

Dissertação apresentada à Pró-Reitoria de Pós-Graduação do Instituto Tecnológico de Aeronáutica, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências no Curso de Pós-Graduação em Ciências e Tecnologias Espaciais, Área de Sensores e Atuadores Espaciais.

Leandro da Silva Lopes

**TÉCNICAS FOTÔNICAS DE CONVERSÃO PARA
ELEVAÇÃO DE FREQUÊNCIA**

Dissertação aprovada em sua versão final pelos abaixo assinados:



Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho
Orientador

Prof. Dr. Pedro Teixeira Lacava
Pró-Reitor de Pós-Graduação

Campo Montenegro
São José dos Campos, SP – Brasil
2019

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Divisão de Informação e Documentação

Lopes, Leandro da Silva

Técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência / Leandro da Silva Lopes.

São José dos Campos, 2019.

105f.

Dissertação de mestrado – Curso de Ciências e Tecnologias Espaciais, Área de Sensores e Atuadores Espaciais – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2019. Orientador: Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho

1. Fotônica. 2. Processamento de Sinais. 3. Modulação óptica. I. Instituto Tecnológico de Aeronáutica. II. Técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

LOPES, Leandro. **Técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência**. 2019. 105f. Dissertação de Mestrado em Sensores e Atuadores Espaciais – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Leandro da Silva Lopes

TÍTULO DO TRABALHO: Técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência

TIPO DO TRABALHO/ANO: Dissertação / 2019

É concedida ao Instituto Tecnológico de Aeronáutica permissão para reproduzir cópias desta dissertação e para emprestar ou vender cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação ou tese pode ser reproduzida sem a sua autorização (do autor).

Leandro da Silva Lopes

Praça Marechal do Ar Eduardo Gomes, 50, Vila das Acácias.

CEP: 12228-900, São José dos Campos - SP

TÉCNICAS FOTÔNICAS DE CONVERSÃO PARA ELEVAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Leandro da Silva Lopes

Composição da Banca Examinadora:

Prof. Dr. Dermeval Carinhana Junior	Presidente	- IEAv
Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho	Orientador	- ITA
Prof. Dr. Marcos Antonio Ruggieri Franco	Membro Interno	- IEAv
Dr. Lauro Paulo da Silva Neto	Membro Externo	- UNIFESP

ITA

*Dedico este trabalho a minha esposa Leticia
e aos meus filhos Laís e Leonardo.*

Agradecimentos

À Deus por me permitir superar os obstáculos que se interpuseram e lograr êxito em mais uma jornada por mim trilhada.

À minha esposa e aos meus filhos por existirem em minha vida tornando-a completa e feliz e por sempre me apoiarem em minhas decisões, somando forças a minha para transpassar as intempéries que eventualmente acometeram-me em minha caminhada.

Ao meu orientador, Professor Dr. Olympio Lucchini Coutinho, pelo companheirismo e por todo auxílio que sempre me prestou de forma intempestiva, mas, principalmente, pela confiança em mim depositada desde o início deste desafio.

Ao Professor Dr. Ângelo Pássaro, que me aceitou no Programa de Pós-Graduação em Ciências e Tecnologias Espaciais, sob sua dedicada e competente égide.

Aos professores das disciplinas cursadas que agregaram muito conhecimento à minha formação e compartilharam o saber de forma ímpar, deixando gravados em minha mente e em meu coração registros indelévels de sabedoria e entusiasmo.

Aos companheiros da equipe do Laboratório de Guerra Eletrônica, em especial ao técnico Felipe Streitenberger Ivo, ao SO Newton Adriano dos Santos Gomes e ao Capitão Romildo Henrique de Souza, não só pelo auxílio na condução dos arranjos experimentais, mas também pelas conversas elucidativas sobre o tema e pelas informais contribuindo para o meu crescimento como cientista.

Aos meus antecessores CF André Paim Gonçalves e CC Alessandro Roberto dos Santos, por todo o suporte dado, colaborando de modo fundamental para a consecução de meu trabalho.

Finalmente, aos meus colegas do Programa de Pós-Graduação em Aplicações Operacionais, pela salutar convivência, pela inserção a mim proporcionada neste seletivo grupo e por todas as trocas de ideias que propiciaram a evolução significativa de meu trabalho.

"Daria tudo que sei pela metade do que ignoro".

René Descartes

Resumo

Esta dissertação realiza uma análise teórica comparativa de arquiteturas empregando técnicas fotônicas para elevação de frequência (*up-conversion*) de sinais analógicos de radiofrequência (RF)/micro-ondas, cujas formulações teóricas são desenvolvidas no segundo capítulo. A primeira configuração estudada é baseada na modulação direta do sinal de um diodo laser (DL) seguida por um interferômetro desbalanceado de Mach-Zehnder (UMZ), visando à recuperação do sinal por meio de detecção direta. O *up-converter* investigado na segunda arquitetura é um enlace de modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD). Ele faz uso das modulações direta e externa em cascata, sendo o modulador de Mach-Zehnder o dispositivo responsável pela modulação em intensidade do sinal da portadora advindo do DL, possibilitando a detecção pelo fotodiodo de modo direto. Além disso, este trabalho apresenta uma proposta de arquitetura híbrida que emprega a combinação da modulação direta da portadora óptica proveniente de um diodo laser, com sua subsequente modulação em fase. Para este caso, é feita uma análise teórica e um experimento de demonstração de conceito, que usa um laser com comprimento de onda centrado em $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$ e sinais com frequências de 500 MHz e de 800 MHz para modulação direta, além de um sinal com frequência de 2 GHz para modulação externa de fase. O sinal resultante das modulações é injetado em um filtro de RF baseado em processamento fotônico utilizando uma fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS). Este filtro efetua a quebra de simetria par das amplitudes do espectro óptico do sinal oriundo do modulador de fase, de modo a converter a modulação de fase (PM) em modulação de intensidade (IM), necessária para que o fotodetector recupere o sinal original de modo direto. Uma análise dos dados obtidos de modo analítico e de forma experimental é abordada, juntamente com a discussão comparativa dos resultados coletados. Finalmente, há um espaço dedicado para comentários conclusivos e a proposição de estudos futuros envolvendo a configuração proposta e implementada experimentalmente neste estudo.

Abstract

This dissertation performs a comparative theoretical analysis of architectures employing photonic techniques for up-conversion of radiofrequency (RF)/microwave analog signals, whose theoretical formulations are developed in the second chapter. The first configuration studied is based on the direct modulation of the signal of a laser diode (LD) followed by an unbalanced interferometer of Mach-Zehnder (UMZ), aiming the recovery of the signal through direct detection. The up-converter investigated in the second architecture is a modulation link in intensity and direct detection (IM/DD). It makes use of the direct and external modulations in cascade, being the modulator of Mach-Zehnder the device responsible for the modulation in intensity of the signal of the carrier coming from the LD, allowing the detection by the photodiode of direct mode. In addition, this work presents a hybrid architecture proposal that employs the combination of the direct modulation of the optical carrier coming from a laser diode, with its subsequent phase modulation. For this case, a theoretical analysis and a concept demonstration experiment using a laser with a wavelength centered at $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$ and signals with 500 MHz and 800 MHz frequencies are used for direct modulation, in addition to a signal with frequency of 2 GHz for external phase modulation. The signal resulting from the modulations is injected into a photonic-based RF filter using a phase-shifted Bragg grating optical fiber (FBG-PS). This filter breaks the symmetry of the optical spectrum amplitudes of the signal from the phase modulator in order to convert the phase modulation (PM) into intensity modulation (IM), necessary for the photodetector to recover the original signal from direct mode. An analysis of the data obtained analytically and experimentally is addressed, together with the comparative discussion of the results collected. Finally, there is a dedicated space for conclusive comments and the proposal of future studies involving the configuration proposed and implemented experimentally in this study.

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Processamento do sinal de micro-ondas: (a) abordagem eletrônica e (b) abordagem fotônica. Fonte: Adaptado de [10].	26
Figura 1.2 – Diagrama esquemático de um misturador fotônico para a obtenção de (a) frequência mais alta e de (b) frequência mais baixa em relação à original. Fonte: Adaptado de [15].	28
Figura 2.1 – Representação esquemática da arquitetura para conversão de frequência por interferômetro óptico e fotodetector. Fonte: Adaptado de [39].	33
Figura 2.2 – Representação gráfica da diferença entre os fasores do segundo termo do argumento da função cosseno da equação (2-16) em $t = 0$.	38
Figura 2.3 – Representação em diagrama de blocos da arquitetura do conversor de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata. Fonte: Adaptado de [43].	41
Figura 2.4 – Funções de Bessel de primeira espécie com ordens n variando de 0 a 3 e índice de modulação mOL variando entre 0 e 9.	53
Figura 2.5 – Visão ampliada do intervalo de índice de refração do OL, entre $0 < mOL < 0,25$.	53
Figura 2.6 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de quadratura (QP) com defasagem entre eletrodos de 90° .	56
Figura 2.7 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de quadratura (QP) com defasagem entre eletrodos de 180° (<i>push-pull</i>).	58
Figura 2.8 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de máxima transmissão (MATB) com defasagem entre eletrodos de 90° .	59

Figura 2.9 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de mínima transmissão (MITB) com defasagem entre eletrodos de 90° .	61
Figura 2.10 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de mínima transmissão (MITB) com defasagem entre eletrodos de 180° (<i>push-pull</i>).	63
Figura 2.11 – Representação esquemática em diagrama de blocos da arquitetura do conversor de frequência com modulador de fase eletro-óptico e com fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS).	64
Figura 2.12 – Esboço do espectro de amplitude do sinal óptico refletido na FBG-PS.	71
Figura 2.13 – Espectro de potência relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$.	73
Figura 3.1 – Diagrama esquemático do arranjo utilizado para a demonstração experimental do conversor para elevação de frequência (<i>up-converter</i>), utilizando um modulador de fase eletro-óptico e um filtro de RF baseado em processamento fotônico.	75
Figura 3.2 – Arranjo experimental do conversor para elevação de frequência utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico.	76
Figura 3.3 – Gráfico da potência vs. frequência para a modulação direta da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$.	77
Figura 3.4 – Gráfico da potência vs. frequência para a modulação externa da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$.	78
Figura 3.5 – Gráfico da potência vs. frequência com a modulação direta e com a modulação externa da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$.	79
Figura 3.6 – Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador de RF_1 (Agilent-N9310A) com $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$.	81

Figura 3.7 – Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador de RF ₂ (Agilent-4433B) com $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$	81
Figura 3.8 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	82
Figura 3.9 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $2f_{RF} = 1,0 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	83
Figura 3.10 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} - f_{RF} = 1,5 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	84
Figura 3.11 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	85
Figura 3.12 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	86
Figura 3.13 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ do lado esquerdo da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	87
Figura 3.14 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	88
Figura 3.15 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ do lado esquerdo da grade, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	89
Figura 3.16 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico em $\lambda_0 \cong 1550 \text{ nm}$, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $RL = 50 \Omega$	90
Figura 4.1 – Comparação entre os braços da grade sintonizada em $2,5 \text{ GHz}$ com relação a amplitude das potências da banda lateral superior ($f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$) e da portadora de RF ($f_{OL} = 2 \text{ GHz}$).....	95

Figura 4.2 – Comparação entre os braços da grade sintonizada em 2,8 GHz com relação a amplitude das potências da banda lateral superior ($f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$) e da portadora de RF ($f_{OL} = 2 \text{ GHz}$)..... 96

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.6.	57
Tabela 2.2 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.7.	58
Tabela 2.3 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.8.	60
Tabela 2.4 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.9.	62
Tabela 2.5 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.10.	63
Tabela 3.1 – Valores das potências ópticas medidas na saída de cada componente óptico e das perdas ópticas por inserção.	76
Tabela 3.2 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$	82
Tabela 3.3 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $2f_{RF} = 1,0 \text{ GHz}$	83
Tabela 3.4 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} - f_{RF} = 1,5 \text{ GHz}$	84
Tabela 3.5 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$	85
Tabela 3.6 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$	86
Tabela 3.7– Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado esquerdo da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$	87
Tabela 3.8 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$	88
Tabela 3.9 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado esquerdo da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$	89

Tabela 3.10 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico em $\lambda_0 \cong 1550 \text{ nm}$, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$	90
--	----

Lista de Abreviaturas e Siglas

A/D	Analógicos-Digitais
AC	<i>Alternating Current</i>
AEE	Agência Espacial Europeia
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
AVAOP	Avaliação Operacional
CEAAE	Curso de Especialização em Análise de Ambiente Eletromagnético
CT&I	Ciência, Tecnologia e Inovação
DC	<i>Direct Current</i>
DD-MZM	<i>Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator</i>
DFB	<i>Distributed Feedback</i>
DL	Diodo Laser
DSB	<i>Double Side Band</i>
E/O	Elétrico-Óptico
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
END	Estratégia Nacional de Defesa
ESA	<i>Electrical Spectrum Analyser</i>
FAB	Força Aérea Brasileira
FBG-PS	<i>Fiber Bragg Grating with Phase Shift</i>
FI	Frequência Intermediária
FM	<i>Frequency Modulation</i>
GE	Guerra Eletrônica
IM	<i>Intensity Modulation</i>
IM/DD	<i>Intensity Modulation Direct Detection</i>

ITA	Instituto Tecnológico de Aeronáutica
LAB-GE	Laboratório de Guerra Eletrônica
MATB	<i>Maximum Transmission Bias Point</i>
MITB	<i>Minimum Transmission Bias Point</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
O/E	Óptico-Elétrico
OL	Oscilador Local
OSA	<i>Optical Spectrum Analyser</i>
PD	<i>Photodetector</i>
PPGAO	Programa de Pós-Graduação em Áreas Operacionais
QP	<i>Quadrature Bias Point</i>
RF	Radiofrequência
SPLIT	Sistema de Processamento Linear e Invariante no Tempo
SSB	<i>Single Side Band</i>
TEM	<i>Transversal Electromagnetic</i>
UMZ	<i>Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

Lista de Símbolos

a	Argumento de propriedades trigonométricas
A	Amplitude do fasor
A_m	Amplitude do sinal modulante
\tilde{A}	Fasor
b	Argumento de propriedades trigonométricas
c	Velocidade da luz
e	Carga do elétron
E	Campo elétrico
\vec{E}	Amplitude complexa do vetor campo elétrico
E_o	Amplitude do campo elétrico da portadora óptica gerada pelo DL
E_1	Amplitude do campo elétrico do sinal de RF
E_2	Amplitude do campo elétrico do sinal do OL
$E_{b_A}(t)$	Campo elétrico do sinal óptico no braço A do DD-MZM
$E_{b_B}(t)$	Campo elétrico do sinal óptico no braço B do DD-MZM
$E_{b_1}(t)$	Campo elétrico no braço 1 do UMZ
$E_{b_2}(t)$	Campo elétrico no braço 2 do UMZ
$E_{DL}(t)$	Campo elétrico na saída do DL
$E_L(t)$	Campo elétrico do sinal modulado na saída do DL
$E_{MZM}(t)$	Campo elétrico na saída do DD-MZM
$E_o(t)$	Campo elétrico da portadora óptica gerada pelo DL
$E_{OL}(t)$	Campo elétrico do sinal do OL
$E_{PF}(t)$	Campo elétrico do sinal de saída do processador fotônico

$E_{PM}(t)$	Campo elétrico na saída do modulador de fase
$E_{RF}(t)$	Campo elétrico do sinal de RF
$E_s(t)$	Campo elétrico proveniente do combinador de RF
$E_{UMZ}(t)$	Campo elétrico na saída do UMZ
f_F	Frequência final do <i>dip</i> da grade
f_{FI}	Frequência do sinal da FI
f_I	Frequência inicial do <i>dip</i> da grade
f_m	Frequência do sinal modulante
f_o	Frequência da portadora óptica gerada pelo DL
f_{OL}	Frequência dos sinais modulantes do OL
f_{RF}	Frequência do sinal de RF
f_1	Frequência de modulação do sinal de RF
f_2	Frequência de modulação do sinal do OL
h	Constante de Planck
\vec{H}^*	Amplitude complexa do conjugado do vetor campo magnético
$H(f)$	Função de transferência complexa do processador fotônico no domínio da frequência
$ H(f) $	Amplitude da função de transferência complexa do processador fotônico no domínio da frequência
$i_d(t)$	Corrente fotodetectada
i_{DC}	Componente DC da corrente fotodetectada
$i_f(t)$	Corrente de interesse para análise
$i_{FI}(t)$	Componente da corrente fotodetectada relacionada à FI
$i_{2FI}(t)$	Componente da corrente fotodetectada relacionada ao dobro da FI

