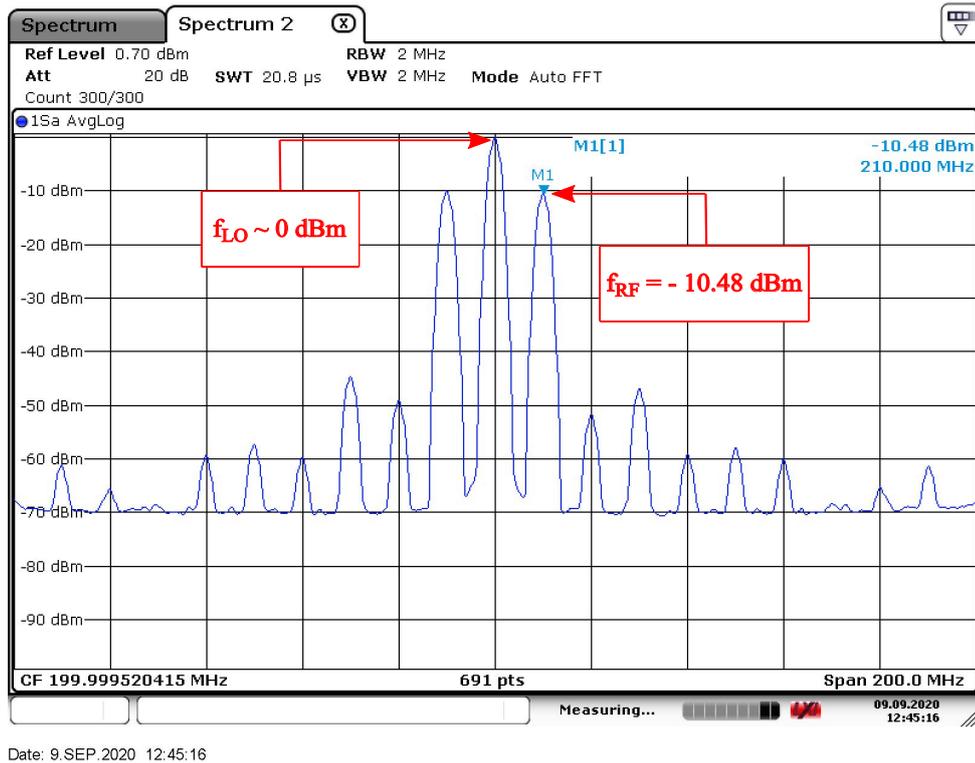


Figura 4.17: Tela do ESA apresentando as potências elétricas na saída do EAFO em 210 MHz com os *mixers* presentes.

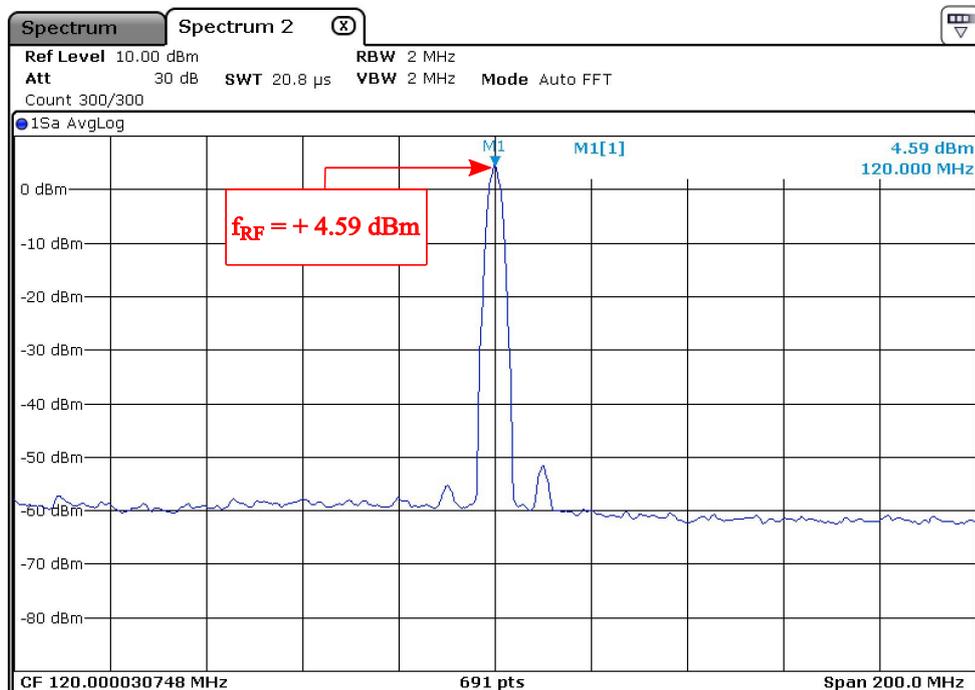


Figura 4.18: Tela do ESA para o enlace em 120 MHz e sem a presença dos *mixers*

O ganho de RF em 120 MHz apresenta um valor negativo, já que esse sinal está dentro da banda do fotodetector (150 MHz) e, ao ser demodulado, irá apresentar uma potência elétrica de saída com um

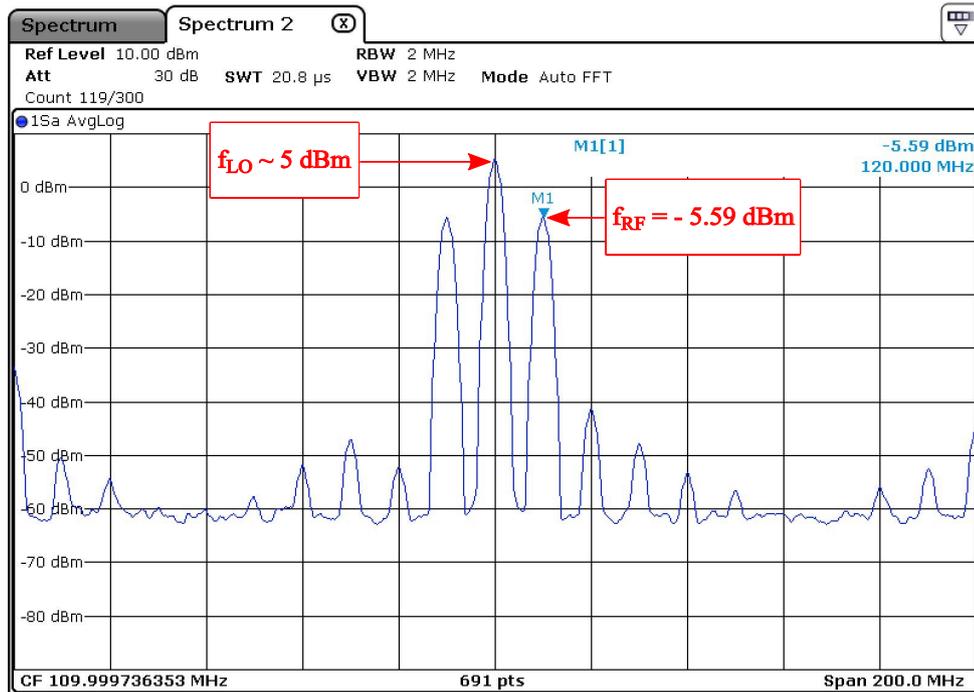


Figura 4.19: Tela do ESA mostrando os picos de potência para o enlace em 120 MHz e com a presença das *mixers* nos módulos TX e RX.

valor significativo, que pode ser facilmente visualizado no ESA (Figura 4.18). Com o *mixer* configurado no receptor do circuito, mais perdas serão inseridas no sistema e a potência elétrica na saída irá reduzir. Com essa redução de potência, pode-se afirmar que o ganho de RF (em 120 MHz) será negativo. Em contrapartida, o circuito operando em 210 MHz tem um baixo valor de potência na saída, uma vez que esse sinal está fora da banda do fotodetector. Ao inserir os *mixers*, a potência na saída será maior, pois feita a *downconversion* no módulo TX, o sinal em IF (10 MHz) chega de forma “perceptível” ao fotodiodo, já que estará dentro da banda do mesmo. Assim, mesmo após a reconversão para o sinal RF originalmente transmitido (250 MHz) e com as perdas a mais inseridas no sistema pelos *mixers*, a potência de saída desse sinal reconvertido será maior em comparação ao circuito operando puramente em 250 MHz. Desta forma, o ganho de RF em 250 MHz será positivo.