$i_{kOL}(k, t)$	Componente da corrente fotodetectada relacionada aos harmônicos da frequência do OL
$i_{kOL\pm FI}(k, t)$	Componente da corrente fotodetectada relacionadas à soma ou diferença entre os harmônicos da frequência do OL e a FI
$i_{kOL\pm 2FI}(k, t)$	Componente da corrente fotodetectada relacionadas à soma ou diferença entre os harmônicos da frequência do OL e o dobro da FI
$I_{MZM}(t)$	Intensidade óptica do sinal na saída do DD-MZM
I_o	Intensidade óptica do sinal acoplado ao DD-MZM
I_{pico}	Amplitude máxima da corrente elétrica
I_s	Densidade de potência do sinal óptico na saída do DD-MZM
I_{th}	Corrente de limiar (<i>threshold</i>)
$I_{UMZ}(t)$	Intensidade óptica do sinal na saída do UMZ
I_0	Corrente de entrada de estado estacionário
$J_n(k)$	Função de Bessel de primeira espécie de ordem n
k_f	Constante de modulação de frequência
m	Índice de modulação de amplitude (AM)
m_{FI}	Índice de modulação de intensidade do sinal da FI
m_{OL}	Índice de modulação referente ao OL
m_{RF}	Índice de modulação de intensidade (IM) do sinal de RF
n	Ordens das funções de Bessel de primeira espécie
n_f	Índice de refração no núcleo da fibra óptica
P_{fOL}	Potência da componente espectral associada à frequência do sinal do OL
P_{fRF}	Potência da componente espectral associada à frequência do sinal de RF

$P_{2f_{RF}}$	Potência da componente espectral associada ao dobro da frequência do sinal de RF
P_{med}	Potência elétrica média
P_o	Amplitude da potência óptica incidente no fotodetector
P_p	Amplitude da potência de pico
R_L	Impedância de carga
$\langle S \rangle_T$	Valor médio no tempo da magnitude do vetor de Poynting
T_{DL}	Temperatura de controle do DL
$V(\tau)$	Perda de coerência entre os campos elétricos dos braços do UMZ
$V_A(t)$	Sinal de modulação aplicado ao eletrodo do braço A do DD-MZM
$V_B(t)$	Sinal de modulação aplicado ao eletrodo do braço B do DD-MZM
V_{DC_A}	Tensão de polarização aplicada ao eletrodo do braço A do DD-MZM
V_{DC_B}	Tensão de polarização aplicada ao eletrodo do braço B do DD-MZM
V_{OL}	Amplitude do sinal modulante do OL
V_{RF}	Amplitude da tensão inserida no gerador de RF ₁
V_π	Tensão de meia onda do braço do DD-MZM
V_{π_A}	Tensão de meia onda do braço A do DD-MZM
V_{π_B}	Tensão de meia onda do braço B do DD-MZM
x	Argumento da fórmula de reflexão de ordem das funções de Bessel
α_A	Coefficiente de perda de potência óptica no braço A do DD-MZM
α_B	Coefficiente de perda de potência óptica no braço B do DD-MZM
β	Índice de modulação de frequência (FM)
β_1	Índice de modulação FM do sinal óptico no braço 1 do UMZ
β_2	Índice de modulação FM do sinal óptico no braço 2 do UMZ

γ	Argumento da função seno na expansão de Jacobi-Anger
ΔI	Varição de corrente
ΔL	Diferença entre os comprimentos dos braços do UMZ
ΔV	Varição de tensão
$\Delta\phi_A(t)$	Desvio de fase do sinal óptico na saída do braço A do DD-MZM
$\Delta\phi_B(t)$	Desvio de fase do sinal óptico na saída do braço B do DD-MZM
η	Impedância intrínseca do meio
θ	Atraso de fase dependente da frequência, além dos $\pi/2$ entre as componentes AM e FM
λ_o	Comprimento de onda central do DL
ν	Frequência do fóton
φ	Constante de Integração
Φ	Eficiência quântica
$\Phi(f)$	Fase da função de transferência complexa do processador fotônico no domínio da frequência
ϕ_A	Fase inserida no sinal óptico devido ao comprimento do braço A do DD-MZM
ϕ_B	Fase inserida no sinal óptico devido ao comprimento do braço B do DD-MZM
ϕ_{DF}	Fase resultante da diferença das fases dos sinais modulantes do OL
ϕ_{DT}	Fase resultante da diferença das tensões de polarização do DD-MZM
ϕ_{FI}	Fase do sinal da FI
ϕ_o	Fase inicial da portadora óptica gerada pelo DL
ϕ_{OLA}	Fase do sinal modulante do OL aplicado ao eletrodo do braço A do DD-MZM

ϕ_{OLB}	Fase do sinal modulante do OL aplicado ao eletrodo do braço B do DD-MZM
ϕ_{RF}	Fase inicial do sinal de RF
ϕ_{SF}	Fase resultante da soma das fases dos sinais modulantes do OL
ϕ_{ST}	Fase resultante da soma das tensões de polarização do DD-MZM
$\phi(t)$	Varição estocástica de fase causada por emissão espontânea
ϕ_1	Fase inicial do sinal de RF
ϕ_2	Fase inicial do sinal do OL
ψ	Argumento das funções seno e cosseno das fórmulas de Euler
τ	Tempo de atraso entre os braços do UMZ
\mathfrak{R}	Responsividade do fotodetector

Sumário

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	Objetivo	31
1.2	Organização do trabalho.....	31
2	TÉCNICAS FOTÔNICAS DE CONVERSÃO DE FREQUÊNCIA	32
2.1	Conversão de frequência por interferômetro de Mach-Zehnder.....	32
2.2	Conversor fotônico de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata	41
2.2.1	Análise quantitativa da amplitude das componentes da corrente fotodetectada	52
2.2.2	Casos Particulares de Polarização do DD-MZM.....	55
2.3	Conversor de frequência com o emprego de modulador de fase eletro-óptico e fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada	64
3	CONVERSOR PARA ELEVAÇÃO DE FREQUÊNCIA (<i>UP-CONVERTER</i>) UTILIZANDO MODULADOR DE FASE ELETRO-ÓPTICO E FILTRO DE RF FOTÔNICO	74
3.1	Medição da modulação direta – ponto 1.....	77
3.2	Medição da modulação de fase – ponto 2	78
3.3	Medição da modulação direta e da modulação de fase – ponto 2	79
3.4	Medidas realizadas para diversas sintonias da grade	79
4	ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS ANALITICAMENTE E EXPERIMENTALMENTE	91
4.1	Análise da arquitetura de conversão de frequência por interferômetro de Mach-Zehnder	91
4.2	Análise da arquitetura do conversor fotônico de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata	92
4.3	Análise da configuração do conversor para elevação de frequência (<i>Up-converter</i>) utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico.....	94
5	CONCLUSÃO.....	98
6	REFERÊNCIAS.....	101

1 Introdução

A área de pesquisa conhecida cientificamente no mundo como *Microwave Photonics*, *RF Photonics* ou *RF Over-Fiber*, nesta dissertação tratada como RF em Fotônica, pode ser definida como um campo multidisciplinar que combina o estudo de dispositivos fotônicos empregados na geração, na transmissão ou no processamento de sinais, digitais ou analógicos, com a aplicação de componentes e técnicas fotônicas em sistemas complexos, dedicando-se fundamentalmente às interações entre os sinais ópticos e as micro-ondas [1].

A origem histórica da fotônica aplicada em sistemas de comunicações está situada no final da década de 1960, logo após terem sido desenvolvidos o laser de meio ativo de estado sólido, com operação pulsada, e o laser de operação contínua, tendo o gás como meio ativo [2]. De modo geral, um sistema de RF em fotônica é composto basicamente por fontes ópticas capazes de modulação rápida, meios adequados para transmissão e detectores ópticos rápidos [3].

Desta forma, as tentativas de encontrar uma maneira de efetuar a modulação do sinal de saída dessas fontes em taxas elevadas impulsionou a pesquisa e culminou, no final dos anos 70, com o desenvolvimento do semicondutor laser que, devido a sua compactidade, operação contínua a temperatura ambiente e modulação direta controlada pela corrente injetada, ocupou lugar de destaque dentre as fontes [3].

Quanto à parte de detecção, a necessidade de se obter dispositivos com capacidade de operação em frequências na faixa de micro-ondas e com grande largura de banda, levou ao desenvolvimento de fotodetectores do tipo *p-i-n* e de avalanche, cujos experimentos iniciais demonstraram que tais componentes atendiam satisfatoriamente os requisitos para se enquadrarem nos sistemas de RF em fotônica [4][5].

A transmissão foi inicialmente realizada com o uso de óptica de espaço livre ou por lentes de gás, mas a fibra óptica de sílica logo tornou-se o meio adequado para essa tarefa por apresentar baixa perda e permitir a operação nas “janelas” de transmissão atmosférica com comprimentos de onda de 1300 *nm* e 1500 *nm*, nas quais as atenuações são baixas e, até então, não eram exploradas por limitações impostas pelos dispositivos anteriores [6].

Em sistemas de RF em fotônica os processos de interesse incluem, mas não se limitam, a geração, o processamento, a conversão, a transmissão e a distribuição de sinais de RF, digitais ou analógicos [7]. A fim de explicar-se o princípio de funcionamento da RF em fotônica, cabe realizar um comparativo com sua contraparte eletrônica. Assim, a transmissão de sinais a longas

distâncias, considerada neste trabalho como sendo da ordem de 10 *km*, será utilizada como base para as comparações.

Na abordagem eletrônica, empregada fundamentalmente em sistemas convencionais, o sinal de RF de entrada é processado diretamente em sua própria faixa espectral, estando limitado à resposta de frequência dos componentes utilizados em cada sistema. No caso de um enlace para a transmissão de sinais analógicos a longa distância, a atenuação que pode ser imposta quando a linha de transmissão é constituída por cabos coaxiais é de cerca de 100 *dB/km*, para frequências da ordem de 10 *GHz* [8].

Um ponto notável a ser considerado é a necessidade de se manter o casamento de impedância na entrada, para permitir a máxima transferência de potência, e na saída do enlace para minimizar a reflexão do sinal na carga. O inconveniente maior surge quando a largura de banda a ser transmitida supera a capacidade de casamento de impedância de um único dispositivo, o que exige que seja introduzida no sistema uma rede de casamento de impedância, tornando o projeto mais complexo e dispendioso.

Um enlace óptico é composto basicamente por um conversor elétrico-óptico (E/O) na entrada, um bloco de processamento óptico do sinal, que pode estar na extremidade de transmissão ou na de recepção, e por um conversor óptico-elétrico (O/E) para a recuperação do sinal original. Na interface E/O é realizada, diretamente ou externamente, a modulação de uma portadora óptica, normalmente gerada por um diodo laser, por meio do sinal de RF injetado na entrada do conversor E/O.

No estágio seguinte o circuito fotônico faz uso de linhas de retardo ópticas e de outros componentes para o tratamento óptico do sinal, alterando determinada característica dele, a fim de se obter as funcionalidades disponibilizadas pela fotônica, tais como filtragem, geração arbitrária de formas de onda, direcionamento óptico de feixe, conversão analógico-digital, multiplexação por divisão de comprimento de onda, do inglês *Wavelength Division Multiplex* (WDM), e conversão de frequência [6][9].

Em um sistema de RF em fotônica, para transmissão a longas distâncias, o sinal obtido após o tratamento é acoplado a uma fibra óptica que, em termos de perdas elétricas, apresenta apenas 0,2 *dB/km* [2]. Uma vez tendo percorrido a fibra óptica até a extremidade oposta, o sinal óptico chega ao conversor O/E que, por meio de um fotodiodo, converte a intensidade óptica em uma corrente elétrica equivalente, recuperando o sinal de RF aplicado na entrada do enlace.

O diagrama esquemático da figura 1.1 retrata o processamento do sinal de acordo com as abordagens eletrônica (a) e fotônica (b) [10]. Nele, a amplitude do sinal de micro-ondas é apresentada em termos da frequência.

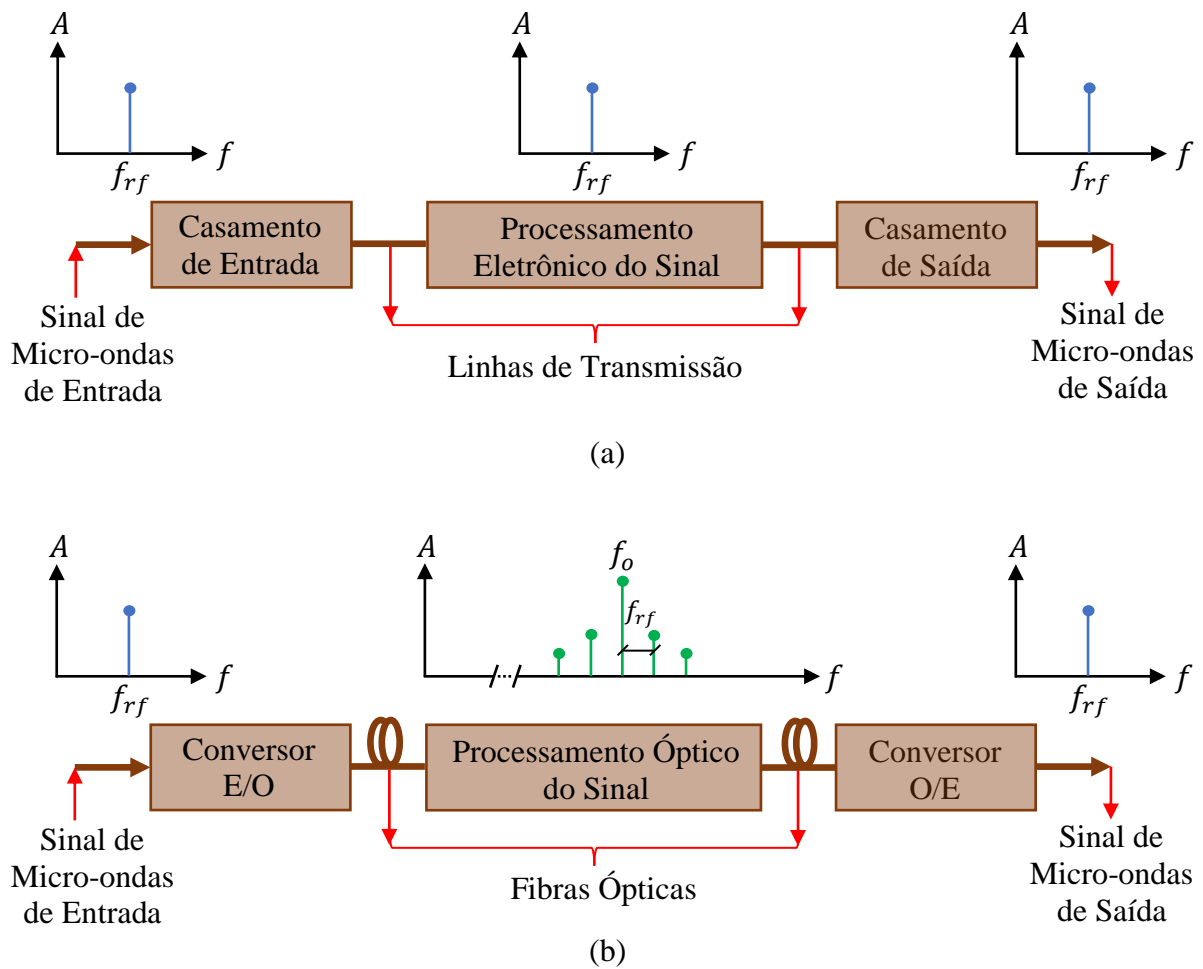


Figura 1.1 – Processamento do sinal de micro-ondas: (a) abordagem eletrônica e (b) abordagem fotônica. Fonte: Adaptado de [10].

Embora as perdas impostas pelo meio de transmissão do sinal óptico sejam bem menores em comparação com as inseridas pelos cabos coaxiais, as eficiências de conversão E/O e O/E no sistema fotônico acarretam perdas de 20 dB [11]. Apesar disso, o uso de RF em fotônica é vantajoso porque consegue realizar as mesmas funções dos seus equivalentes eletrônicos com desempenho superior, operando com largura de banda maior.

É importante observar que as técnicas fotônicas permitem realizar o processamento do sinal de RF no domínio analógico, simplificando o projeto geral do sistema, ao passo que na abordagem eletrônica há a necessidade do emprego de conversores analógicos-digitais (A/D) para efetuar o tratamento do sinal no domínio digital, que no caso de sinais de banda larga, ainda na atualidade, acrescentam custo, complexidade e aumentam a demanda de energia [6].

Outras vantagens do uso de dispositivos fotônicos bastante difundidas são o peso reduzido, o volume compacto, a baixa demanda de energia, a fácil manuseabilidade e a alta imunidade à interferência eletromagnética (*electromagnetic interference* - EMI) [12].

Aproveitando-se dos benefícios supramencionados com a implementação de sistemas de RF em fotônica, diversas aplicações foram desenvolvidas tanto na área de Defesa quanto no meio civil.