Na Tabela 4.2 vê-se os diferentes valores de potência elétrica obtidos na saída do enlace (medidas no ESA), nas configurações com o sinal RF em 120 MHz e 210 MHz, bem como os ganhos de RF medidos em cada uma das três montagens apresentadas.

Comparando os resultados que constam na Tabela 4.2, tem-se para o sinal em 210 MHz, sem a presença do circuito para realizar a *upconversion*, uma potência elétrica na saída do enlace P_{RF} (210 MHz) = - 4.59 dBm, maior que a potência de saída no enlace sem os *mixers* (- 17.01 dBm), resultando em um ganho de RF de + 12.42 dB. Para o enlace com *upconversion*, o ganho de RF também é positivo e igual a + 6.53 dB. Essa redução de 5.89 dB no ganho se dá pela presença do *mixer* no módulo RX, que insere perdas no sistema, resultando em uma potência de saída menor. Em ambas as situações anteriores, obtém-se um ganho de RF positivo, mostrando a viabilidade de emprego desses *mixers* passivos, que permitem mitigar os efeitos de atenuação causados pela fibra óptica e contornar a limitação de banda

Tabela 4.2: Potência elétrica na saída do enlace com diodo *laser* e os respectivos ganhos de RF

Parâmetros	Circuito sem <i>upconversion</i>	Circuito com <i>upconversion</i>	
	$f_{RF} = 210$ MHz	$f_{RF} = 210$ MHz	$f_{RF} = 120$ MHz
P_{RF} (sem mixer)	- 17.01 dBm	- 17.01 dBm	+ 4.59 dBm
P_{IF} / P_{RF} (com mixer)	- 4.59 dBm	- 10.48 dBm	- 5.59 dBm
G_{RF}	+ 12.42 dB	+ 6.53 dB	- 10.18 dB

imposta pelo fotodetector. Já para o sinal em 120 MHz, que está dentro da banda do PD, tem-se um ganho de RF de - 10.18 dB quando empregando os *mixers* de frequência, que inserem as perdas no sistema de forma que a potência elétrica de saída é menor do que a potência na saída do sistema sem esses *mixers*.

Capítulo 5

Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

À luz da tecnologia envolvendo a fotonica em RF (*RF photonics*), os experimentos apresentados nessa dissertação demonstraram, primeiramente, a caracterização das fontes ópticas empregadas. Foram geradas as curvas P_{xI}, medidos os ganhos de RF, as largura de banda e as distorções harmônicas de 2^a e 3^a ordens, tanto do LED quanto do LD. Para o LED, ainda foram medidas suas não-linearidades devidas aos produtos de intermodulação de 2^a e 3^a ordens e para o LD mediu-se o ganho de modulação e corrente limiar. Como cerne desse trabalho, está a geração e a transmissão de um sinal analógico IF em um enlace de POF PMMA padrão.

O LED utilizado nesse estudo não foi pensado para fins em sistemas de telecomunicações, porém, com vista aos parâmetros de conversão opto-eletrônica obtidos, pode-se fazer uso de tais dispositivos em sistemas ópticos específicos, que não exijam alta potência e que operem em baixa frequência, por exemplo. No que diz respeito ao diodo *laser*, foi utilizado um dispositivo da Thorlabs modelo L520P50, que embora, assim como o LED, não tenha sido concebido para uso em sistemas de telecomunicações, apresentou valores para os parâmetros de não-linearidades de conversão opto-eletrônica que possibilitam que esse LD seja usado em transmissores ópticos em enlaces sob modulação direta, envolvendo sinais digitais ou analógicos. A estrutura modular do LD estudado permite que o mesmo emita em dezenas de mW, quando empregado com fibras ópticas poliméricas. Embora a banda medida do *laser* tenha apresentado um valor de aproximadamente 338 MHz, por conta da limitação de banda imposta pelo fotodetector utilizado no enlace, potencialmente esse valor de banda pode chegar até pouco mais de 1 GHz, conforme os cálculos apresentados na seção 3.3.

Durante a pesquisa bibliográfica não foram encontrados estudos em que esses parâmetros do LD operando em 520nm tenham sido caracterizados, sendo esse estudo, portanto, uma das contribuições dessa dissertação.

Nos experimentos envolvendo a geração de frequência intermediária com uso de um *mixer* passivo tendo como fonte óptica o LED ultra-brilhante, foi possível demonstrar a capacidade do sistema em contornar a limitação imposta pela banda desse LED (15 MHz), através do uso da IF em 10 MHz,

proveniente do processo de *downconversion* no transmissor. Ao inserir um segundo *mixer*, agora no módulo de recepção, recuperou-se o sinal RF na frequência original transmitida de 120 MHz, através da *upconversion* e, devido também à melhora no acoplamento óptico da POF, observou-se um ganho de RF superior ao obtido na configuração com apenas um *mixer*. Nos casos em que o circuito continha um casamento resistivo de impedâncias, os ganhos de RF (+ 20.6 dB e + 25.44 dB) foram maiores do que no circuito sem casamento (+ 14 dB). Foi demonstrado pelo cálculo da CL que esse parâmetro do *mixer* reduz a potência máxima que alimenta a fonte óptica, tendo em vista valores mais elevados de potência fornecidos pelo gerador de funções, podendo esse problema ser contornado com uso de amplificadores. No entanto, torna-se muito mais simples o projeto e utilização de tais dispositivos em frequências mais baixas, sendo capazes, inclusive, de prover um maior ganho em relação às frequências mais elevadas.

No caso em que o LD foi utilizado para gerar a portadora óptica, observaram-se duas situações distintas no que diz respeito ao ganho de RF. Para o sinal em 210 MHz, o ganho foi positivo, uma vez que esse sinal está fora da banda do fotodetector e com isso, ao ser transladado para uma frequência menor e que esteja dentro da banda do PD, no caso 10 MHz, a potência elétrica de saída será maior do que aquela em que o circuito opera puramente em 210 MHz, mesma com as perdas a mais impostas pelos *mixers*. Para o sinal em 120 MHz ocorre justamente o oposto, pois estando esse sinal dentro da banda do detector óptico, sua potência elétrica na saída será bastante significativa, e ao inserir os *mixers* no sistema para geração da IF e reconversão no RX para a frequência original transmitida, as perdas inseridas por esses dispositivos farão com que a potência elétrica na saída em 120 MHz seja menor, produzindo um ganho de RF negativo.

Esses ganhos de RF obtidos, tanto com o LED quanto com o LD, embora pareçam certo de ocorrerem ao analisar a resposta em frequência da fonte óptica, não o são, já que, embora na caracterização seja empregado um tom senoidal puro, na prática, em sistemas de telecomunicações, a IF sempre estará carregando algum tipo de informação.

Além das limitações impostas pela banda do LED no enlace em que este funciona como fonte óptica e pela banda do fotodetector no circuito com o diodo *laser*, há também, devido à dispersão modal, a limitação da banda analógica da fibra empregada (POF-SI com base PMMA), cujo valor é de cerca de 50 MHz.100m. Assim, é imediato verificar que transmitir um sinal em 10 MHz é mais vantajoso do que em 120 MHz ou 210 MHz, pois para transmitir sinais nessas frequências sem a preocupação da banda da POF, o tamanho do enlace deveria ser reduzido drasticamente. Para 120 MHz, ficaria reduzido à ordem de 50 metros. Já para transmitir em 10 MHz, o enlace poderia chegar a cerca de 500 metros, representando um aumento extremamente significativo, principalmente se considerarmos aplicações em que o distanciamento entre as antenas e suas unidades de processamento se faz necessário, por exemplo.

Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se a caracterização do LD verde com relação às não-linearidades devidas aos produtos de intermodulação de 2^a e 3^a ordens, fundamentalmente os de 3^a ordem, pois suas presenças podem impactar negativamente a integridade do sinal de interesse na recepção, sendo muito difícil sua filtragem, a depender do tipo de circuito utilizado e sua aplicação. Sugere-se também aumentar o tamanho do enlace, a fim de se verificar o comportamento do sinal em IF em comprimentos maiores de fibra óptica, além do emprego de POFs DSI e GI, de forma a analisar

os efeitos atenuantes e dispersivos nesses tipos de fibra e a viabilidade de se utilizar tais fibra em um sistema como o estudado e também a utilização de um fotodetector com uma banda passante maior do que o empregado nos experimentos aqui expostos, de preferência acima da banda calculada do LD (1.07 GHz), a fim de verificar o comportamento do sinal IF em frequências mais altas, seja devido ao tipo de casamento de impedâncias, seja com relação ao tipo de fibra empregada. Por fim, sugere-se medir tanto a resposta em frequência quanto a linearidade do canal utilizando o sinal IF carregando algum tipo de modulação.

Referências Bibliográficas

- [1] SEEDS, A. J. “Microwave photonics”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 50, n. 3, pp. 877–887, 2002.
- [2] BERTOLOTTI, M. The History of the Laser. CRC Press, 2004. ISBN: 9781420033403. Available at: <<https://books.google.com.br/books?id=J0bDnEtzMJUC>>.
- [3] KOIKE, Y. Fundamentals of Plastic Optical Fibers. jan. 2015.
- [4] GLOGE, D. “Optical Fibers for Communication”, Appl. Opt., v. 13, n. 2, pp. 249–254, Feb 1974. doi: 10.1364/AO.13.000249. Available at: <<http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-13-2-249>>.
- [5] ZUBIA, J., ARRUE, J. “Plastic Optical Fibers: An Introduction to Their Technological Processes and Applications”, Optical Fiber Technology, v. 2, pp. 101–140, 04 2001. doi: 10.1006/ofte.2000.0355.
- [6] MUROFUSHI, H. “Low Loss Perfluorinated POF”, Fifth International Conference on Plastic Optical Fibres and Applications - POF '96, pp. 17–23, 1996. Available at: <<https://ci.nii.ac.jp/naid/10022381820/en/>>.
- [7] KUZYK, M. “All-Optical Polymer Fiber Devices”, Chemical Physics - CHEM PHYS, v. 245, pp. 5, 01 1998.
- [8] BHOWMIK, K., PENG, G.-D. “Polymer Optical Fibers”. pp. 1–51, 03 2019. doi: 10.1007/978-981-10-1477-23_8-1.
- [9] COX, III, C. H. Analog Optical Links: Theory and Practice. Cambridge University Press, 2004. doi: 10.1017/CBO9780511536632.
- [10] URICK, V., WILLIAMS, K., MCKINNEY, J. Fundamentals of Microwave Photonics. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2015. ISBN: 9781118293201. Available at: <<https://books.google.com.br/books?id=6MQhBgAAQBAJ>>.
- [11] BOWERS, J. E., CHIPALOSKI, A. C., BOODAGHIANS, S., et al. “Long distance fiber-optic transmission of C-band microwave signals to and from a satellite antenna”, Journal of Lightwave Technology, v. 5, pp. 1733, dez. 1987. doi: 10.1109/JLT.1987.1075466.
- [12] RIBEIRO, J. A. J. Moduladores Eletroópticos Integrados Empregando Cristais de Niobato de Lítio. Tese de Doutorado, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 1998.

- [13] CAPMANY, J., NOVAK, D. “Microwave photonics combines two worlds”, Nature Photonics, v. 1, pp. 319–330, 06 2007. doi: 10.1038/nphoton.2007.89.
- [14] GHELFI, P., LAGHEZZA, F., SCOTTI, F., et al. “Photonics in Radar Systems: RF Integration for State-of-the-Art Functionality”, IEEE Microwave Magazine, v. 16, pp. 74–83, 2015.
- [15] NIE, H., ZHANG, F., YANG, Y., et al. “Photonics-based integrated communication and radar system”. pp. 1–4, 10 2019. doi: 10.1109/MWP.2019.8892218.
- [16] ZHANG, F., GAO, B., PAN, S. “Photonics-based MIMO radar with high-resolution and fast detection capability”, Opt. Express, v. 26, n. 13, pp. 17529–17540, Jun 2018. doi: 10.1364/OE.26.017529. Available at: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-26-13-17529>>.
- [17] NOVAK, D. “Enabling Microwave Photonic Technologies for Antenna Remoting”, 02 2009.
- [18] ZHOU, W., ANDERSON, S., JIANG, L., et al. “Integrated Photonics for RF-Photonic Phased-Array Radar System”. pp. 1–4, 08 2018. doi: 10.1109/RAPID.2018.8508910.
- [19] HECK, M. “Highly integrated optical phased arrays: Photonic integrated circuits for optical beam shaping and beam steering”, Nanophotonics, v. 6, 01 2016. doi: 10.1515/nanoph-2015-0152.
- [20] PRIEST, T. S., MANKA, M. E., GUPTA, K. “Demonstration of a microwave photonic link insertion into the ALR-2001 EW system”, ACOFT/AOS 2006 - Australian Conference on Optical Fibre Technology/Australian Optical Society, pp. 31–33, 2006.
- [21] STARK, A. J., DAVIS, K., WARD, C., et al. “Photonics for electronic warfare”. In: 2014 IEEE Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference (AVFOP), pp. 3–4, 2014.
- [22] MANKA, M. E. “Microwave photonics for Electronic Warfare applications”. In: 2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, pp. 275–278, 2008.
- [23] ACKERMAN, E., COX, C., DREHER, J., et al. “FIBER-OPTIC ANTENNA REMOTING FOR RADIOASTRONOMY APPLICATIONS”. 2002.
- [24] WILLIAMSON, R., ESMAN, R. D. “RF Photonics”, J. Lightwave Technol., v. 26, n. 9, pp. 1145–1153, May 2008. Available at: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-26-9-1145>>.
- [25] SYSTEMS, B. “AN/ALE-55 Fiber-Optic Towed Decoy”. Maio 2020. Available at: <<https://www.baesystems.com/en/product/anale55-fiberoptic-towed-decoy>>.
- [26] PLUTA, S., STEWART, R., KORSON, J. “Radio over fibre technology for shipboard antenna links”, Journal of Marine Engineering & Technology, v. 16, pp. 1–12, 09 2017. doi: 10.1080/20464177.2017.1381064.
- [27] SEEDS, A. J., WILLIAMS, K. J. “Microwave Photonics”, Journal of Lightwave Technology, v. 24, n. 12, pp. 4628–4641, 2006.