A comunicação estabelecida entre uma estação central de processamento e os elementos de antenas *phased-array*, o uso de linhas de retardo de banda larga para testes e calibração de radares, o emprego de enlace fotônico de sinais analógicos em um despistador rebocado por aeronave, a geração de sinais com formas de onda arbitrárias, a sintonia seletiva de frequências e alta sensibilidade em filtros de RF, além da transmissão de sinais, analógicos e digitais, de ondas milimétricas e de micro-ondas a longas distâncias são exemplos de aplicações militares [12][13].

No âmbito civil, a distribuição de sinal de TV a cabo, enlaces de RF em fotônica para aplicações em telefonia celular, redes de comunicação sem fio, redes de sensores, geração de imagens na medicina e por satélites, receptores de navegação por satélite, radioastronomia e espectroscopia em THz [2] constituem um conjunto de possibilidades de aplicação da RF em fotônica.

Uma outra vertente é a utilização de componentes ópticos em substituição aos eletrônicos e que tem motivado o crescimento da pesquisa no ramo espacial. A busca por minorar a carga útil em plataformas espaciais visando à economia no consumo de energia, diminuição da massa global e redução do número total de unidades, incitou instituições do porte da Agência Espacial Europeia (AEE) a criarem programas de pesquisa e desenvolvimento em fotônica [14].

Uma vez que satélites manipulam ou produzem dados a taxas de Gbps e os enlaces de comunicação precisam transferir informações a taxas de Tbps, uma das principais metas da AEE é atender a essa demanda com o mínimo de energia, além de reduzir a massa e o volume do cabeamento empregado no sistema, que pode chegar a muitas centenas de metros [14].

A conversão de frequência da portadora de RF recebida ou transmitida pelos satélites de comunicação é uma função chave. A alteração das frequências envolve a distribuição do sinal de um oscilador local (OL) para centenas de unidades que, após o processamento, o entrega em frequência superior ou inferior à do sinal original. Deste modo, o desenvolvimento de arquiteturas para conversão de frequência com o emprego de técnicas fotônicas são o cerne do programa de pesquisa e desenvolvimento da AEE [14].

Uma das formas de se conseguir a translação de frequência é por meio de um misturador, cuja versão elétrica é limitada em largura de banda e possui baixo isolamento. Uma solução viável é a abordagem fotônica que supera tais limitações do misturador convencional.

A conversão de frequência, a fim de elevá-la, é realizada por meio da multiplicação do sinal do OL de ondas milimétricas na frequência f_{OL_1} com a entrada de RF de frequência mais baixa, a Frequência Intermediária (FI), f_{FI_1} , no modulador óptico. A fotodetecção deste sinal misturado produz sinais de frequências elevadas em $f_{RF_1} = f_{OL_1} \pm f_{FI_1}$. Neste caso, a elevação de frequência é realizada por meio de um misturador distribuído, com a conversão acontecendo no modulador e no fotodetector [11].

De modo análogo, a conversão da frequência para um valor mais baixo é efetuada empregando o sinal de um OL em uma frequência (f_{OL_2}) próxima à frequência de RF (f_{RF_2}), de tal forma que a conversão seja executada em um único estágio de processamento. A frequência mais baixa obtida se origina do batimento desses sinais, resultando da diferença entre eles, $f_{FI_2} = f_{OL_2} \pm f_{RF_2}$ [11].

A figura 1.2 apresenta o diagrama esquemático de misturadores fotônicos utilizando a modulação direta do laser pelo sinal de RF, o emprego de um Modulador de Mach-Zehnder (MZM), que recebe o sinal do OL, e o uso de um fotodiodo realizando a detecção direta para a obtenção de frequência mais alta (a) e de frequência mais baixa (b).

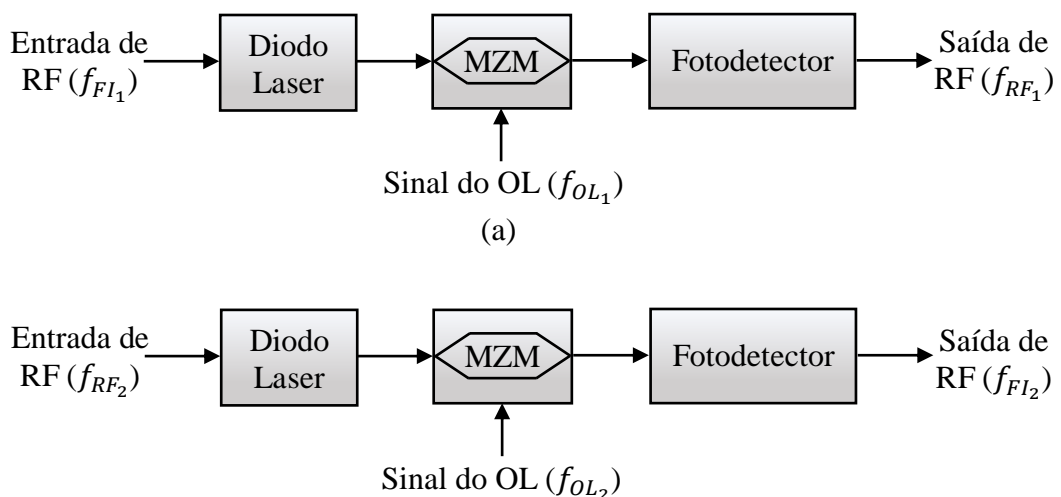


Figura 1.2 – Diagrama esquemático de um misturador fotônico para a obtenção de (a) frequência mais alta e de (b) frequência mais baixa em relação à original. Fonte: Adaptado de [15].

Uma segunda opção de arquitetura emprega a modulação direta do laser, com a combinação dos sinais de RF e do OL sendo injetada no diodo laser. Nela, o MZM é substituído por um Interferômetro Desbalanceado de Mach-Zehnder (UMZ) para realizar a conversão da modulação de frequência em modulação de intensidade, dado que o fotodetector é sensível apenas a esta última forma e que, devido ao *chirping* do diodo laser, a modulação direta é de

frequência. Uma terceira configuração utiliza moduladores externos dispostos em cascata, na qual um recebe o sinal de RF e o outro o sinal do OL [15]. Esses e outros esquemas de mistura óptica encontram-se compilados em [16].

Devido à importância científica e estratégica da área de RF em fotônica, as Forças Armadas do Brasil vislumbraram a necessidade de desenvolver pesquisas e estudos nesse campo. Em especial, a Força Aérea Brasileira (FAB) criou o Programa de Pós-Graduação em Aplicações Operacionais (PPGAO), aproveitando a experiência adquirida pelos pesquisadores do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), que iniciaram seus trabalhos de RF em Fotônica nos anos 1990.

Além do PPGAQ, que produziu trabalhos acadêmicos em formas de artigos, dissertações e teses, o Curso de Especialização em Análise de Ambiente Eletromagnético (CEAAE) também contribuiu para a área com trabalhos de conclusão de curso. Dentre as produções realizadas, merecem destaque, em ordem cronológica: Análise do interferômetro Mach-Zehnder com controle acústico-eletróptico [17], Moduladores eletrópticos integrados empregando cristais de Niobato de Lítio [18], Aplicação de dispositivo multifuncional a óptica integrada em interferômetro de Sagnac a fibra óptica birrefringente [19], Aplicação da abordagem de domínio espectral para análise de moduladores eletrópticos integrados [20], Análise de osciladores de micro-ondas com topologia optoeletrônica [21], Aplicação de moduladores eletrópticos em enlaces analógicos a fibra óptica [8], Aplicação do interferômetro de Gires-Tournois em linearização de moduladores eletrópticos de intensidade [22], Análise da distorção em moduladores eletrópticos integrados utilizados em enlaces ópticos analógicos [23], Análise de filtros de micro-ondas não recursivos implementados com tecnologia fotônica [24], Projeto de fotodetectores infravermelhos a poços quânticos utilizando o método de matriz de transferência [25], Fotônica em sistemas de RF para transmissão e processamento de sinais radar [26], Processamento de sinais de RF/micro-ondas com emprego de tecnologia fotônica [27], Estudo experimental de enlace analógico a fibra óptica empregando WDM e sinais de RF multiespectral [28], Efeitos da não-linearidade de moduladores eletrópticos em enlaces fotônicos empregados na geração e na transmissão de sinais radar [13], Estudo do enlace analógico de comunicação óptica no espaço livre empregando modulação externa [29], Geração de sinais arbitrários com tecnologia de RF em fotônica por meio da técnica de auto-heterodinagem óptica para aplicação em radar [30] e Modelagem e demonstração experimental da instabilidade de modulação em enlaces a fibra óptica [31].

Os trabalhos elencados no parágrafo anterior abordam moduladores, enlaces a fibra óptica, interferômetros, filtros, osciladores, fotodetectores e geração de sinais. Deste modo, o robusto conhecimento produzido pelo grupo de fotônica do Laboratório de Guerra Eletrônica (LAB-GE) do ITA, na área de RF em Fotônica, é um importante fator motivador para o contínuo esforço empregado em pesquisa nesse campo.

Uma vez que os misturadores são componentes fundamentais na transmissão, para efetuar a elevação da frequência, e na recepção, para trazer para um valor mais baixo a frequência do sinal de interesse, um estudo mais detalhado de seu funcionamento e de suas características é necessário para melhorar a performance dos sistemas que os empregam. A fim de contribuir com o arcabouço teórico já existente no grupo de fotônica do LAB-GE-ITA, esta dissertação visa a organizar o conhecimento a respeito de conversores fotônicos para elevação de frequência (*up-converter*).

O emprego de técnicas e dispositivos fotônicos para realizar funções desempenhadas por componentes eletrônicos é uma alternativa que aproveita as vantagens intrínsecas da RF em fotônica. O seu emprego se mostrou, ao longo dos últimos anos, uma solução para as limitações de largura de banda, baixo isolamento de sinais e maior consumo de energia impostas pela eletrônica. O uso da tecnologia de RF em fotônica possibilitou, aos sistemas de micro-ondas, a realização de novas funções e a execução de outras que não podiam ser feitas diretamente com a abordagem convencional [32].

Em aplicações de Defesa, uma importante área que vem evoluindo graças ao emprego da RF em fotônica é a Guerra Eletrônica (GE). Uma das interpretações para a Guerra Eletrônica, encontradas na literatura especializada, a define como as ações militares que se referem a capacidade do emprego irrestrito do espectro eletromagnético por forças amigas e a negação do seu uso para forças oponentes [33]. Dentre as Ações Estratégicas constantes na Estratégia Nacional de Defesa (END) [34], a ênfase no desenvolvimento e na fabricação de equipamentos e plataformas de GE integra a seção de Ciência, Tecnologia e Inovação (CT&I).

Um exemplo de emprego prático nas Forças Armadas Brasileiras, que contribui para atingir esse objetivo determinado na END, é o uso de simuladores de cenários com múltiplas ameaças para realizar a avaliação do desempenho de sistemas de GE. Esse procedimento, conhecido como Avaliação Operacional (AVAOP), compara os resultados dos testes operacionais de performance dos equipamentos embarcados em seus meios de combate com as especificações fornecidas pelos fabricantes [35].

Com a utilização de técnicas fotônicas foi realizada a operação remota do Simulador de Sinais Radar TS-100+ Excalibur, pertencente a Força Aérea Brasileira, localizado no LAB-GE-

ITA. A descrição do procedimento e resultados obtidos encontram-se em [35]. No mundo, países como Estados Unidos, Itália [36], Austrália [37] e Israel [38] têm se empenhado no estudo para integração da RF em fotônica em seus sistemas de GE.

Com isso, justifica-se a realização do presente trabalho, cujo objetivo encontra-se descrito na próxima seção.

1.1 Objetivo

Este trabalho visa à realização de uma análise comparativa teórica entre três arquiteturas que empregam técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência (*up-conversion*) de sinais analógicos de radiofrequência (RF)/micro-ondas e a verificação experimental da configuração dentre elas que apresentar melhores indicadores que potencializem a implementação prática, objetivando a aplicação em sistemas de comunicação e sistemas sensores radar e de guerra eletrônica.

1.2 Organização do trabalho

Além deste capítulo que faz uma breve introdução, o trabalho é composto por mais quatro capítulos. O capítulo 2 apresenta as técnicas de conversão para elevação de frequência mais comumente empregadas e desenvolve o arcabouço matemático de algumas delas a título de comparação. O capítulo 3 se encarrega dos experimentos conduzidos, abordando a metodologia empregada. No quarto capítulo os resultados experimentais obtidos são comparados com as soluções analíticas desenvolvidas anteriormente, além de se fazerem comentários confrontando as arquiteturas abordadas no segundo capítulo. Finalmente, o último capítulo elenca as conclusões e sugestões para a confecção de novos trabalhos na área.

2 Técnicas Fotônicas de Conversão de Frequência

Nos enlaces fotônicos em geral, os transdutores E/O e O/E são os dispositivos responsáveis pela conversão da frequência de RF, respectivamente, na entrada e na saída do *link*.

A mistura de frequências se baseia nas propriedades não-lineares do processo de conversão. De modo simplificado, o sinal de RF é combinado com o sinal do OL, produzindo uma FI (*up-converter*), ou também é possível produzir RF, combinando-se um sinal de FI com o sinal do OL (*down-converter*). As frequências geradas provêm da soma e da diferença das frequências introduzidas no misturador.

Neste capítulo são apresentadas as técnicas selecionadas para a fundamentação teórica dos conceitos envolvidos nas conversões de frequência por meio de sistemas fotônicos. Os diagramas das arquiteturas analisadas permitem a visualização da distribuição dos componentes, bem como da sequência de interação entre eles e o sinal.

Procurou-se realizar uma dedução mais detalhada das equações referenciadas, obtidas nos artigos científicos selecionados. A explicação das expressões e as aproximações utilizadas são apontadas de modo a possibilitar o completo entendimento do comportamento do sinal.

2.1 Conversão de frequência por interferômetro de Mach-Zehnder

Esta configuração, para obter a mistura das frequências de micro-ondas, é constituída por um diodo laser (DL) de *feedback* distribuído (DFB) modulado pela frequência do oscilador local (OL), f_{OL} , e pela frequência de RF, f_{RF} , que são injetadas em um combinador de RF. Após o laser ter sido diretamente modulado por ambas as frequências, o sinal resultante é acoplado a uma fibra óptica que o injeta em um interferômetro de Mach-Zehnder desbalanceado (UMZ) e, em seguida, é enviado a um fotodetector (PD) para ser recuperado. A figura 2.1 ilustra a disposição dos componentes.

A combinação do UMZ com o PD produz uma resposta de intensidade, em função do campo óptico, de forma não linear, sendo esta a base do princípio de funcionamento da arquitetura aqui analisada. O papel do interferômetro, que opera em regime coerente, é converter a modulação de frequência (FM), proveniente da modulação direta do laser, em modulação de amplitude (AM). Finalmente, a mistura das frequências é obtida após a detecção

pelo PD da intensidade óptica, uma função quadrática da amplitude óptica, do sinal advindo do UMZ.

Esta técnica é similar à que usa um modulador interferométrico polarizado no ponto de máxima transmissão (MATB) ou de mínima transmissão (MITB). A diferença está em que, neste caso, o comprimento do percurso óptico do interferômetro é modulado em vez da frequência e, no caso do UMZ, o tamanho do caminho óptico se mantém constante. Comparando-se as técnicas, a redução da perda total de conversão possibilitada pelo uso do UMZ, que é um componente passivo, constituído de materiais de baixa perda, como a fibra óptica ou guia de ondas óptico integrado, é significativa em relação aos valores encontrados com o uso de moduladores externos ativos [39].

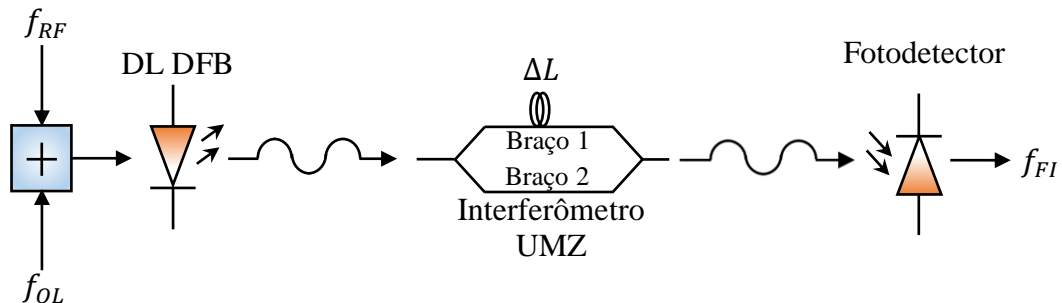


Figura 2.1 – Representação esquemática da arquitetura para conversão de frequência por interferômetro óptico e fotodetector. Fonte: Adaptado de [39].