- [28] ZACH, S., SINGER, L. “RF Photonics - Why Should Defense Take Notice?” In: 2006 IEEE 24th Convention of Electrical Electronics Engineers in Israel, pp. 408–412, 2006.
- [29] PRIEST, T. S., PALUMBO, D. A., GUPTA, K. K., et al. “High dynamic range analog photonic links for electronic warfare systems”. In: IEEE Conference Avionics Fiber-Optics and Photonics, 2005., pp. 66–, 2005.
- [30] COUTINHO, O. L. Fotônica em Sistemas de RF para Transmissão e Processamento de Sinais Radar. Tese de Doutorado, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2011.
- [31] KEISER, G. Comunicações por Fibras Ópticas - 4.ed. AMGH Editora, 2014. ISBN: 9788580553987. Available at: <<https://books.google.com.br/books?id=vu4VBAAAQBAJ>>.
- [32] MANASREH, O. Semiconductor Heterojunctions and Nanostructures. McGraw-Hill Education, 2005. ISBN: 9780071469685. Available at: <<https://books.google.com.br/books?id=6dSsBAAAQBAJ>>.
- [33] DA SILVA XAVIER, O. Desenvolvimento de uma Sonda Optoeletrônica para HF-VHF com Compensação da Variação da Atenuação no Enlace de Fibra Óptica Plástica. Tese de Mestrado, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2009.
- [34] NAKAMURA, S., SENOH, M., MUKAI, T. “P-GaN/N-InGaN/N-GaN Double-Heterostructure Blue-Light-Emitting Diodes”, Japanese Journal of Applied Physics, v. 32, n. Part 2, No.1A/B, pp. L8–L11, jan 1993. doi: 10.1143/jjap.32.l8. Available at: <<https://doi.org/10.1143%2Fjjap.32.l8>>.
- [35] NAKAMURA, S., SENOH, M., IWASA, N., et al. “High-Brightness InGaN Blue, Green and Yellow Light-Emitting Diodes with Quantum Well Structures”, Japanese Journal of Applied Physics, v. 34, n. Part 2, No. 7A, pp. L797–L799, jul 1995. doi: 10.1143/jjap.34.l797. Available at: <<https://doi.org/10.1143%2Fjjap.34.l797>>.
- [36] RIBEIRO, R. M., MARTINS, L., WERNECK, M. M. “Wavelength demodulation of ultrabright green light-emitting diodes for electrical current sensing”, IEEE Sensors Journal, v. 5, n. 1, pp. 38–47, Feb 2005. ISSN: 1530-437X. doi: 10.1109/JSEN.2004.838663.
- [37] GAPONENKO, S. V. Introduction to Nanophotonics. Cambridge University Press, 2010. doi: 10.1017/CBO9780511750502.
- [38] CSELE, M. Fundamentals of Light Sources and Lasers. A Wiley-Interscience publication. Wiley, 2004. ISBN: 9780471476603. Available at: <<https://books.google.com.br/books?id=8Q003u9IfPYC>>.
- [39] PETERMAN, K. R., ARNOLD, G. “Noise and distortion characteristics of semiconductor lasers in optical fiber communication systems”. 1982.
- [40] Data Sheet. Roithner LaserTechnik, Jan 2019.

- [41] WU, T.-C., CHI, Y.-C., WANG, H.-Y., et al. “Blue Laser Diode Enables Underwater Communication at 12.4 Gbps”, Scientific Reports, v. 7, pp. 40480, 01 2017. doi: 10.1038/srep40480.
- [42] HUANG, Y.-F., CHI, Y.-C., KAO, H.-Y., et al. “Blue Laser Diode Based Free-space Optical Data Transmission elevated to 18 Gbps over 16 m”, Scientific Reports, v. 7, 12 2017. doi: 10.1038/s41598-017-10289-y.
- [43] WANG, W.-C., WANG, H.-Y., LIN, G.-R. “Ultrahigh-speed violet laser diode based free-space optical communication beyond 25 Gbit/s”, Scientific Reports, v. 8, 12 2018. doi: 10.1038/s41598-018-31431-4.
- [44] MUKHTAR, S., XIAOBIN, S., ASHRY, I., et al. “Tunable Violet Laser Diode System for Optical Wireless Communication”, IEEE Photonics Technology Letters, v. 32, n. 9, pp. 546–549, 2020. doi: 10.1109/LPT.2020.2983548.
- [45] KRUGLOV, R., VINOGRADOV, J., ZIEMANN, O., et al. “Eye-Safe Data Transmission of 1.25 Gbit/s Over 100-m SI-POF Using Green Laser Diode”, IEEE Photonics Technology Letters, v. 24, n. 3, pp. 167–169, Feb 2012. ISSN: 1041-1135. doi: 10.1109/LPT.2011.2174631.
- [46] ATEF, M., SWOBODA, R., ZIMMERMANN, H. “Real-time 1.25-Gb/s transmission over 50-m SI-POF using a green laser diode”, Photonics Technology Letters, IEEE, v. 24, pp. 1331–1333, 08 2012. doi: 10.1109/LPT.2012.2203119.
- [47] ZIEMANN, O., KRAUSER, J., ZAMZOW, P., et al. POF handbook: Optical short range transmission systems. 01 2008. doi: 10.1007/978-3-540-76629-2.
- [48] ATEF, M., ZIMMERMANN, H. Optical Communication over Plastic Optical Fibers : Integrated Optical Receiver Technology, v. 172. 01 2013. doi: 10.1007/978-3-642-30388-3.
- [49] GARITO, A. F., WANG, J., GAO, R. “Effects of Random Perturbations in Plastic Optical Fibers”, Science, v. 281, n. 5379, pp. 962–967, 1998. ISSN: 0036-8075. doi: 10.1126/science.281.5379.962. Available at: <<https://science.sciencemag.org/content/281/5379/962>>.
- [50] RIBEIRO, R. M. “Notas de Aula da Disciplina Fibras Ópticas Poliméricas”. Universidade Federal Fluminense, 2019.
- [51] KOIKE, Y., ISHIGURE, T. “High-Bandwidth Plastic Optical Fiber for Fiber to the Display”, J. Lightwave Technol., v. 24, n. 12, pp. 4541–4553, Dec 2006. Available at: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-24-12-4541>>.
- [52] WATANABE, Y., TANAKA, C. “Current status of perfluorinated GI-POF and 2.5 Gbps data transmission over it”. In: OFC 2003 Optical Fiber Communications Conference, 2003., v. 1, pp. 12–13, March 2003. doi: 10.1109/OFC.2003.1247452.
- [53] ISHIGURE, T., KOIKE, Y., W. FLEMING, J. “Optimum index profile of the perfluorinated polymer-based GI polymer optical fiber and its dispersion properties”, Lightwave Technology, Journal of, v. 18, pp. 178 – 184, 03 2000. doi: 10.1109/50.822790.

- [54] AMERICA, O. Fiber Optics Handbook: Fiber, Devices, and Systems for Optical Communications. McGraw-Hill field manuals. McGraw-Hill Education, 2001. ISBN: 9780071414777. Available at: <https://books.google.com.br/books?id=VJqsWHR9asoC>.
- [55] KULDEEP YADAV, ATUL KUMAR, K. T. “DIODE MIXER”, International Journal of Innovative Research in Technology, v. 1, pp. 1436–1439, nov 2014.
- [56] MARKI, F., MARKI, C. “Microwave Mixer Basics Primer - A Tutorial for RF & Microwave Mixers”. 2010.
- [57] POZAR, D. M. Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc.
- [58] IEZEKIEL, S. Microwave Photonics: Devices and Applications. Abr 2009. doi: 10.1002/9780470744857.
- [59] CHANG, W. S. C. Principles of Lasers and Optics. Cambridge University Press, 2005. doi: 10.1017/CBO9780511755712.
- [60] ACKERMAN, E. I., COX, C. H. “RF Fiber-Optic Link Performance”, IEEE Microwave Magazine, v. 2, n. 4, pp. 50–58, Dez 2001. ISSN: 1527-3342. doi: 10.1109/6668.969935.
- [61] MARQUES, R. “Notas de Aula da Disciplina Processamento Fotônico de Microondas”. Universidade Federal Fluminense, 2018.
- [62] COX, C., ACKERMAN, E., HELKEY, R., et al. “Techniques and Performance of Intensity-Modulation Direct-Detection Analog Optical Links”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 45, n. 8, pp. 1375–1383, Aug 1997. ISSN: 0018-9480. doi: 10.1109/22.618439.
- [63] COUTINHO, O. L. Aplicação de Moduladores Eletroópticos em Enlaces Analógicos a Fibra Óptica. Tese de Mestrado, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, 2005.
- [64] AGRAWAL, G. Fiber-Optic Communication Systems: Fourth Edition. 01 2012. doi: 10.1002/9780470918524.
- [65] CHEN, C., DENG, X., YANG, Y., et al. “LED Nonlinearity Estimation and Compensation in VLC Systems Using Probabilistic Bayesian Learning”, Applied Sciences, v. 9, pp. 2711, 07 2019. doi: 10.3390/app9132711.
- [66] AL-RUBAIAI, M., TAN, X. “Design and development of an LED-based optical communication system with active alignment control”. In: 2016 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), pp. 160–165, 2016. doi: 10.1109/AIM.2016.7576760.
- [67] LANGE, V., HÖNL, R. “LED as transmitter and receiver in POF - based bidirectional communication systems”, 2018 International IEEE Conference and Workshop in Óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE), pp. 000137–000142, 2018.
- [68] PHOTONICS SYSTEMS, I. “PSI-1600-10L”. Available at: http://www.photonicsinc.com/pdfs/1600_10L/PSI-1600-10L%20RF%20Photonic%20Link%20Series%204_19.pdf.