A expressão do campo elétrico, em função do tempo, produzido por um laser de modo longitudinal único, cuja corrente é modulada por um sinal de frequência f_m , é dada por [40]:

$$E(t) = E_o \sqrt{1 + m \cos(f_m t)} e^{j[f_o t + \beta \sin(f_m t) + \theta + \phi(t)]}, \quad (2-1)$$

onde:

E_o é a amplitude do campo elétrico da portadora óptica gerado pelo DL;

f_o é a frequência da portadora óptica gerada pelo DL;

f_m é a frequência do sinal modulante;

β é o índice de modulação de frequência (FM) (excursão máxima de frequência óptica dividida pela frequência de modulação);

m é o índice de modulação de amplitude (AM);

$\phi(t)$ é a variação estocástica de fase causada por emissão espontânea; e

θ é o atraso de fase dependente da frequência, além dos $\pi/2$ entre as componentes AM e FM.

Em um regime de operação linear do DL, com um índice de modulação AM suficientemente pequeno que permita desprezar os termos de ordem m^2 ou de ordem superior, e considerando que o tempo de atraso entre os braços do interferômetro seja τ , a intensidade óptica na saída do UMZ pode ser representada por [39]:

$$I(t) = \frac{E_o^2}{2} \left\{ 1 + V(\tau) \cos \left[f_o \tau + \beta_1 \text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \cos \left(f_1 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) + \beta_2 \text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \cos \left(f_2 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) \right] \right\}, \quad (2-2)$$

onde:

β_1 e β_2 são os índices de modulação FM dos sinais ópticos dos braços do UMZ;

f_1 e f_2 são as frequências de modulação dos sinais nos braços do UMZ;

f_o é a frequência da portadora óptica; e

$V(\tau)$ reflete a perda de coerência entre os campos elétricos dos braços do UMZ.

As expressões dos campos elétricos da portadora óptica, do sinal de RF e do sinal do oscilador local (OL) podem ser apresentadas, respectivamente, como:

$$E_o(t) = E_o e^{j(f_o t + \phi_o)}, \quad (2-3a)$$

$$E_{RF}(t) = E_1 e^{j(f_1 t + \phi_1)} \quad (2-3b)$$

$$E_{OL}(t) = E_2 e^{j(f_2 t + \phi_2)}, \quad (2-3c)$$

nas quais:

E_o , E_1 e E_2 são as amplitudes dos campos elétricos da portadora óptica e dos sinais de RF e do OL, respectivamente;

f_o , f_1 e f_2 são as frequências da portadora óptica e dos sinais de RF e do OL, respectivamente;

e

ϕ_o , ϕ_1 e ϕ_2 são as fases iniciais da portadora óptica e dos sinais de RF e do OL, respectivamente.

Considerando-se que os sinais da portadora óptica e os sinais de RF e do OL, no instante inicial, estejam com fase igual a zero, é possível simplificar as equações (2-3a) a (2-3c) para:

$$E_o(t) = E_o e^{j f_o t}, \quad (2-4a)$$

$$E_{RF}(t) = E_1 e^{jf_1 t} \quad (2-4b)$$

$$E_{OL}(t) = E_2 e^{jf_2 t}. \quad (2-4c)$$

Quando os sinais de RF e do OL são adicionados, a equação do campo elétrico, $E_s(t)$, resulta da soma das equações (2-4b) e (2-4c). Assim:

$$E_s(t) = E_1 e^{jf_1 t} + E_2 e^{jf_2 t}. \quad (2-5)$$

Fazendo uso das equações (2-4a) e (2-5), pode-se representar o campo elétrico do sinal modulado, $E_L(t)$, na saída do DL [41]. Então:

$$E_L(t) = E_o e^{j\{f_o t + \beta \int [E_1 e^{jf_1 t} + E_2 e^{jf_2 t}] dt\}}. \quad (2-6)$$

Resolvendo-se a integral existente na equação (2-6), obtém-se:

$$E_L(t) = E_o e^{j\{f_o t + \beta \left[\frac{E_1}{f_1} e^{jf_1 t} + \frac{E_2}{f_2} e^{jf_2 t} + \varphi \right]\}}, \quad (2-7)$$

onde:

β é o índice de modulação FM; e

φ é a constante de integração.

A equação (2-7) pode ser escrita como:

$$E_L(t) = E_o e^{j[f_o t + \beta_I e^{jf_1 t} + \beta_{II} e^{jf_2 t} + \Theta]}, \quad (2-8)$$

na qual:

$$\beta_I = \beta \frac{E_1}{f_1};$$

$$\beta_{II} = \beta \frac{E_2}{f_2}; \text{ e}$$

$$\Theta = \beta \varphi.$$

O sinal modulado chega ao interferômetro UMZ, que opera em regime coerente [$V(\tau) = 1$], e considera-se que o campo elétrico deste sinal se divide igualmente entre os braços do interferômetro. As seguintes equações regem a divisão de $E_L(t)$:

$$E_{b_1}(t) = \frac{E_o}{\sqrt{2}} e^{j[f_o t + \beta_I e^{j f_1 t} + \beta_{II} e^{j f_2 t} + \theta]} e \quad (2-9a)$$

$$E_{b_2}(t) = j \frac{E_o}{\sqrt{2}} e^{j[f_o t + \beta_I e^{j f_1 t} + \beta_{II} e^{j f_2 t} + \theta]}, \quad (2-9b)$$

onde:

$E_{b_1}(t)$ e $E_{b_2}(t)$ são, respectivamente, o campo elétrico nos braços 1 e 2 do UMZ.

Na saída do interferômetro há a recombinação dos sinais e o campo elétrico, $E_{UMZ}(t)$, obedece a seguinte equação:

$$E_{UMZ}(t) = j \frac{E_{b_1}(t)}{\sqrt{2}} + \frac{E_{b_2}(t)}{\sqrt{2}}. \quad (2-10)$$

Em face da diferença do comprimento dos caminhos ópticos dos braços do UMZ, há um atraso de tempo (τ) no sinal que passa pelo braço 1. Considerando-se esse retardo e substituindo as equações (2-9a) e (2-9b) na equação (2-10), tem-se:

$$E_{UMZ}(t) = j \frac{E_o}{2} \left(\begin{array}{l} e^{j\{f_o(t-\tau) + \beta_I e^{j f_1(t-\tau)} + \beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)} + \theta\}} \\ + e^{j[f_o t + \beta_I e^{j f_1 t} + \beta_{II} e^{j f_2 t} + \theta]} \end{array} \right). \quad (2-11)$$

Sabe-se que a medida da intensidade óptica ou irradiância (I) é o valor médio no tempo da magnitude do vetor de Poynting e é simbolizada como $\langle \vec{S} \rangle_T$ [42]. Deste modo:

$$I_{UMZ}(t) = |\langle \vec{S} \rangle_T| = \frac{1}{2} |Re[\vec{E} \times \vec{H}^*]|, \quad (2-12)$$

onde:

\vec{E} é a amplitude complexa do vetor campo elétrico; e

\vec{H}^* é a amplitude complexa do conjugado do vetor campo magnético.

Para uma onda se propagando em um meio com impedância intrínseca η e no modo eletromagnético transversal (TEM), os campos elétrico e magnético relacionam-se por:

$$H = \frac{E}{\eta}. \quad (2-13)$$

Aplicando-se as equações (2-11) e (2-13) na equação (2-12), obtém-se:

$$I(t) = \frac{1}{2} Re \left\{ \begin{array}{l} \left[j \frac{E_o}{2} \left(e^{j\{f_o(t-\tau)+\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}+\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}+\Theta\}} \right) \right] \times \\ \times \left[-j \frac{E_o}{2\eta} \left(e^{-j\{f_o(t-\tau)+\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}+\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}+\Theta\}} \right) \right] \end{array} \right\}. \quad (2-14)$$

Efetuando-se as operações dentro das chaves da equação (2-14), tem-se:

$$I(t) = \frac{1}{2} Re \left[- \left(j^2 \frac{E_o^2}{4\eta} \right) \left(\begin{array}{l} e^{j \left\{ \begin{array}{l} f_o(t-\tau)+\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}+\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}+\Theta \\ -f_o(t-\tau)-\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}-\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}-\Theta \end{array} \right\}} + \\ e^{j \left[\begin{array}{l} f_o t+\beta_I e^{j f_1 t}+\beta_{II} e^{j f_2 t}+\Theta \\ -f_o t-\beta_I e^{j f_1 t}-\beta_{II} e^{j f_2 t}-\Theta \end{array} \right]} + \\ e^{j \left\{ \begin{array}{l} f_o(t-\tau)+\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}+\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}+\Theta \\ -f_o t-\beta_I e^{j f_1 t}-\beta_{II} e^{j f_2 t}-\Theta \end{array} \right\}} + \\ e^{j \left[\begin{array}{l} f_o t+\beta_I e^{j f_1 t}+\beta_{II} e^{j f_2 t}+\Theta \\ -f_o(t-\tau)-\beta_I e^{j f_1(t-\tau)}-\beta_{II} e^{j f_2(t-\tau)}-\Theta \end{array} \right]} \end{array} \right). \quad (2-15)$$

Com mais algumas simplificações algébricas é possível obter:

$$I(t) = Re \left\{ \frac{E_o^2}{4\eta} \left[1 + \cos \left(\begin{array}{l} f_o \tau + \beta_I \{ e^{j f_1 t} - e^{j f_1(t-\tau)} \} + \\ + \beta_{II} \{ e^{j f_2 t} - e^{j f_2(t-\tau)} \} \end{array} \right) \right] \right\}. \quad (2-16)$$

Os termos que multiplicam β_I e β_{II} na equação (2-16) são as diferenças entre os dois fasores com frequências f_1 e f_2 , respectivamente. Deste modo, considerando o instante de tempo inicial, $t = 0$, é possível representar, por exemplo, a diferença entre os fasores de frequência f_1 por meio do seguinte gráfico:

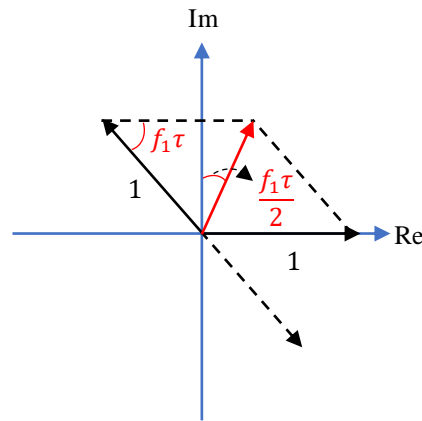


Figura 2.2 – Representação gráfica da diferença entre os fasores do segundo termo do argumento da função cosseno da equação (2-16) em $t = 0$.

Utilizando-se a Lei dos Cossenos, determina-se a amplitude do fasor \tilde{A} na figura 2.2:

$$\begin{aligned}
 A^2 &= 1 + 1 - 2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot \cos(f_1\tau) \Rightarrow \\
 &\Rightarrow A^2 = 2 - 2\cos(f_1\tau) \Rightarrow \\
 &\Rightarrow A^2 = 4 \left[\frac{1 - \cos(f_1\tau)}{2} \right] \Rightarrow \\
 &\Rightarrow A^2 = 4\text{sen}^2 \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \Rightarrow \\
 &\Rightarrow A = 2\text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right). \tag{2-17}
 \end{aligned}$$

Com a amplitude determinada e com o auxílio da figura 2.2, pode-se escrever o fasor:

$$\tilde{A} = 2\text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \left\{ \text{sen} \left[f_1 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] - j\cos \left[f_1 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} = e^{jf_1 t} - e^{j[f_1(t-\tau)]}. \tag{2-18}$$

De forma análoga, pode-se escrever:

$$e^{jf_2 t} - e^{j[f_2(t-\tau)]} = 2\text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \left\{ \text{sen} \left[f_2 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] - j\cos \left[f_2 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\}. \tag{2-19}$$

Substituindo-se as equações (2-18) e (2-19) na equação (2-16), obtém-se:

$$I(t) = \text{Re} \left\{ \frac{E_o^2}{4\eta} \left[1 + \cos \left(f_o\tau + \beta_I 2\text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \left\{ \text{sen} \left[f_1 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] - j\cos \left[f_1 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \right) \right. \right. \\
 \left. \left. + \beta_{II} 2\text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \left\{ \text{sen} \left[f_2 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] - j\cos \left[f_2 \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \right] \right\}. \tag{2-20}$$

Extraindo-se a parte real da equação (2-20), é possível obter:

$$I(t) = \frac{E_o^2}{4\eta} \left\{ 1 + \cos \left[\begin{aligned} &f_o\tau + \beta_1 \text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_1 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) + \\ &+ \beta_2 \text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_2 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) \end{aligned} \right] \right\} \quad (2-21)$$

na qual:

$$\beta_1 = 2\beta_I; \text{ e}$$

$$\beta_2 = 2\beta_{II}.$$

A corrente elétrica de saída do fotodetector surge na sua junção *pn*, devido à conversão de energia dos fótons absorvidos em elétrons excitados. Quando estes passam da banda de valência para a banda de condução, devido à energia fornecida pelos fótons, a criação do par elétron-buraco na região de junção do fotodiodo induz a circulação da corrente elétrica na junção *pn*, ou uma oscilação de corrente em torno da corrente de polarização do fotodiodo. A expressão da corrente elétrica originada desse processo é dada por [8]:

$$i_d = \frac{\Phi e}{h\nu} \int Id\vec{A} = \Re P_o, \quad (2-22)$$

onde:

Φ é a eficiência quântica;

e é a carga do elétron;

h é a constante de Planck;

ν é a frequência do fóton;

\Re é a responsividade do fotodetector; e

P_o é a amplitude da potência óptica incidente no fotodetector.

Fazendo uso das equações (2-21) e (2-22), pode-se representar a corrente fotodetectada como:

$$i_d(t) = \Re \frac{P_o}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\begin{aligned} &f_o\tau + \beta_1 \text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_1 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) + \\ &+ \beta_2 \text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_2 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) \end{aligned} \right] \right\}. \quad (2-23)$$

Por meio de propriedades trigonométricas, é possível manipular a equação (2-23) e obter:

$$i_d(t) = \Re \frac{P_o}{2} \left\{ \begin{array}{l} 1 + \cos(f_o \tau) \cos \left[\begin{array}{l} \beta_1 \text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_1 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) + \\ + \beta_2 \text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_2 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) \end{array} \right] \\ - \text{sen}(f_o \tau) \cos \left[\begin{array}{l} \beta_1 \text{sen} \left(f_1 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_1 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) + \\ + \beta_2 \text{sen} \left(f_2 \frac{\tau}{2} \right) \text{sen} \left(f_2 \left[t + \frac{\tau}{2} \right] \right) \end{array} \right] \end{array} \right\}. \quad (2-24)$$

Da equação (2-24) é possível perceber que o ruído de amplitude está presente em todas as componentes das frequências de modulação. Isso se evidencia pelos termos $\cos(f_o \tau)$ e $\text{sen}(f_o \tau)$, que matematicamente são considerados constantes, mas na prática apresentam uma pequena variação de τ , suficiente para afetar consideravelmente a amplitude da forma de onda.

O atraso de tempo entre os braços é dado por:

$$\tau = \frac{\Delta L}{c/n_f}, \quad (2-25)$$

onde:

c é a velocidade da luz; e

n_f é o índice de refração no núcleo da fibra óptica.

Considerando-se uma diferença entre os comprimentos dos braços do UMZ de $\Delta L = 2 \text{ m}$ e substituindo-se os valores conhecidos na equação (2-25), $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ e $n_f \cong 1,5$, obtém-se para o valor do atraso, $\tau = 10^{-8} \text{ s}$. Multiplicando-se este atraso pelo valor da frequência óptica, $f_o = 200 \text{ THz}$, tem-se $f_o \tau = 2 \cdot 10^6 \text{ THz} \cdot \text{s}$. Deste modo, uma variação de apenas $\pi \text{ rad}$ no argumento das funções senoidais, faz com que a onda passe de um ponto de máximo para um ponto de mínimo, sendo este um fator de difícil controle e que demanda o aumento do número de componentes na arquitetura.

Com raciocínio similar, é possível observar que a oscilação de τ nos argumentos das funções senoidais provoca um ruído de fase, que exige também a inserção de mais componentes na configuração, acabando por deixá-la onerosa e reduzir o interesse por sua implementação prática.

2.2 Conversor fotônico de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata

Esta estrutura é baseada em uma configuração de modulação óptica em cascata, sendo utilizada a Modulação em Intensidade com Detecção Direta (IM/DD). O sinal de RF na frequência intermediária (FI) modula diretamente a portadora óptica gerada pelo diodo laser (DL) na entrada do conversor. Em seguida, o sinal óptico proveniente do laser é modulado externamente pelo sinal do oscilador local (OL), empregando um Modulador de Mach-Zehnder com Alimentação Dupla (DD-MZM). A figura 2.3 retrata a configuração em análise.