- [69] MICROWAVE PHOTONIC SYSTEMS, I. “OFW-5800 - Fiber Optic Antenna Link”. Available at: <https://www.b2bphotonics.com/data-sheet/OFW-5800.pdf>.
- [70] THORLABS. “520 nm Laser Diode, 50 mW”. 2015. Available at: <https://www.thorlabs.com/drawings/250a8951afc5640c-1863D171-AE08-775E-D6A842C590FEE557/L520P50-SpecSheet.pdf>.

Apêndice A

Datasheet do Diodo Laser L520P50



L520P50

Description

This 520 nm, 50 mW laser diode is a compact light source suited for a variety of applications including fluorescence and spectroscopic measurements, DNA sequencing, flow cytometry, imaging, and microscopy. It comes in a Ø5.6 mm TO package with an A pin configuration. It is recommended to have the base of the laser diode in good thermal contact with a heat sink.

Specifications

Absolute Maximum Ratings*	
Specification	Maximum
Forward Current, CW	200 mA
LD Reverse Voltage	2 V
Operating Case Temperature	-20 to +60 °C
Storage Temperature	-40 to +85 °C
Soldering Temperature, <10 seconds	260 °C
Junction Temperature	150 °C

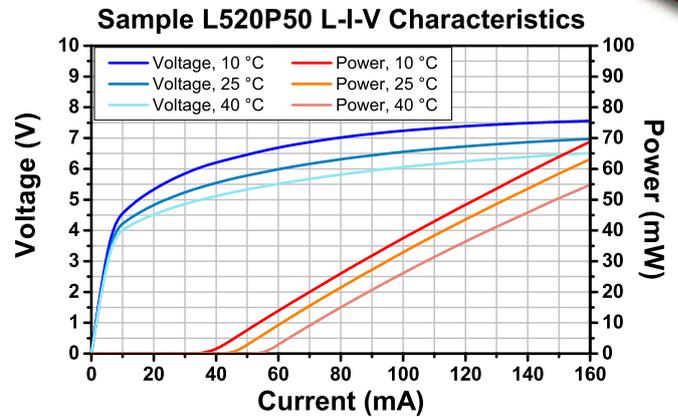
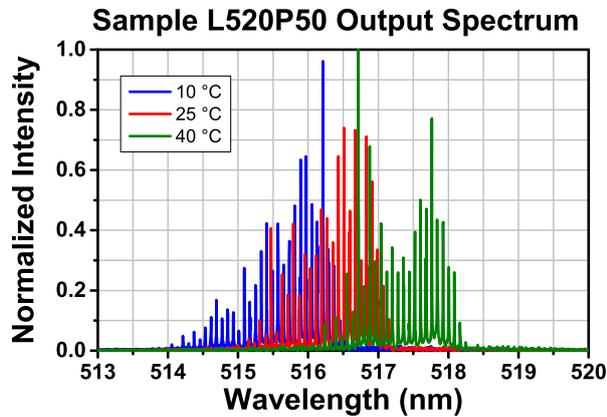


*Absolute Maximum Rating specifications should never be exceeded. Operating at or beyond these conditions can permanently damage the laser.

L520P50 Specifications					
		Symbol	Min	Typical	Max
Center Wavelength @ P _{op}		λ_o	510 nm	520 nm	530 nm
Output Power, CW		P _{op}	-	50 mW	-
Threshold Current		I _{TH}	-	45 mA	75 mA
Operating Current CW @ P _{op}		I _{op}	-	150 mA	-
Max Recommended Operating Current	-20 to +40 °C	I _{op}	-	-	160 mA
	+40 to +60 °C	I _{op}	-	-	140 mA
Operating Voltage @ P _{op}		V _{op}	-	7.0 V	8.0 V
Slope Efficiency		η	-	0.5 W/A	-
Polarization Extinction Ratio (TE/TM)		PER	-	20 dB	-
Beam Divergence (FWHM)	Parallel @ P _{op}	$\theta_{//}$	4°	7°	11°
	Perpendicular @ P _{op}	θ_{\perp}	16	22°	25°
Monitor Current @ P _{op}		I _{PD}	-	90 μ A	-
Thermal Resistance, Junction to Case		R _{th}	-	34 K/W	-
Modulation Frequency		f	-	>100 MHz	-

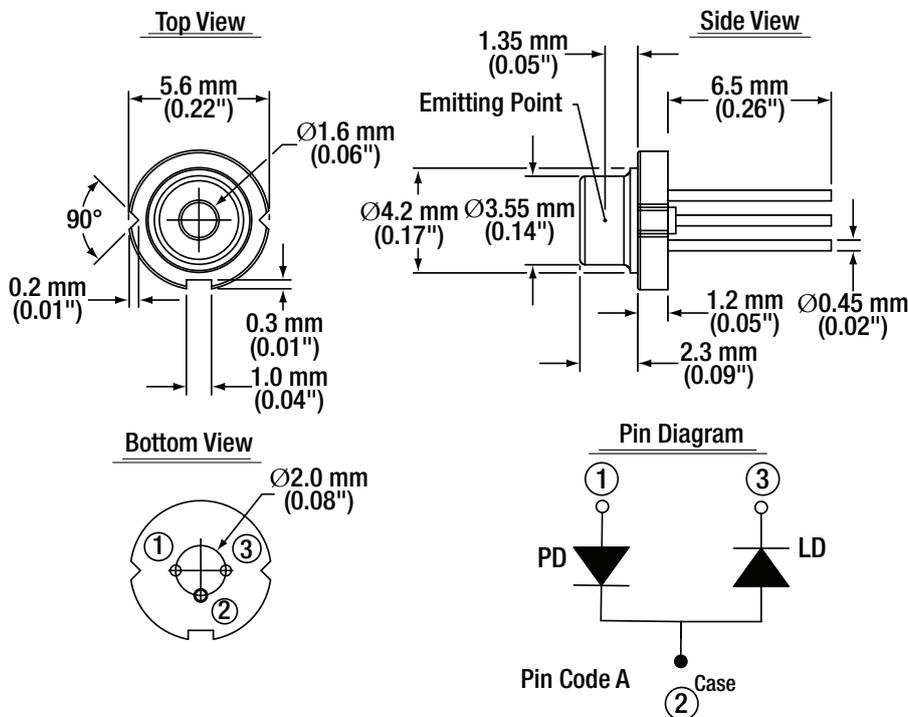
T_{CASE} = 25 °C

Performance Plots



The data presented here is for one particular laser diode. Slight variations in performance data will occur from device to device. The sample spectrum of the L520P50 laser diode was measured at 10 °C, 25 °C, and 40 °C using a Thorlabs OSA201 Spectrum Analyzer with resolution of 7.5 GHz. The L-I-V characteristics data was taken at 10 °C, 25 °C, and 40 °C. Please visit our website for raw spectral data and L-I-V characteristics at 10 °C, 25 °C, and 40 °C.