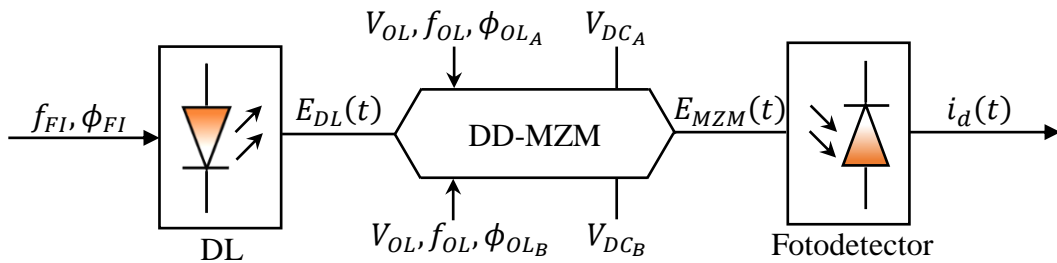


Figura 2.3 – Representação em diagrama de blocos da arquitetura do conversor de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata. Fonte: Adaptado de [43].

Se, nesta configuração, considerarem-se o estágio de modulação FI como ideal e o laser possuindo apenas um único modo, cuja corrente é modulada pelo sinal de frequência f_{FI} , o campo elétrico na saída do DL pode ser descrito por [43]:

$$E_{DL}(t) = \sqrt{2I_o\eta}\sqrt{1 + m_{FI}\cos(f_{FI}t + \phi_{FI})}e^{j(f_o t + \phi_o)}, \quad (2-26)$$

onde:

I_o é a intensidade óptica do sinal acoplado ao modulador com uma determinada polarização;

η é a impedância intrínseca do meio;

m_{FI} é o índice de modulação de intensidade do sinal da FI;

f_{FI} é a frequência do sinal da FI;

ϕ_{FI} é a fase do sinal da FI;

f_o é a frequência da portadora óptica gerada pelo DL; e

ϕ_o é a fase inicial da portadora óptica gerada pelo DL.

Da equação (2-26), com o DL operando na região linear de sua curva característica, quando se considera o emprego de pequenos sinais, isto é $m_{FI} \ll 1$, pode-se fazer uso da aproximação binomial, resultando em:

$$E_{DL}(t) \cong \sqrt{2I_o\eta} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right] e^{j(f_o t + \phi_o)}. \quad (2-27)$$

A alimentação de cada braço do DD-MZM é feita por meio de tensões elétricas compostas por um termo DC e uma componente AC do OL, cujas amplitudes e frequências são iguais, mas as fases são arbitrárias. Deste modo:

$$V_A(t) = V_{DC_A} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_A}) \quad e \quad (2-28)$$

$$V_B(t) = V_{DC_B} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_B}), \quad (2-29)$$

nas quais:

$V_A(t)$ e $V_B(t)$ são os sinais de modulação aplicados aos eletrodos dos braços do DD-MZM;

V_{DC_A} e V_{DC_B} são as tensões de polarização aplicadas aos eletrodos dos braços do DD-MZM;

V_{OL} é a amplitude dos sinais modulantes do OL;

f_{OL} é frequência dos sinais modulantes do OL; e

ϕ_{OL_A} e ϕ_{OL_B} são as fases dos sinais modulantes do OL aplicados aos eletrodos dos braços do DD-MZM.

O campo elétrico do sinal óptico se divide ao entrar no DD-MZM, obedecendo às equações:

$$E_{b_A}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{DL}(t) \quad e \quad (2-30a)$$

$$E_{b_B}(t) = j \frac{1}{\sqrt{2}} E_{DL}(t). \quad (2-30b)$$

Substituindo-se a equação (2-27) nas equações (2-30a) e (2-30b), tem-se:

$$E_{b_A}(t) \cong \sqrt{I_o\eta\alpha_A} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right] e^{j(f_o t + \phi_o)} \quad e \quad (2-31a)$$

$$E_{b_B}(t) \cong j\sqrt{I_o\eta\alpha_B} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right] e^{j(f_o t + \phi_o)}, \quad (2-31b)$$

onde:

α_A e α_B são os coeficientes de perda de potência óptica nos braços do DD-MZM.

O desvio de fase do sinal óptico na saída de cada braço do DD-MZM devido ao sinal elétrico aplicado ao eletrodo, equações (2-28) e (2-29), e ao comprimento do braço, pode ser representado como [8]:

$$\Delta\phi_A(t) = \phi_A + \frac{\pi}{V_{\pi_A}} [V_{DC_A} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_A})] e \quad (2-32a)$$

$$\Delta\phi_B(t) = \phi_B + \frac{\pi}{V_{\pi_B}} [V_{DC_B} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_B})], \quad (2-32b)$$

nas quais:

$\Delta\phi_A(t)$ e $\Delta\phi_B(t)$ são os desvios de fase do sinal óptico na saída de cada braço do DD-MZM; ϕ_A e ϕ_B são as fases inseridas no sinal óptico devido ao comprimento dos braços do DD-MZM; e

V_{π_A} e V_{π_B} são as tensões de meia onda dos braços do DD-MZM.

Os campos elétricos provenientes de cada braço do DD-MZM se combinam na saída do modulador e o campo elétrico neste ponto é escrito como:

$$E_{MZM}(t) = j \frac{1}{\sqrt{2}} E_{b_A}(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} E_{b_B}(t). \quad (2-33)$$

Deste modo, fazendo uso das equações (2-31a), (2-31b), (2-32a) e (2-32b) na equação (2-33), obtém-se:

$$E_{MZM}(t) \cong j \frac{\sqrt{I_o\eta}}{\sqrt{2}} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right] \times \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\alpha_A} e^{j\left\{f_o t + \phi_o + \frac{\pi}{V_{\pi_A}} [V_{DC_A} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_A})] + \phi_A\right\}} + \\ \sqrt{\alpha_B} e^{j\left\{f_o t + \phi_o + \frac{\pi}{V_{\pi_B}} [V_{DC_B} + V_{OL} \text{sen}(f_{OL}t + \phi_{OL_B})] + \phi_B\right\}} \end{array} \right\}. \quad (2-34)$$

Considerando-se $\phi_A = \phi_B = \phi_b$, $V_{\pi_A} = V_{\pi_B} = V_\pi$ e $\alpha_A = \alpha_B = \alpha$, é possível, a partir da equação (2-34), escrever:

$$E_{MZM}(t) \cong j \frac{\sqrt{2I_o\eta\alpha}}{2} e^{j(f_o t + \phi_o + \phi_b)} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI} t + \phi_{FI}) \right] \times \left\{ e^{j\left(\frac{\pi V_{DC_A}}{V_\pi}\right)} e^{j\left[\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi} \text{sen}(f_{OL} t + \phi_{OL_A})\right]} + e^{j\left(\frac{\pi V_{DC_B}}{V_\pi}\right)} e^{j\left[\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi} \text{sen}(f_{OL} t + \phi_{OL_B})\right]} \right\}. \quad (2-35)$$

Definindo-se:

$$m_{OL} = \frac{\pi V_{OL}}{V_\pi}, \quad (2-36)$$

onde:

m_{OL} é o índice de modulação referente ao OL;

V_{OL} é a amplitude do sinal modulante do OL;

V_π é a tensão de meia onda do braço do DD-MZM; e

fazendo uso da expansão de Jacobi-Anger dada por [44]:

$$e^{j\kappa \text{sen}(\gamma)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\kappa) e^{jn\gamma}, \quad (2-37)$$

onde:

$J_n(\kappa)$ é a função de Bessel de primeira espécie de ordem n , é possível escrever a equação (2-35) como:

$$E_{MZM}(t) \cong j \frac{\sqrt{2I_o\eta\alpha}}{2} e^{j(f_o t + \phi_o + \phi_b)} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI} t + \phi_{FI}) \right] \times \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL} t} e^{j\frac{\pi V_{DC_A}}{V_\pi}} e^{jn \phi_{OL_A}} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL} t} e^{j\frac{\pi V_{DC_B}}{V_\pi}} e^{jn \phi_{OL_B}} \right\}. \quad (2-38)$$

Com o intuito de simplificar a análise da equação (2-38), pode-se multiplicar, respectivamente, o primeiro e o segundo somatório dela pelas expressões identicamente unitárias dadas por:

$$e^{j\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}}V_{DCB} - \frac{\pi}{2V_{\pi}}V_{DCB}\right)} e^{j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLB} - \frac{n}{2}\phi_{OLB}\right)} = 1 \quad e \quad (2-39a)$$

$$e^{j\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}}V_{DCA} - \frac{\pi}{2V_{\pi}}V_{DCA}\right)} e^{j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLA} - \frac{n}{2}\phi_{OLA}\right)} = 1. \quad (2-39b)$$

Desta forma, a equação (2-38) torna-se:

$$E_{MZM}(t) \cong j \frac{\sqrt{2I_o\eta\alpha}}{2} e^{j(f_o t + \phi_o + \phi_b)} \times \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI} t + \phi_{FI}) \right] \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL} t} \times \left\{ e^{j\left(\frac{\pi V_{DCA}}{2V_{\pi}} + \frac{\pi V_{DCB}}{2V_{\pi}}\right)} e^{j\left(\frac{\pi V_{DCA}}{2V_{\pi}} - \frac{\pi V_{DCB}}{2V_{\pi}}\right)} e^{j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLA} + \frac{n}{2}\phi_{OLB}\right)} e^{j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLA} - \frac{n}{2}\phi_{OLB}\right)} + \left. e^{j\left(\frac{\pi V_{DCA}}{2V_{\pi}} + \frac{\pi V_{DCB}}{2V_{\pi}}\right)} e^{-j\left(\frac{\pi V_{DCA}}{2V_{\pi}} - \frac{\pi V_{DCB}}{2V_{\pi}}\right)} e^{j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLA} + \frac{n}{2}\phi_{OLB}\right)} e^{-j\left(\frac{n}{2}\phi_{OLA} - \frac{n}{2}\phi_{OLB}\right)} \right\}. \quad (2-40)$$

Reordenando-se os termos da equação (2-40), obtém-se:

$$E_{MZM}(t) \cong j \frac{\sqrt{2I_o\eta\alpha}}{2} e^{j\left[f_o t + \phi_o + \phi_b + \frac{\pi(V_{DCA} + V_{DCB})}{2V_{\pi}}\right]} \times \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI} t + \phi_{FI}) \right] \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL} t} e^{jn\left(\frac{\phi_{OLA} + \phi_{OLB}}{2}\right)} \times \left\{ e^{j\left[\frac{\pi(V_{DCA} - V_{DCB})}{2V_{\pi}} + n\left(\frac{\phi_{OLA} - \phi_{OLB}}{2}\right)\right]} + e^{-j\left[\frac{\pi(V_{DCA} - V_{DCB})}{2V_{\pi}} + n\left(\frac{\phi_{OLA} - \phi_{OLB}}{2}\right)\right]} \right\}. \quad (2-41)$$

Sabe-se que as fórmulas de Euler para o cosseno e para o seno são dadas por:

$$\cos \psi = \frac{e^{j\psi} + e^{-j\psi}}{2} \quad (2-42a)$$

$$e \quad \sin \psi = \frac{e^{j\psi} - e^{-j\psi}}{2j} \quad (2-42b)$$

Assim, fazendo uso da equação (2-42a) na equação (2-41), tem-se:

$$E_{MZM}(t) \cong j\sqrt{2I_o\eta\alpha} e^{j\left[f_o t + \phi_o + \phi_b + \frac{\pi(V_{DC_A} + V_{DC_B})}{2V_\pi}\right]} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI})\right] \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) \cos\left[\frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_\pi} + n\left(\frac{\phi_{OLA} - \phi_{OLB}}{2}\right)\right] e^{jn\left(f_{OL}t + \frac{\phi_{OLA} + \phi_{OLB}}{2}\right)}. \quad (2-43)$$

Da equação (2-43), é possível extrair os efeitos provocados pela soma entre as tensões de polarização e pela soma entre as fases dos sinais modulantes do OL no espectro de frequência do sinal óptico de saída do DD-MZM. Além disso, também se percebe a dependência das componentes espectrais do sinal óptico em relação à diferença entre os valores de tensão de polarização aplicadas aos braços do DD-MZM e à diferença de fase dos sinais modulantes do OL.

A fim de simplificar a notação apresentada na equação (2-43), definem-se:

$$\phi_{ST} = \frac{\pi(V_{DC_A} + V_{DC_B})}{2V_\pi}, \quad (2-44a)$$

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_\pi}, \quad (2-44b)$$

$$\phi_{SF} = \frac{\phi_{OLA} + \phi_{OLB}}{2}, \quad (2-44c)$$

$$\phi_{DF} = \frac{\phi_{OLA} - \phi_{OLB}}{2} \quad (2-44d)$$

nas quais:

ϕ_{ST} é a fase resultante da soma das tensões de polarização aplicadas aos braços do DD-MZM;

ϕ_{DT} é a fase resultante da diferença das tensões de polarização aplicadas aos braços do DD-MZM;

ϕ_{SF} é a fase resultante da soma das fases dos sinais modulantes do OL; e

ϕ_{DF} é a fase resultante da diferença das fases dos sinais modulantes do OL.

Com o uso das equações (2-44) é possível reescrever a equação (2-43) como:

$$E_{MZM}(t) \cong j\sqrt{2I_o\eta\alpha} e^{j[\phi_o + \phi_b + \phi_{ST}]} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI})\right] \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) e^{j[(f_o + nf_{OL})t + n\phi_{SF}]}. \quad (2-45)$$

Recorrendo-se a equação (2-12), ao se considerar uma onda Eletromagnética Transversal (TEM), propagando-se em um meio com impedância intrínseca η , pode-se escrever:

$$I_{MZM}(t) = \frac{1}{2} \left| \frac{EE^*}{\eta} \right|. \quad (2-46)$$

Deste modo, substituindo-se a equação (2-45) na equação (2-46), obtém-se a expressão para a intensidade do sinal óptico na saída do DD-MZM. Logo:

$$I_{MZM}(t) \cong \left| \begin{aligned} & (j\sqrt{I_o\alpha})^2 e^{j(\phi_o+\phi_b+\phi_{ST})} e^{-j(\phi_o+\phi_b+\phi_{ST})} \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 \times \\ & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) e^{jf_o t} e^{jn(f_{OL}t + \phi_{SF})} \times \\ & \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + p\phi_{DF}) e^{-jf_o t} e^{-jp(f_{OL}t + \phi_{SF})} \end{aligned} \right|. \quad (2-48)$$

A equação (2-48) pode ser reordenada, resultando em:

$$I_{MZM}(t) \cong I_o\alpha \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) J_p(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + p\phi_{DF}) e^{j(n-p)(f_{OL}t + \phi_{SF})}. \quad (2-49)$$

Definindo-se:

$$I_s = I_o\alpha e \quad (2-50)$$

$$k = n - p, \quad (2-51)$$

em que I_s é a densidade de potência do sinal óptico, presente na saída do modulador, quando não houver tensão de polarização e nem sinal modulante do OL aplicados às entradas de modulação do DD-MZM, a equação (2-49) pode ser escrita como:

$$I_{MZM}(t) \cong I_s \left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] e^{jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right\}. \quad (2-52)$$

Para realizar as expansões inerentes à equação (2-52), analisar-se-ão separadamente os seus fatores. Deste modo:

I – Expansão do termo quadrático:

Aplicando-se o produto notável do quadrado da soma de dois termos ao termo quadrático da equação (2-52), obtém-se:

$$\left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 = 1 + m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) + \frac{m_{FI}^2}{4} \cos^2(f_{FI}t + \phi_{FI}). \quad (2-53)$$

Da trigonometria é possível empregar a seguinte identidade:

$$\cos^2 a = \frac{1}{2} [1 + \cos(2a)]. \quad (2-54)$$

Assim, fazendo uso da equação (2-54) na equação (2-53), tem-se:

$$\left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 = \left\{ \begin{array}{l} 1 + m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) + \\ \frac{m_{FI}^2}{8} [1 + \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI})] \end{array} \right\}. \quad (2-55)$$

A equação (2-55) pode ser reescrita como:

$$\left[1 + \frac{m_{FI}}{2} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \right]^2 = \left\{ \begin{array}{l} \left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) + m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) + \\ \frac{m_{FI}^2}{8} \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \end{array} \right\}. \quad (2-56)$$

II – Expansão do somatório em k :

Quanto aos somatórios da equação (2-52) é possível escrever:

$$\begin{aligned}
& \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\
& \qquad \qquad \qquad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) + \\
& \left. \begin{aligned}
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-1}^{-\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] \\
& + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]
\end{aligned} \right\} e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})}. \tag{2-57}
\end{aligned}$$

A partir da expansão do somatório de índice k no primeiro termo do segundo membro da equação (2-57), por meio da inversão de seus limites, chega-se a seguinte equação:

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-1}^{-\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_n(m_{OL})J_{n+k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n+k)\phi_{DF}] e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})}. \tag{2-58}
\end{aligned}$$

Invertendo-se os limites de n na equação (2-58), obtém-se:

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-1}^{-\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\
& \sum_{n=+\infty}^{-\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_{-n}(m_{OL})J_{-(n-k)}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}]e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})}. \tag{2-59}
\end{aligned}$$

Para n inteiro, a fórmula de reflexão de ordem das funções de Bessel é dada por [44]:

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x). \tag{2-60}$$

Com isso, aplicando a equação (2-60) na equação (2-59), pode-se obter:

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-1}^{-\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\
& \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^n J_n(m_{OL})(-1)^{n-k} J_{n-k}(m_{OL}) \times \right. \\
& \left. \cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}]e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \right\}. \tag{2-61}
\end{aligned}$$

A equação (2-61) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-1}^{+\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\ & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}]e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \end{aligned} \quad (2-62)$$

Substituindo-se a equação (2-62) na equação (2-57), surge:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF})\cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} = \\ & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^k J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \right. \\ & \quad \left. \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}]e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \right\} + \\ & \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) + \\ & \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \right. \\ & \quad \left. \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \right\}. \end{aligned} \quad (2-63)$$

Reunindo-se as equações (2-56) e (2-63) com a equação (2-52), tem-se:

$$\begin{aligned} I_{MZM}(t) \cong I_s \left[\left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) + m_{FI}\cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) + \frac{m_{FI}^2}{8}\cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \right] \times \\ \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^k J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \quad \left. \left. \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}]e^{-jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \right\} + \right. \\ \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) + \\ \quad \left. \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ J_n(m_{OL})J_{n-k}(m_{OL})\cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \quad \left. \left. \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}]e^{jk(f_{OL}t+\phi_{SF})} \right\} \right). \end{aligned} \quad (2-64)$$

Considerando-se que a área do fotodiodo é suficiente para captar todo o sinal óptico incidente nele e recorrendo-se a equação (2-22), é possível determinar a expressão da corrente fotodetectada. Deste modo:

$$i_d(t) \cong \Re P_o \left[\left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) + m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) + \frac{m_{FI}^2}{8} \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \right] \times \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^k J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}] e^{-jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right\} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL}) \cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] e^{jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right\} \right). \quad (2-65)$$

Observando-se a equação (2-65), é possível identificar os seguintes termos:

$$i_{DC} = \Re P_o \left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL}) \cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}), \quad (2-66a)$$

$$i_{FI}(t) = \Re P_o m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL}) \cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}), \quad (2-66b)$$

$$i_{2FI}(t) = \Re P_o \frac{m_{FI}^2}{8} \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m_{OL}) \cos^2(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) e \quad (2-66c)$$

$$i_{kOL}(k, t) = \Re P_o \left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) \times \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}] \right\} e^{-jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right. \\ \left. + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] \right\} e^{jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right). \quad (2-66d)$$

Ainda, realizando-se a multiplicação entre os termos da equação (2-65) que contém funções cosseno, é possível chegar em:

$$i_{kOL \pm FI}(k, t) = \Re P_o m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \times \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}] \right\} e^{-jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right. \\ \left. + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] \right\} e^{jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \right) e \quad (2-66e)$$

$$i_{kOL\pm 2FI}(k, t) = \Re P_o \frac{m_{FI}^2}{8} \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \times \left(\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \begin{array}{l} \cos(\phi_{DT} - n\phi_{DF}) \times \\ \cos[\phi_{DT} - (n-k)\phi_{DF}] \end{array} \right\} e^{-jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \\ & + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_n(m_{OL}) J_{n-k}(m_{OL}) \left\{ \begin{array}{l} \cos(\phi_{DT} + n\phi_{DF}) \times \\ \cos[\phi_{DT} + (n-k)\phi_{DF}] \end{array} \right\} e^{jk(f_{OL}t + \phi_{SF})} \end{aligned} \right) \quad (2-66f)$$

Uma observação importante é que, de acordo com a polarização efetuada no DD-MZM, a modulação obtida pode conter banda lateral única (SSB) ou banda lateral dupla (DSB), conforme a defasagem entre os sinais de RF modulantes aplicados na entrada do modulador [43].

Os pontos de polarização mais comumente empregados são o ponto de máxima transmissão (MATB), o ponto de mínima transmissão (MITB) e o ponto de quadratura (QP), que são responsáveis pela supressão dos harmônicos ímpares mantendo a portadora, pela supressão dos harmônicos ímpares e da portadora, e pela supressão dos harmônicos pares ou não mantendo a portadora [43].

2.2.1 Análise quantitativa da amplitude das componentes da corrente fotodetectada

A fim de avaliar a contribuição dos harmônicos de cada componente da corrente fotodetectada, uma expansão das equações (2-66) será realizada. Observando tais equações, percebe-se que os termos referentes às funções de Bessel são fatores que influenciam diretamente as amplitudes das componentes. Assim, é importante verificar, anteriormente à expansão, a partir de que ordem das funções de Bessel a contribuição para a amplitude pode ser desprezada.

A figura 2.4 representa a variação de amplitude e fase das funções de Bessel de primeira espécie, cujas ordens, n , variam entre 0 e 3 e o índice de modulação, m_{OL} , varia de 0 a 9.

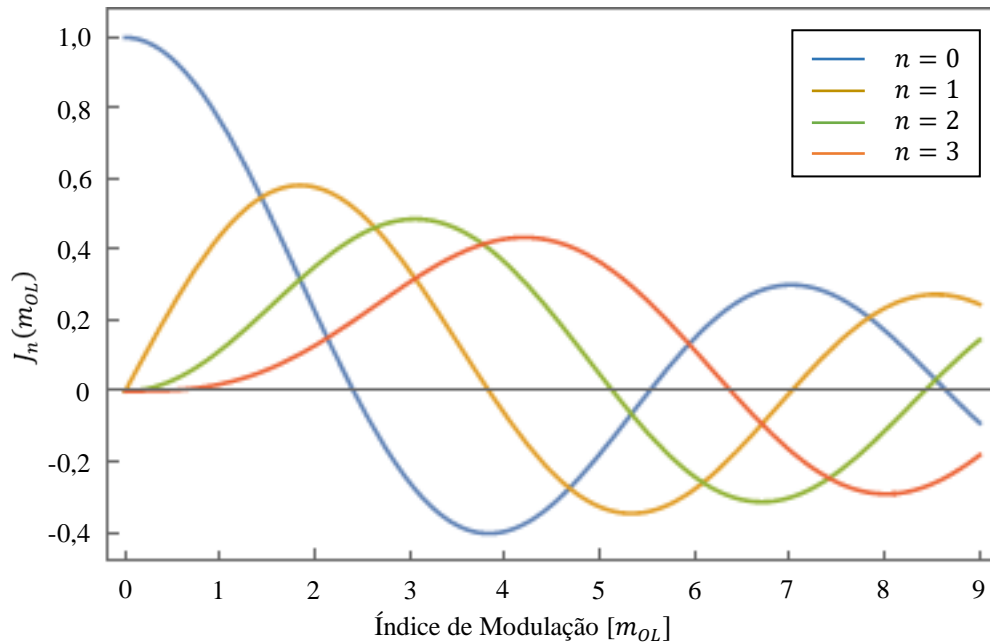


Figura 2.4 – Funções de Bessel de primeira espécie com ordens n variando de 0 a 3 e índice de modulação m_{OL} variando entre 0 e 9.

A figura 2.5 é uma ampliação da figura 2.4 para o intervalo de índice de modulação do OL entre $0 < m_{OL} < 0,25$. De acordo com ela, as ordens das funções de Bessel que contribuem para a amplitude das componentes da corrente fotodetectada apresentadas nas equações (2-66a) à (2-66f) são $n = 0$ e $n = 1$.

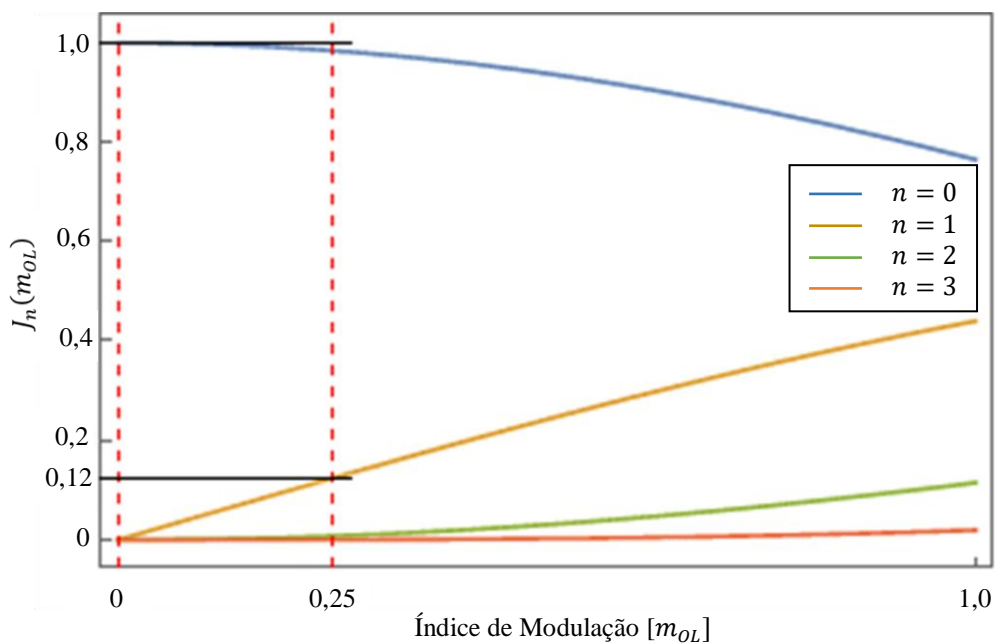


Figura 2.5 – Visão ampliada do intervalo de índice de refração do OL, entre $0 < m_{OL} < 0,25$.

Deste modo, as contribuições das ordens superiores podem ser desprezadas. Também é importante observar a fórmula de reflexão de ordem das funções de Bessel [44] apresentada na equação 2-60, pois ela adiciona a contribuição da ordem $n = -1$.

Isto posto, a expansão das equações (2-66), considerando-se apenas as ordens $n \in [-1,0,1]$ das funções de Bessel de primeira espécie, resulta em:

$$i_{DC} = \Re P_o \left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) \times \quad (2-67a)$$

$$[J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} - \phi_{DF}) + J_0^2(m_{ol})\cos^2(\phi_{DT}) + J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + \phi_{DF})],$$

$$i_{FI}(t) = \Re P_o m_{FI} \cos(f_{FI}t + \phi_{FI}) \times \quad (2-67b)$$

$$[J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} - \phi_{DF}) + J_0^2(m_{ol})\cos^2(\phi_{DT}) + J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + \phi_{DF})],$$

$$i_{2FI}(t) = \Re P_o \frac{m_{FI}^2}{8} \cos(2f_{FI}t + 2\phi_{FI}) \times \quad (2-67c)$$

$$[J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} - \phi_{DF}) + J_0^2(m_{ol})\cos^2(\phi_{DT}) + J_1^2(m_{OL})\cos^2(\phi_{DT} + \phi_{DF})],$$

$$i_{OL}(1, t) + i_{2OL}(2, t) = -\Re P_o \left(1 + \frac{m_{FI}^2}{8} \right) \times \quad (2-67d)$$

$$\left[\frac{4J_0(m_{OL})J_1(m_{OL})\cos(\phi_{DT})\sen(\phi_{DT})\sen(\phi_{DF})\cos(f_{OL}t + \phi_{SF})}{J_1^2(m_{OL})[\cos(2\phi_{DT}) + \cos(2\phi_{DF})]\cos(2f_{OL}t + 2\phi_{SF})} + \right]$$

$$i_{OL\pm FI}(1, t) + i_{2OL\pm FI}(2, t) = -\Re P_o m_{FI} \times \left\{ \begin{array}{l} 2J_0(m_{OL})J_1(m_{OL})\cos(\phi_{DT})\sen(\phi_{DT})\sen(\phi_{DF}) \times \\ \{ \cos[(f_{OL} - f_{FI})t + \phi_{SF} - \phi_{FI}] + \cos[(f_{OL} + f_{FI})t + \phi_{SF} + \phi_{FI}] \} + \\ + \frac{1}{2}J_1^2(m_{OL})[\cos(2\phi_{DT}) + \cos(2\phi_{DF})] \times \\ \{ \cos[(2f_{OL} - f_{FI})t + 2\phi_{SF} - \phi_{FI}] + \cos[(2f_{OL} + f_{FI})t + 2\phi_{SF} + \phi_{FI}] \} \end{array} \right\} e \quad (2-67e)$$

$$i_{OL\pm 2FI}(1, t) + i_{2OL\pm 2FI}(2, t) = -\Re P_o \frac{m_{FI}^2}{8} \times \left\{ \begin{array}{l} 2J_0(m_{OL})J_1(m_{OL})\cos(\phi_{DT})\sen(\phi_{DT})\sen(\phi_{DF}) \times \\ \{ \cos[(f_{OL} - 2f_{FI})t + \phi_{SF} - 2\phi_{FI}] \cos[(f_{OL} + 2f_{FI})t + \phi_{SF} + 2\phi_{FI}] \} \\ + \frac{1}{2}J_1^2(m_{OL})[\cos(2\phi_{DT}) + \cos(2\phi_{DF})] \times \\ \{ \cos[(2f_{OL} - 2f_{FI})t + 2\phi_{SF} - 2\phi_{FI}] + \cos[(2f_{OL} + 2f_{FI})t + 2\phi_{SF} + 2\phi_{FI}] \} \end{array} \right\} \quad (2-67f)$$

Lembrando-se da condição de emprego de pequenos sinais utilizada para a aproximação binomial realizada na equação (2-26), isto é, $m_{FI} \ll 1$, pode-se comparar das equações (2-67). Observa-se que a da componente DC e a componente devida ao OL independem do índice de

modulação de FI, m_{FI} . As amplitudes das componentes devidas à FI e à frequência resultante da soma da frequência do OL com a da FI, $I_{k_{OL\pm FI}}(k)$, são reduzidas pelo fator multiplicativo de m_{FI} . Além disso, as demais, I_{2FI} e $I_{k_{OL\pm 2FI}}(k)$, são diminutas em função de serem multiplicadas pelo fator $m_{FI}^2/8$.

Com essa análise, verifica-se que o sinal esperado na saída do fotodetector é formado pelas componentes DC e OL, exibindo maior amplitude, e pelas componentes FI e soma ou diferença do OL com a FI, com amplitude reduzida. As demais podem ser desprezadas.

2.2.2 Casos Particulares de Polarização do DD-MZM

Levando-se em conta o estudo realizado na seção anterior, as expressões aqui desenvolvidas ater-se-ão às componentes $i_{k_{OL}}$ e $i_{k_{OL\pm FI}}$. Desta forma, a corrente do sinal de saída do fotodetector, já com os valores atribuídos aos parâmetros utilizados de $\Re = 1 A/W$, $P_o = 1 mW$, $m_{OL} = 0,125$ e $m_{FI} = 0,1$, é dada por:

$$i_f(t) \cong -10^{-3} \times \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} 0,249 \cos(\phi_{DT}) \text{sen}(\phi_{DT}) \text{sen}(\phi_{DF}) \cos(f_{OL}t + \phi_{SF}) + \\ 3,891 \times 10^{-3} [\cos(2\phi_{DT}) + \cos(2\phi_{DF})] \cos(2f_{OL}t + 2\phi_{SF}) \end{array} \right] + \\ \left(\begin{array}{l} 0,012 \cos(\phi_{DT}) \text{sen}(\phi_{DT}) \text{sen}(\phi_{DF}) \times \\ \{ \cos[(f_{OL} - f_{FI})t + \phi_{SF} - \phi_{FI}] + \cos[(f_{OL} + f_{FI})t + \phi_{SF} + \phi_{FI}] \} + \\ + 1,946 \times 10^{-4} [\cos(2\phi_{DT}) + \cos(2\phi_{DF})] \times \\ \{ \cos[(2f_{OL} - f_{FI})t + 2\phi_{SF} - \phi_{FI}] + \cos[(2f_{OL} + f_{FI})t + 2\phi_{SF} + \phi_{FI}] \} \end{array} \right) \end{array} \right\} \quad (2-68)$$

A expressão apresentada na equação (2-68) reúne as componentes que contribuem para a corrente de interesse a ser examinada no estudo proposto neste trabalho, cujo somatório é representado por $i_f(k, t) = i_{OL}(1, t) + i_{2OL}(2, t) + i_{OL\pm FI}(1, t) + i_{2OL\pm FI}(2, t)$.

2.2.2.1 Ponto de Quadratura (QP) e Banda Lateral Única (SSB)

Para a obtenção desta condição, os seguintes valores devem ser utilizados [43], respectivamente, nas equações (2-44b) e (2-44d):

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = \frac{V_\pi}{2} \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \frac{\pi}{2}$$

Assim:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_\pi} = \frac{\pi V_\pi}{4V_\pi} = \frac{\pi}{4} \quad (2-69a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{4} \quad (2-69b)$$

A expressão da potência elétrica média, P_{med} , é dada por [45]:

$$P_{med} = \frac{1}{2} R_L I_{pico}^2, \quad (2-70)$$

onde R_L é a impedância de carga, considerada como 50Ω , e I_{pico} é a amplitude máxima da corrente elétrica.