Drawings



Pin	Description
1	PD Anode
2	Case
3	LD Cathode

Apêndice B

Especificações do *Laser Mount*

LDM9T/M

Chapter 8 Specifications

Performance Specifications	
Lasers Supported	Ø5.6 mm and Ø9 mm Laser Diodes
Max Laser Current	200 mA ($T_{\text{ambient}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{LD}} = 3\text{ V}$)
Laser Diode Compliance Voltage	7.5 V
Laser Pin Configurations	All LD Packages Except Style "F"
LDC Modulation Frequency	DC to 200 kHz
RF Modulation Frequency ¹	200 kHz to 1 GHz
RF Input Impedance	50 Ω
Maximum RF Power	250 mW
Maximum TEC Current	1 A (Internally Regulated)
TEC Heating/Cooling Capacity	0.5 W ($T_{\text{ambient}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $T_{\text{LD}} = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$) See SOA Curve, page 12
Typical Temperature Range	20 to 30 $^{\circ}\text{C}$
Temperature Stability	<0.02 $^{\circ}\text{C}$ (1 hour) <0.05 $^{\circ}\text{C}$ (24 hour)
Typical Settling Time	<2 min heating, <3 min cooling
Temperature Sensors	10 k Ω Thermistor $\pm 2\%$ @ 25 $^{\circ}\text{C}$, NTC
Operating Temperature	10 to 30 $^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	-20 to 70 $^{\circ}\text{C}$

Power Supply Specifications	
TEC Power Supply	Desktop Switching Supply
Supply Input	12 W
Supply Voltage Output	5 VDC

¹ Modulate Low Frequencies Through LD Controller

Physical Specifications	
Laser Polarity Select	Internal Slide Switches
Laser Interface	DB9 Female
Power Supply Connector	2.5 mm Power Jack
RF Input Connector	SMA Jack
Interlock Connector	2.5 mm Phono Jack
Indicators	LD Enabled, Power On Green LED
Size (L x W x H)	3.09" x 2.89" x 1.79" (78.4 mm x 73.3 mm x 45.5 mm)
Weight	0.56 lbs (1.55 lbs ship weight)
Mounting Threads	3x #8-32 (3x M4-0.7 for LDM9T/M)

Apêndice C

Especificações do *Driver* de Corrente LDC205C

5.1.4 LDC205C

Current Control (Constant Current Mode)	
Control Range	0 to ± 500 mA
Compliance Voltage	>10 V
Resolution	10 μ A
Accuracy	± 0.5 mA
Noise Without Ripple (10Hz to 10MHz, rms, typ.)	< 3 μ A
Ripple (50/60Hz, rms, typ.)	< 2 μ A
Transients (typ.)	< 0.5 mA
Drift, 24hours (typ., 0-10Hz, at constant ambient temperature)	<10 μ A
Temperature Coefficient	<50 ppm/ $^{\circ}$ C
Current Limit	
Setting Range	0 to >500 mA
Resolution	10 μ A
Accuracy	± 1.5 mA
Power Control (Constant Power Mode)	
Photo Current Control Range	25 μ A to 10 mA
Photo Current Resolution	1 μ A
Photo Current Accuracy	± 10 μ A
Analog Modulation Input	
Input Resistance	10 k Ω
Small Signal 3dB Bandwidth, CC Mode	DC to 150 kHz
Modulation Coefficient, CC Mode	50 mA/V $\pm 5\%$
Modulation Coefficient, CP Mode	1 mA/V $\pm 5\%$
Laser Current Monitor Output	
Load Resistance	>10 k Ω
Transmission Coefficient	20 V/A $\pm 5\%$
General data	
Maximum Power Consumption	30 VA
Weight	<3.1 kg

All technical data are valid at $23 \pm 5^{\circ}$ C and $45 \pm 15\%$ humidity

Apêndice D

Datasheet do *Mixer* de Frequências

ZFM-2H+

Coaxial Frequency Mixer

Level 17 (LO Power +17 dBm) 5 to 1000 MHz

ZFM-2H+



SMA version shown
CASE STYLE: K18

Connectors	Model
BNC	ZFM-2H+
SMA	ZFM-2H-S+
BRACKET (OPTION "B")	

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	200mW
IF Current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

LO	1
RF	2
IF	3

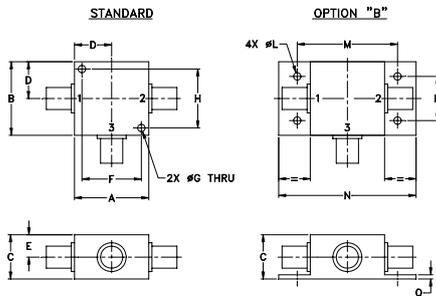
Features

- low conversion loss, 6.12 dB typ.
- good L-R isolation, 40 dB typ, L-I, 35 dB typ.
- rugged shielded case

Applications

- VHF/UHF
- cellular
- instrumentation

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.00	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt
--	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
--	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	70.0

Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)	IF	CONVERSION LOSS (dB)				LO-RF ISOLATION (dB)						LO-IF ISOLATION (dB)					
		Mid-Band		Total Range Max.	m	L		M		U		L		M		U	
f_L - f_U		\bar{X}	σ			Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.
5-1000	DC-1000	6.12	0.12	7.0	10.0	50	40	40	30	30	20	45	40	35	25	25	17

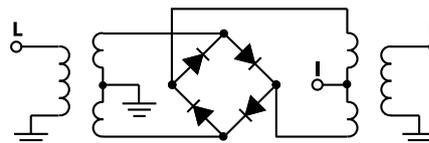
1 dB COMP.: +14 dBm typ.

L = low range [f_L to $10 f_L$] M = mid range [$10 f_L$ to $f_U/2$] U = upper range [$f_U/2$ to f_U]
m = mid band [$2f_L$ to $f_U/2$]

Typical Performance Data

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
RF	LO	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm
5.00	35.00	5.75	73.03	64.57	1.24	1.51
35.15	65.15	5.75	53.95	50.91	1.10	1.53
65.30	95.30	5.78	47.75	44.94	1.10	1.52
125.61	95.61	5.83	45.94	42.85	1.09	1.44
185.91	155.91	5.88	41.73	38.74	1.09	1.43
216.06	186.06	5.87	40.07	37.26	1.10	1.39
276.37	246.37	5.70	37.49	34.59	1.11	1.38
336.67	306.67	5.62	35.70	32.97	1.11	1.40
396.98	366.98	5.78	35.50	32.29	1.12	1.37
457.28	427.28	6.15	33.92	30.55	1.13	1.36
517.58	487.58	5.88	34.70	29.07	1.15	1.37
547.74	517.74	5.91	35.38	29.45	1.15	1.39
608.04	578.04	6.36	34.75	28.29	1.16	1.38
668.34	638.34	6.50	34.53	27.06	1.17	1.38
728.65	698.65	6.30	33.69	25.41	1.20	1.36
788.95	758.95	6.43	32.39	25.21	1.22	1.45
849.26	819.26	7.56	32.23	24.28	1.26	1.49
909.56	879.56	8.59	32.46	23.91	1.34	1.52
969.86	939.86	8.55	32.66	24.30	1.46	1.54
1000.00	970.00	8.57	32.20	24.05	1.62	1.53

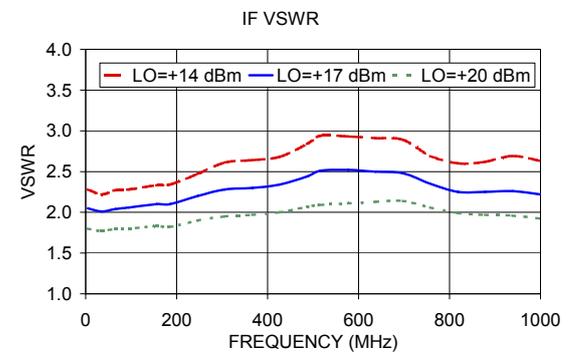
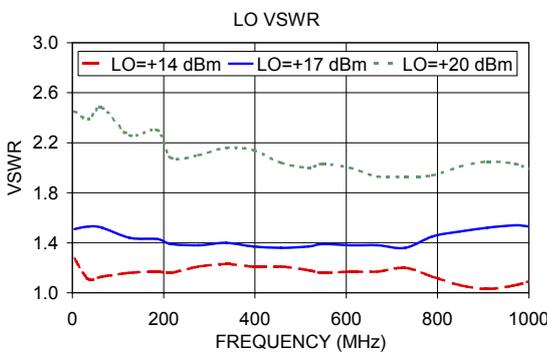
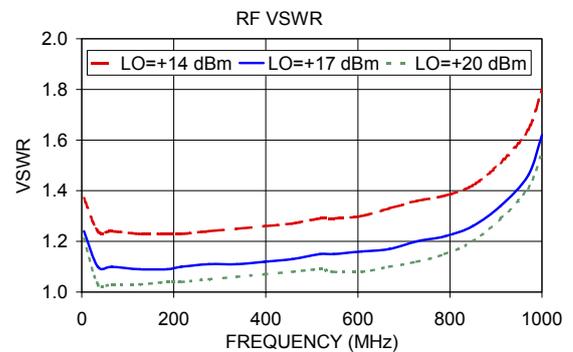
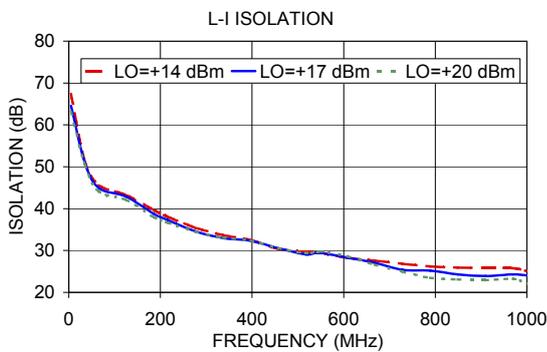
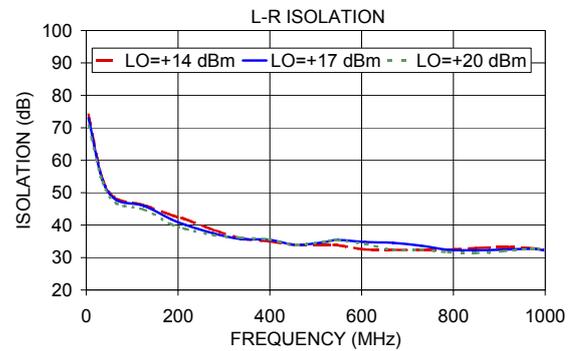
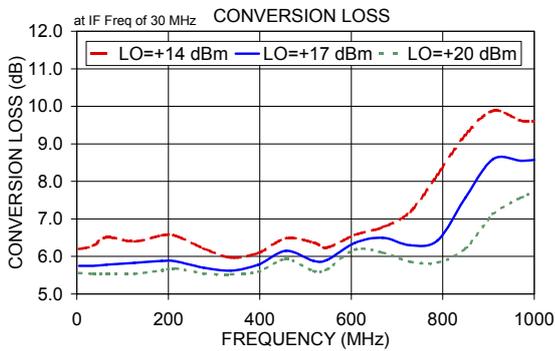
Electrical Schematic



Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp





Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



Apêndice E

Especificações do Fotodetector DET10A

Chapter 7 Specifications

All measurements are performed at 25 °C ambient temperature unless stated otherwise.

Electrical Specifications		
Detector	-	Silicon
Active Area	-	Ø1.0 mm (0.8 mm ²)
Wavelength Range ^a	λ	200 to 1100 nm
Peak Wavelength	λ_p	730 nm (Typ.)
Peak Response ^b	$\mathfrak{R}(\lambda_p)$	0.44 A/W (Typ.)
Shunt Resistance	R_{sh}	1 GΩ (Typ.)
Diode Capacitance	C_J	6 pF (Typ.)
Rise Time ^{b,c,d}	t_r	1 ns (Typ.)
NEP (830 nm)	-	5.0×10^{-14} W/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (Typ.)
Photodiode Bias Voltage	V_R	10 V
Dark Current ^e	I_D	0.3 nA (Typ.) 2.5 nA (Max)
Output Voltage	V_{OUT}	0 to 10 V
General		
On/Off Switch	Slide	
Battery Check Switch	Momentary Pushbutton	
Output	BNC (DC Coupled)	
Package Size	2.8" x 1.9" x 0.83" (70 mm x 48 mm x 21 mm)	
PD Surface Depth	0.13" (3.4 mm)	
Weight	0.2 kg	
Accessories	SM1T1 Coupler SM1RR Retainer Ring	
Storage Temp	-20 to 70 °C	
Operating Temp	10 to 50 °C	
Battery	A23, 12 V _{DC} , 40 mAh	
Low Battery Voltage ^f	(See Battery Check)	
V_{OUT} (Hi-Z)	~9 V	
V_{OUT} (50Ω)	~400 mV	

^a When long-term UV light is applied, the product specifications may degrade. For example, the product's UV response may decrease and the dark current may increase. The degree to which the specifications may degrade is based upon factors such as the irradiation level, intensity, and usage time.

^b Measured with specified bias voltage of 10.0 V.

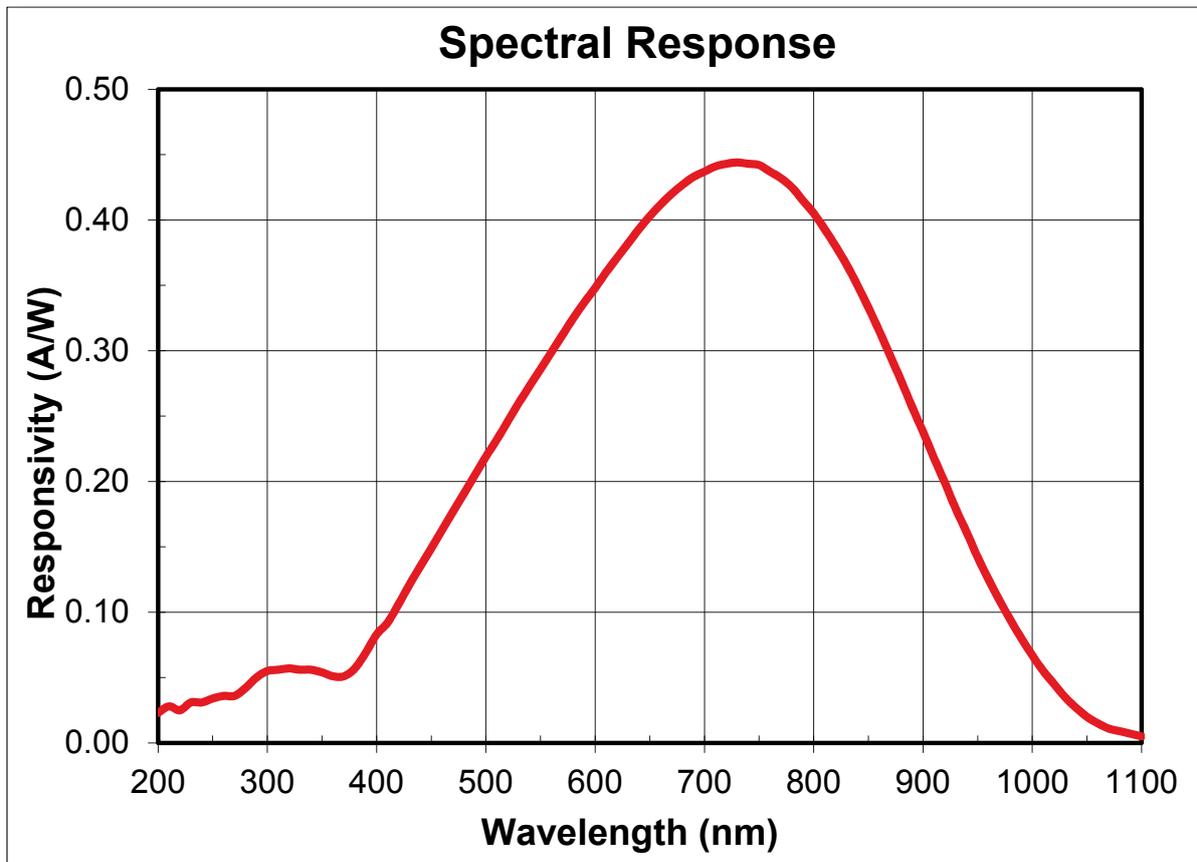
^c Low battery voltage will result in slower rise times and decreased bandwidth.

^d For a 50 Ω Load

^e Measured with a 1 MΩ Load

^f Assumes the battery voltage drops below 9.6 V. The reverse protection diode generates a 0.6 V drop.

7.1. Response Curve



Apêndice F

Especificações do Fotodetector PDA10A

PDA10A Operating Manual - Wideband Amplified Silicon Detector

Description:

The PDA10A is a wideband amplified, silicon detector designed for detection of light signals from DC to 150 MHz. A buffered output drives a 50Ω input impedance up to 5 volts. The PDA10A housing includes a removable threaded coupler that is compatible with any number of Thorlabs 1" and ½" threaded accessories. This allows convenient mounting of external optics, light filters, and apertures, as well as providing an easy mounting mechanism using the Thorlabs cage assembly accessories.