Empregando-se as equações (2-68), (2-69) e (2-70), chega-se nas potências médias de cada componente espectral, de modo que:

$$P_{med_{f_{OL}}} \cong 0,194 \mu W, P_{med_{(f_{OL}-f_{FI})}} \cong 0,483 nW \text{ e } P_{med_{(f_{OL}+f_{FI})}} \cong 0,483 nW.$$

Atribuindo-se os valores de $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, de $f_{FI} = 500 \text{ MHz}$, o espectro elétrico, obtido com o auxílio de programas de cálculo numérico e simbólico, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$ é representado na figura 2.6.

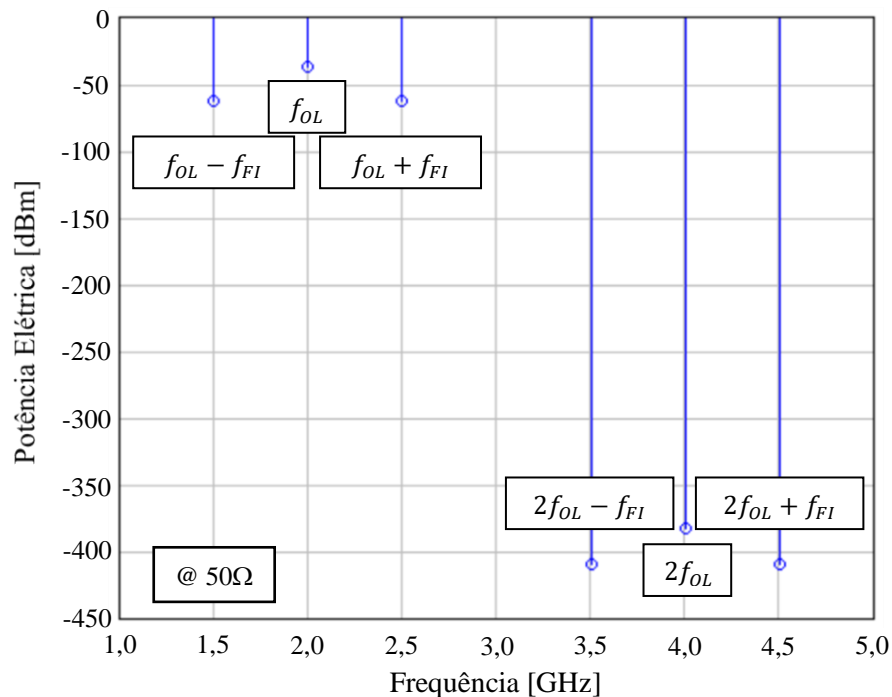


Figura 2.6 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de quadratura (QP) com defasagem entre eletrodos de 90° .

Os valores das componentes do espectro de potência extraídos da figura 2.6 são apresentados na tabela 2.1:

Tabela 2.1 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.6.

Frequência (GHz)	Valor Aproximado da Potência (dBm)
$f_{OL} - f_{FI} = 1,5$	-63
$f_{OL} = 2$	-37
$f_{OL} + f_{FI} = 2,5$	-63
$2f_{OL} - f_{FI} = 3,5$	-408 ($\cong 0 W$)
$2f_{OL} = 4$	-382 ($\cong 0 W$)
$2f_{OL} + f_{FI} = 4,5$	-408 ($\cong 0 W$)

Conforme era esperado para o caso analisado, o segundo harmônico foi suprimido e a portadora mantida.

2.2.2.2 Ponto de Quadratura (QP) e Banda Lateral Dupla (DSB)

Os valores que satisfazem esta condição [43], e que devem ser aplicados nas equações (2-44b) e (2-44d), respectivamente, são:

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = \frac{V_\pi}{2} \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \pi$$

Então:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_\pi} = \frac{\pi V_\pi}{4V_\pi} = \frac{\pi}{4} \quad (2-71a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{2} \quad (2-71b)$$

Fazendo uso das equações (2-68), (2-70) e (2-71), tem-se:

$$P_{med_{f_{OL}}} \cong 384 \text{ mW}, \quad P_{med_{(2f_{OL})}} \cong 378 \text{ } \mu\text{W}, \quad P_{med_{(f_{OL}-f_{FI})}} \cong 965 \text{ } \mu\text{W}, \quad P_{med_{(f_{OL}+f_{FI})}} \cong 965 \text{ } \mu\text{W},$$

$$P_{med_{(2f_{OL}-f_{FI})}} \cong 0,947 \text{ } \mu\text{W} \text{ e } P_{med_{(2f_{OL}+f_{FI})}} \cong 0,947 \text{ } \mu\text{W}.$$

O espectro de potência para esta condição é apresentado na figura 2.7:

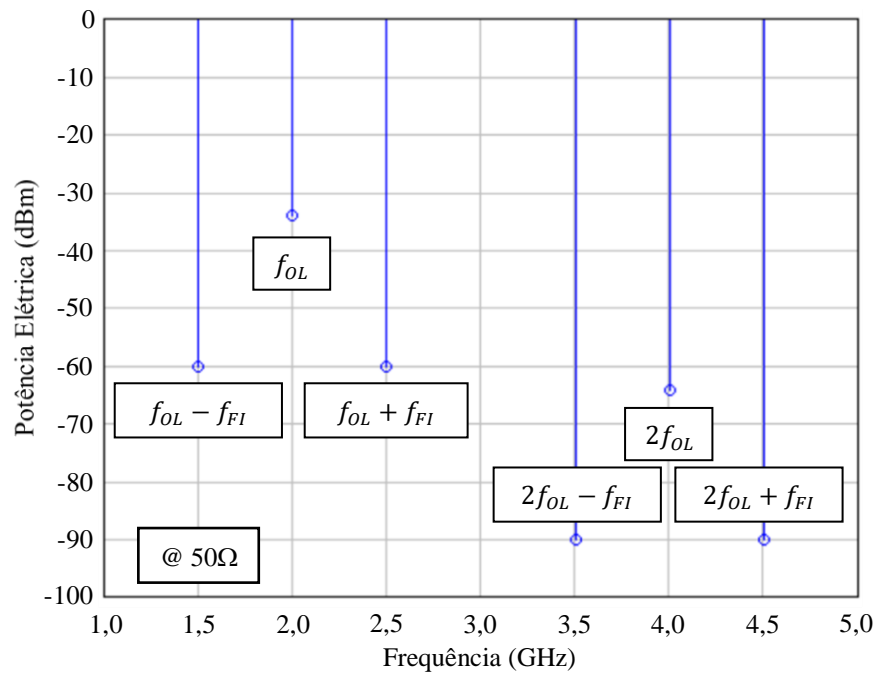


Figura 2.7 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de quadratura (QP) com defasagem entre eletrodos de 180° (*push-pull*).

Os valores das componentes do espectro de potência extraídos da figura 2.7 constam da tabela 2.2:

Tabela 2.2 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.7.

Frequência (GHz)	Valor Aproximado da Potência (dBm)
$f_{OL} - f_{FI} = 1,5$	-64
$f_{OL} = 2$	-34
$f_{OL} + f_{FI} = 2,5$	-64
$2f_{OL} - f_{FI} = 3,5$	-90
$2f_{OL} = 4$	-60
$2f_{OL} + f_{FI} = 4,5$	-90

As potências obtidas denotam que os harmônicos de segunda ordem, embora apareçam, apresentam, aproximadamente, 26 dB abaixo dos harmônicos fundamentais, facilitando sua filtragem para o emprego em conversores de frequência.

2.2.2.3 Ponto de Máxima Transmissão (MATB) e Banda Lateral Única (SSB)

Para esta análise, os valores empregados nas equações (2-44b) e (2-44d) são:

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = 0 \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \frac{\pi}{2}$$

Logo:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_{\pi}} = 0 \quad (2-72a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{4} \quad (2-72b)$$

Recorrendo novamente às equações (2-68) e (2-70), pode-se obter, com a substituição dos valores das equações (2-72), o seguinte:

$$P_{med(2f_{OL})} \cong 378 \mu W, P_{med(2f_{OL}-f_{FI})} \cong 0,947 \mu W \text{ e } P_{med(2f_{OL}+f_{FI})} \cong 0,947 \mu W.$$

A figura 2.8 apresenta o espectro de potência para a situação em análise:

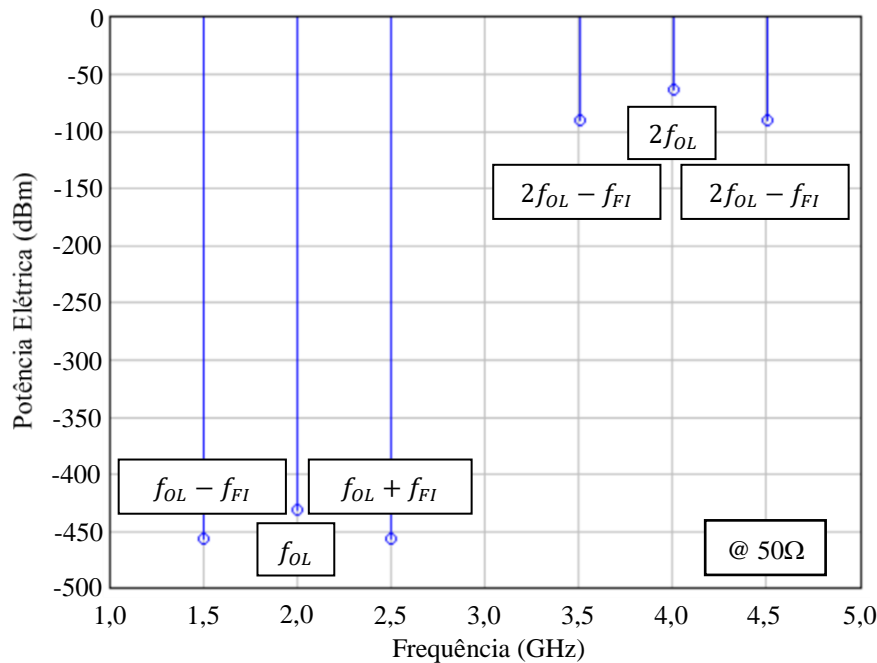


Figura 2.8 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de máxima transmissão (MATB) com defasagem entre eletrodos de 90° .

A tabela 2.3 lista os valores do espectro de potência extraídos da figura 2.8:

Tabela 2.3 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.8.

Frequência (GHz)	Valor Aproximado da Potência (dBm)
$f_{OL} - f_{FI} = 1,5$	-457 (= 0 W)
$f_{OL} = 2$	-431 (= 0 W)
$f_{OL} + f_{FI} = 2,5$	-457 (= 0 W)
$2f_{OL} - f_{FI} = 3,5$	-90
$2f_{OL} = 4$	-64
$2f_{OL} + f_{FI} = 4,5$	-90

De acordo com o previsto para a situação em estudo, o primeiro harmônico foi suprimido e a portadora mantida.

2.2.2.4 Ponto de Máxima Transmissão (MATB) e Banda Lateral Dupla (DSB)

Para obter tal circunstância em análise, devem ser substituídos nas equações (2-44b) e (2-44d) os seguintes valores:

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = 0 \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \pi$$

Logo:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_{\pi}} = 0 \quad (2-73a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{2} \quad (2-73b)$$

Fazendo uso, uma vez mais, das equações (2-68) e (2-70) e com o auxílio das equações (2-73), percebe-se que, especificamente para este caso, não há potência na saída. Isso se deve às considerações de aproximação das funções de Bessel de primeira espécie efetuada na seção 2.2.1. Segundo a análise gráfica realizada naquela seção, optou-se por considerar apenas as ordens das funções de Bessel para $n \in [-1,0,1]$. Portanto, como o índice de modulação utilizado na arquitetura é baixo, não ocorre o aparecimento de potência no harmônico fundamental e nem no segundo harmônico.

Cabe ressaltar que, embora seja feita uma linearização da função de transferência quando do uso de pequenos sinais, o que deveria eliminar a distorção que causa a mistura, para a configuração apresentada nesta seção, de acordo com os esquemas de polarização e de defasagem entre os eletrodos do DD-MZM adotados, ainda é possível obter batimentos de frequências.

Essa ocorrência pode ser considerada uma vantagem, pois mesmo com baixa inserção de potência (m_{FI} e $m_{OL} \ll 1$), a operação não-linear acontece, de forma aproximada, como se tivesse propriedades lineares.

2.2.2.5 Ponto de Mínima Transmissão (MITB) e Banda Lateral Única (SSB)

Para este caso, os valores que atendem e que devem ser substituídos nas equações (2-44b) e (2-44d) são:

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = V_\pi \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \frac{\pi}{2}$$

Logo:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_\pi} = \frac{\pi V_\pi}{2V_\pi} = \frac{\pi}{2} \quad (2-74a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{4} \quad (2-74b)$$

Com o emprego das equações (2-68), (2-70) e (2-74), a expressão para a potência elétrica é dada por:

$$P_{med(2f_{OL})} \cong 378 \mu W, P_{med(2f_{OL}-f_{FI})} \cong 0,947 \mu W \text{ e } P_{med(2f_{OL}+f_{FI})} \cong 0,947 \mu W.$$

Na figura 2.9 é retratado o espectro de potência para o caso analisado:

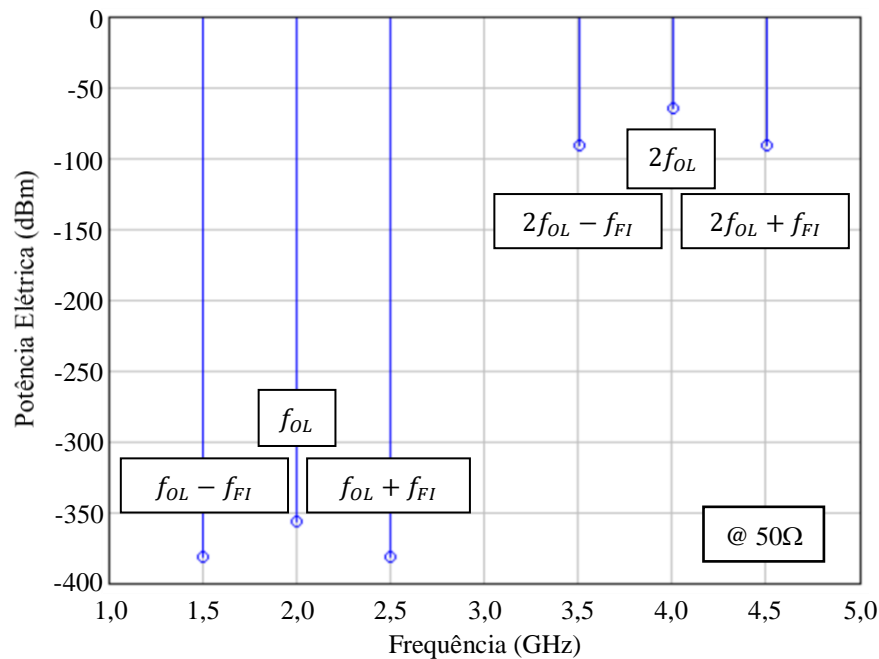


Figura 2.9 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de mínima transmissão (MITB) com defasagem entre eletrodos de 90° .

Na tabela 2.4 encontram-se os valores das componentes do espectro de potência extraídos da figura 2.9:

Tabela 2.4 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.9.

Frequência (GHz)	Valor Aproximado da Potência (dBm)
$f_{OL} - f_{FI} = 1,5$	-381 (= 0 W)
$f_{OL} = 2$	-355 (= 0 W)
$f_{OL} + f_{FI} = 2,5$	-381 (= 0 W)
$2f_{OL} - f_{FI} = 3,5$	-90
$2f_{OL} = 4$	-64
$2f_{OL} + f_{FI} = 4,5$	-90

Conforme o esperado para a situação imposta, o primeiro harmônico e a portadora foram suprimidos.