The PDA10A has two 8-32 tapped mounting hole with a 0.25" mounting depth and includes a 120VAC AC/DC power supply. The PDA10A-EC has two M4 tapped mounting holes and includes a 230VAC AC/DC power supply.

Specifications:

Electrical:		General:	
Detector	Silicon	On / Off Switch	Slide
Active Area	0.8mm ² (∅1.0mm)	Output	BNC
Response	200 to 1100 nm	Optical Head Size	2.8"x1.9" x 0.83" 70mm x 48mm x 21mm
Peak Response (typ)	0.45 A/W (750nm)	Weight ³	0.15 / 2.1 lbs
Small Signal Bandwidth ¹	150MHz (min.)	Accessories	SM1T1 Coupler SM1RR Retainer Ring
NEP (960 nm)	3.5x10 ⁻¹¹ W/√Hz (max.)	Storage Temp	-25 to 70°C
Noise (RMS)	1.0mV (1.5mV max.)	Operating Temp	10 to 50°C
Dark Offset	10mV (max.)	AC Power Supply	AC - DC Converter
Output Voltage (50Ω)	0 to 5V	Input Power	100-120VAC (220-240VAC -EC version) 50-60Hz, 5W
Output voltage	0 to 10V		
Transimpedance Gain			
Hi-Z	1 x 10 ⁴ V/A		
50Ω	5 x 10 ³ V/A		

1. The small signal bandwidth was measured with output amplitude of 200mV and a dc offset of 200mV, driving a 50Ω load termination.
2. All measurements performed with a 50Ω load unless stated otherwise.
3. Detector Package / Power Supply

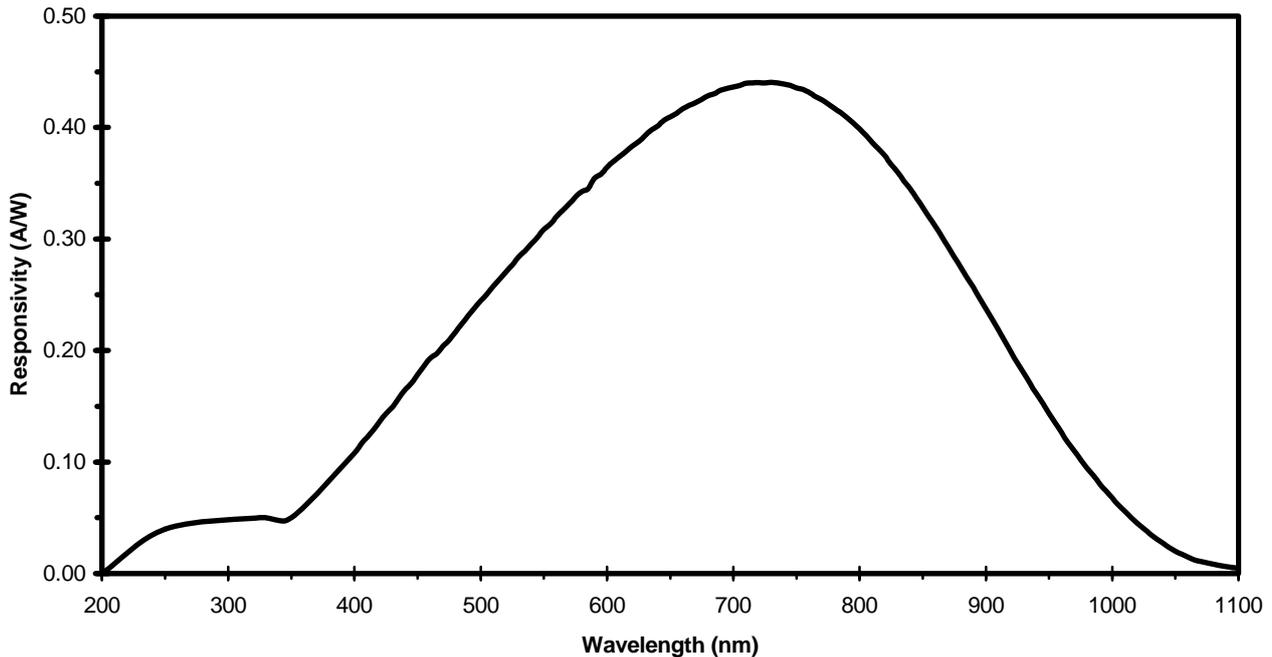
Setup

- Unpack the optical head, install a Thorlabs TR-series ½" diameter post into one of the 8-32 (M4 on -EC version) tapped holes, located on the bottom and side of the sensor, and mount into a PH-series post holder.
- Connect the power supply 3-pin plug into the mating receptacle on the PDA10A.
- Plug the power supply into a 50-60Hz, 100-120VAC outlet (220-240VAC for -EC version).
- Attach a 50Ω coax cable (i.e. RG-58U) to the output of the PDA. When running cable lengths longer than 12" we recommend terminating the opposite end of the coax with a 50Ω resistor (Thorlabs p/n T4119) for maximum performance.

Operation

- Switch the PDA10A on, using the "POWER" slide switch on the top of the unit. 'I' indicated on and 'O' indicates off.
- The light to voltage conversion can be estimated by factoring the wavelength-dependent responsivity of the Silicon detector with the transimpedance gain as shown below:
[E.g. output in volts / watt = transimpedance gain (V/A) x responsivity (A/W)]
- The maximum output of the PDA10A is 10 volts for high impedance loads (5V for 50Ω loads). The output signal should be below the maximum output voltage to avoid saturation. If necessary, use external neutral density filters to reduce the input light level.
- For maximum linearity performance when measuring focused beams, fiber outputs, or small diameter beams, do not exceed a maximum intensity of 10mW/cm².
- Because of the finite gain-bandwidth performance common to all amplifier circuits, the bandwidth of the PDA10A decreases with increased output signal levels.

Figure 1 - PDA10A Spectral Responsivity Curve



Fiber Adapters and Other Accessories

Thorlabs sells a number of accessories that are compatible with the 1" and ½" threads on the PDA housing including FC, SMA, and ST fiber adapters, stackable lens tubes for mounting optics, and cage assemblies that allow the PDA to be incorporated into elaborate 3-D optical assemblies.

Caution: The PDA10A was designed to allow maximum accessibility to the photodetector by having the front surface of the diode flush with the outside of the PDA housing. When using fiber adapters, make sure that the fiber ferrule does not crash into the detector. Failure to do so may cause damage to the diode and / or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the PDA10A) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.

Also available in the PDA series are InGaAs, switchable gain InGaAs and switchable gain silicon models.

Maintaining the PDA10A

There are no serviceable parts in the PDA10A optical head or power supply. The housing may be cleaned by wiping with a soft damp cloth. The window of the detector should only be cleaned using optical grade wipes. If you suspect a problem with your PDA10A please call Thorlabs and an engineer will be happy to assist you.

Contact

Americas
Thorlabs Inc.
435 Route 206 North
Newton NJ 07860
USA
Ph: (973) 579-7227
Fax: (973) 300-3600
www.thorlabs.com
Email:
techsupport@thorlabs.com

Europe
Thorlabs GmbH
Gaustr. 11
85757 Karlsfeld
Germany
Ph: +49 (0) 8131-59-56-0
Fax: +49 (0) 8131-59-56-99
www.thorlabs.com
Email:
Europe@thorlabs.com

UK and Ireland
Thorlabs, LTD.
1 Saint Thomas Place, Ely
Cambridgeshire CB7 4EX
Great Britain
Ph: +44 (0) 1353-654440
Fax: +44 (0) 1353-654444
www.thorlabs.com
Email:
sales.uk@thorlabs.com

Scandinavia
Thorlabs Sweden AB
Box 141 94
400 20 Göteborg
Sweden
Ph: +46-31-733-30-00
Fax: +46-31-703-40-45
www.thorlabs.com
Email:
Scandinavia@thorlabs.com

Japan
Thorlabs Japan, Inc
5-17-1, Ohtsuka
Bunkyo-ku, Tokyo 112-0012
Japan
Ph: +81-3-5977-8401
Fax: +81-3-5977-8402
www.thorlabs.jp
Email:
sales@thorlabs.jp