2.2.2.6 Ponto de Mínima Transmissão (MITB) e Banda Lateral Dupla (DSB)

Finalmente, o último esquema de polarização e de defasagem estudado ocorre quando os valores utilizados nas equações (2-44b) e (2-44d) são:

$$|V_{DC_A} - V_{DC_B}| = V_{\pi} \quad \text{e} \quad |\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}| = \pi$$

Logo:

$$\phi_{DT} = \frac{\pi(V_{DC_A} - V_{DC_B})}{2V_{\pi}} = \frac{\pi V_{\pi}}{2V_{\pi}} = \frac{\pi}{2} \quad (2-75a) \quad \text{e} \quad \phi_{DF} = \frac{\phi_{OL_A} - \phi_{OL_B}}{2} = \frac{\pi}{2} \quad (2-75b)$$

Reutilizando as equações (2-68) e (2-70) associadas aos valores das equações (2-75), tem-se:

$$P_{med(2f_{OL})} \cong 378 \mu W, P_{med(2f_{OL}-f_{FI})} \cong 0,947 \mu W \text{ e } P_{med(2f_{OL}+f_{FI})} \cong 0,947 \mu W.$$

O último espectro de potência para essa arquitetura é mostrado na figura 2.10:

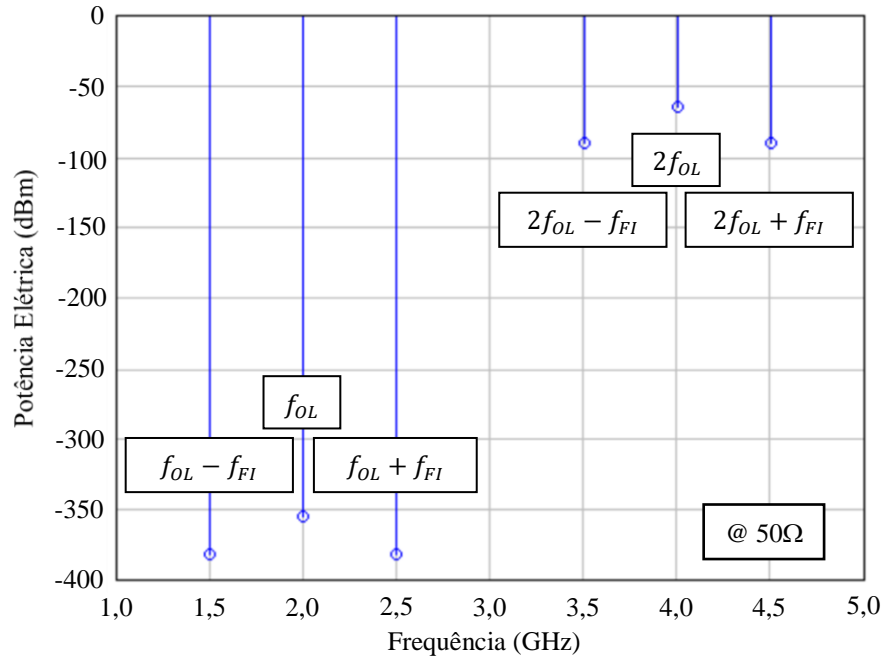


Figura 2.10 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$, para o DD-MZM polarizado no ponto de mínima transmissão (MITB) com defasagem entre eletrodos de 180° (*push-pull*).

Os valores das componentes do espectro de potência são apresentados na tabela 2.5, de acordo com o que se encontra na figura 2.10:

Tabela 2.5 – Valores das componentes do espectro de potência da figura 2.10.

Frequência (GHz)	Valor da Potência (dBm)
$f_{OL} - f_{FI} = 1,5$	-381 (= 0 W)
$f_{OL} = 2$	-355 (= 0 W)
$f_{OL} + f_{FI} = 2,5$	-381 (= 0 W)
$2f_{OL} - f_{FI} = 3,5$	-90
$2f_{OL} = 4$	-64
$2f_{OL} + f_{FI} = 4,5$	-90

A análise para o estado de polarização em lide é idêntica à da subseção 2.2.2.5.

2.3 Conversor de frequência com o emprego de modulador de fase eletro-óptico e fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada

Baseada na arquitetura apresentada em [46], que emprega a modulação de fase óptica e a dispersão cromática da fibra para gerar a mistura de micro-ondas óptica, a configuração proposta nesta seção substitui a extensão de fibra por um circulador óptico associado a uma fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS).

Neste sistema um diodo laser (DL) é diretamente modulado por um sinal de RF (f_{RF}), resultando na modulação de intensidade (IM) e na modulação de frequência (FM) do sinal, sendo introduzido o *chirp* na saída do DL. O sinal modulado é acoplado a um modulador de fase eletro-óptico, alimentado pelo sinal elétrico com a frequência do OL (f_{OL}), que produz a sua modulação de fase (PM). Em seguida, passa por uma FBG-PS, que atua como um filtro óptico rejeita faixa, realizando a conversão de modulação PM-IM [47] por meio da rejeição das componentes de mistura da frequência fora da largura de banda do filtro. Na outra extremidade do enlace, o sinal é recuperado por um PD realizando a detecção direta.

A figura 2.11 apresenta o diagrama esquemático da arquitetura.

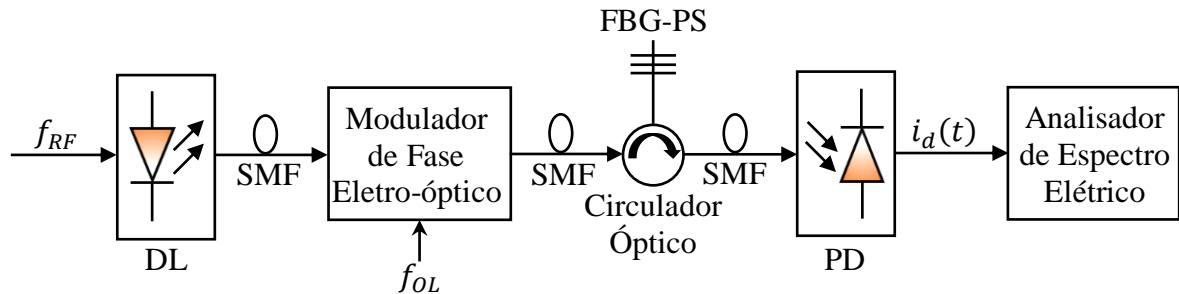


Figura 2.11 – Representação esquemática em diagrama de blocos da arquitetura do conversor de frequência com modulador de fase eletro-óptico e com fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS).

A expressão do campo óptico na saída do DL pode ser representada por [46]:

$$E_{DL}(t) = \sqrt{1 + m_{RF} \cos(f_{RF}t + \phi_{RF})} e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t + \phi_{RF})} e^{j(f_o t + \phi_o)}. \quad (2-76)$$

onde:

m_{RF} é o índice de modulação de intensidade (IM) do sinal de RF;

f_{RF} é a frequência do sinal de RF;

f_o é a frequência da portadora óptica gerada pelo DL;

ϕ_{RF} é a fase inicial do sinal de RF;
 ϕ_o é a fase inicial da portadora óptica; e
 β é o índice de modulação de frequência (FM).

Da equação (2-76), com o DL operando na região linear de sua curva característica, quando se considera o emprego de pequenos sinais, isto é $m_{RF} \ll 1$, e se faz uso da aproximação binomial, pode-se chegar em:

$$E_{DL}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t + \phi_{RF}) \right] e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t + \phi_{RF})} e^{j(f_o t + \phi_o)}. \quad (2-77)$$

O sinal proveniente do DL é acoplado ao modulador de fase eletro-óptico e o campo elétrico na saída do modulador pode ser representado por [46]:

$$E_{PM}(t) = E_{DL}(t) e^{jm_{OL} \cos(f_{OL}t + \phi_{OL})}, \quad (2-78)$$

onde:

m_{OL} é o índice de modulação referente ao OL;
 f_{OL} é a frequência do sinal modulante do OL; e
 ϕ_{OL} é a fase inicial do sinal modulante do OL.

Substituindo-se a equação (2-78) na equação (2-77) e arbitrando-se que, no instante inicial, os sinais da portadora óptica, de RF e do OL estejam com suas fases iguais a zero, vem:

$$E_{PM}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t) \right] e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} e^{jf_o t} e^{jm_{OL} \cos(f_{OL}t)}. \quad (2-79)$$

É possível expandir o termo $e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)}$ da equação (2-79) utilizando a equação (2-37). Logo:

$$\begin{aligned} e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t} \Rightarrow \\ e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} &= \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t} + J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t} \Rightarrow \\ e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} &= J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{+\infty} J_{-n}(\beta) e^{-jn f_{RF}t} + \sum_{n=1}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t}. \end{aligned} \quad (2-80)$$

Aplicando-se a equação (2-60) na equação (2-80) é possível reescrevê-la como:

$$e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} = J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_n(\beta) e^{-jn f_{RF}t} + \sum_{n=1}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t}. \quad (2-81)$$

Fazendo-se a separação em termos pares e ímpares na equação (2-81), tem-se:

$$\sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_n(\beta) e^{-jn f_{RF}t} = \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) e^{-j2k f_{RF}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} -J_{2k+1}(\beta) e^{-j(2k+1) f_{RF}t} \quad (2-82a)$$

e

$$\sum_{n=1}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn f_{RF}t} = \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) e^{j2k f_{RF}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} J_{2k+1}(\beta) e^{j(2k+1) f_{RF}t}. \quad (2-82b)$$

Reunindo-se as equações (2-81), (2-82a) e (2-82b), obtém-se:

$$e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} = J_0(\beta) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) \left(\frac{e^{j2k f_{RF}t} + e^{-j2k f_{RF}t}}{2} \right) + \quad (2-83)$$

$$2j \sum_{k=0}^{+\infty} J_{2k+1}(\beta) \left[\frac{e^{j(2k+1) f_{RF}t} + e^{-j(2k+1) f_{RF}t}}{2j} \right].$$

Fazendo uso das equações (2-42a) e (2-42b) na equação (2-83), tem-se:

$$e^{j\beta \text{sen}(f_{RF}t)} = J_0(\beta) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) \cos(2k f_{RF}t) + 2j \sum_{k=0}^{+\infty} J_{2k+1}(\beta) \text{sen}[(2k+1) f_{RF}t]. \quad (2-84)$$

Retornando à equação (2-79), ainda pode-se expandir o termo $e^{j m_{OL} \cos(f_{OL}t)}$, empregando-se a expansão de Jacobi-Anger dada por [44]:

$$e^{j\kappa \cos(\gamma)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\kappa) e^{jn\gamma}. \quad (2-85)$$

Desta forma:

$$e^{jm_{OL}\cos(f_{OL}t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t} = \sum_{n=-\infty}^{-1} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t} + J_0(m_{OL}) + \sum_{n=1}^{+\infty} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t}. \quad (2-86)$$

A equação (2-86), por meio da inversão de limites do primeiro somatório, pode ser reescrita como:

$$e^{jm_{OL}\cos(f_{OL}t)} = J_0(m_{OL}) + \sum_{n=1}^{+\infty} j^{-n} J_{-n}(m_{OL}) e^{-jn f_{OL}t} + \sum_{n=1}^{+\infty} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t}. \quad (2-87)$$

Utilizando-se mais uma vez a equação (2-60), é possível obter-se, a partir da equação (2-87):

$$e^{jm_{OL}\cos(f_{OL}t)} = J_0(m_{OL}) + \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n j^{-n} J_n(m_{OL}) e^{-jn f_{OL}t} + \sum_{n=1}^{+\infty} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t}. \quad (2-88)$$

O primeiro somatório da equação (2-88) pode ser expandido como:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n j^{-n} J_n(m_{OL}) e^{-jn f_{OL}t} = \\ & \sum_{k=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{-1}{j} \right)^{2k} \right] J_{2k}(m_{OL}) e^{-j2k f_{OL}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} \left[\left(\frac{-1}{j} \right)^{2k} \right] j J_{2k+1}(m_{OL}) e^{-j(2k+1) f_{OL}t} = \\ & = \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) e^{-j2k f_{OL}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k j J_{2k+1}(m_{OL}) e^{-j(2k+1) f_{OL}t}. \end{aligned} \quad (2-89)$$

Além disso, o segundo somatório também pode ser expandido, resultando em:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^{+\infty} j^n J_n(m_{OL}) e^{jn f_{OL}t} = \\ & \sum_{k=1}^{+\infty} [j^2]^k J_{2k}(m_{OL}) e^{j2k f_{OL}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} [j^2]^k j J_{2k+1}(m_{OL}) e^{j(2k+1) f_{OL}t} = \\ & \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) e^{j2k f_{OL}t} + \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k j J_{2k+1}(m_{OL}) e^{j(2k+1) f_{OL}t}. \end{aligned} \quad (2-90)$$

Substituindo-se as equações (2-89) e (2-90) na equação (2-88), obtém-se:

$$e^{jm_{OL}\cos(f_{OL}t)} = J_0(m_{OL}) + \left\{ \begin{array}{l} 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) \left[\frac{e^{j2kf_{OL}t} + e^{-j2kf_{OL}t}}{2} \right] + \\ 2 \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k j J_{2k+1}(m_{OL}) \left[\frac{e^{j(2k+1)f_{OL}t} + e^{-j(2k+1)f_{OL}t}}{2} \right] \end{array} \right\}. \quad (2-91)$$

Aplicando-se a equação (2-42a) na equação (2-91), tem-se:

$$e^{jm_{OL}\cos(f_{OL}t)} = J_0(m_{OL}) + \left\{ \begin{array}{l} 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) \cos(2kf_{OL}t) + \\ 2j \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k J_{2k+1}(m_{OL}) \cos[(2k+1)f_{OL}t] \end{array} \right\}. \quad (2-92)$$

Substituindo-se as equações (2-84) e (2-92) na equação (2-79), chega-se em:

$$E_{PM}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t) \right] e^{jf_0t} \times \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) \cos(2kf_{RF}t) + 2j \sum_{k=0}^{+\infty} J_{2k+1}(\beta) \sin[(2k+1)f_{RF}t] \right\} \times \left\{ J_0(m_{OL}) + \left[\begin{array}{l} 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) \cos(2kf_{OL}t) + \\ 2j \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k J_{2k+1}(m_{OL}) \cos[(2k+1)f_{OL}t] \end{array} \right] \right\}. \quad (2-93)$$

Considerando-se a análise realizada na subseção 2.2.1, a equação (2-93) será desenvolvida utilizando-se apenas o valor de $k = 0$, de modo que os somatórios dela serão simplificados para:

$$2 \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) \cos(2kf_{RF}t) + 2j \sum_{k=0}^{+\infty} J_{2k+1}(\beta) \sin[(2k+1)f_{RF}t] = 2jJ_1(\beta) \sin(f_{RF}t) \quad (2-94a)$$

e

$$\begin{aligned}
2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m_{OL}) \cos(2kf_{OL}t) + 2j \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k J_{2k+1}(m_{OL}) \cos[(2k+1)f_{OL}t] &= \\
&= 2jJ_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t)
\end{aligned} \tag{2-94b}$$

Substituindo as equações (2-94) na equação (2-93), obtém-se:

$$E_{PM}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t) \right] e^{jf_0t} \times \tag{2-95}$$

$$[J_0(\beta) + 2jJ_1(\beta)\text{sen}(f_{RF}t)][J_0(m_{OL}) + 2jJ_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t)]$$

A equação (2-95) pode ser escrita como:

$$E_{PM}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t) \right] e^{jf_0t} \begin{bmatrix} J_0(\beta)J_0(m_{OL}) + 2jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t) \\ + 2jJ_0(m_{OL})J_1(\beta)\text{sen}(f_{RF}t) \\ - 4J_1(\beta)\text{sen}(f_{RF}t)J_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t) \end{bmatrix} \tag{2-96}$$

Empregando propriedades trigonométricas, a equação (2-96) pode ser representada por:

$$E_{PM}(t) \cong \left[1 + \frac{m_{RF}}{2} \cos(f_{RF}t) \right] e^{jf_0t} \begin{bmatrix} J_0(\beta)J_0(m_{OL}) + 2jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t) \\ + 2jJ_0(m_{OL})J_1(\beta)\text{sen}(f_{RF}t) \\ - 2J_1(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}(f_{OL} + f_{RF})t \\ + 2J_1(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}(f_{OL} - f_{RF})t \end{bmatrix} \tag{2-97}$$

Considerando-se a operação do sistema com pequenos sinais, ou seja, $m_{RF} \ll 1$, é possível desprezar o termo multiplicado por $m_{RF}/2$ na equação (2-97) e escrever:

$$E_{PM}(t) \cong e^{jf_0t} \begin{bmatrix} J_0(\beta)J_0(m_{OL}) + 2jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})\cos(f_{OL}t) \\ + 2jJ_0(m_{OL})J_1(\beta)\text{sen}(f_{RF}t) \\ - 2J_1(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}(f_{OL} + f_{RF})t \\ + 2J_1(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}(f_{OL} - f_{RF})t \end{bmatrix} \tag{2-98}$$

Recorrendo novamente às equações (2-42a) e (2-42b), a equação (2-98) pode ser apresentada como:

$$E_{PM}(t) \cong e^{jf_0 t} \left\{ \begin{array}{l} J_0(\beta)J_0(m_{OL}) + jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})(e^{jf_{OL}t} + e^{-jf_{OL}t}) \\ \quad + J_0(m_{OL})J_1(\beta)(e^{jf_{RF}t} - e^{-jf_{RF}t}) \\ + jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_{OL}+f_{RF})t} - e^{-j(f_{OL}+f_{RF})t}] \\ - jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_{OL}-f_{RF})t} - e^{-j(f_{OL}-f_{RF})t}] \end{array} \right\} \quad (2-99)$$

Também é possível representar a equação (2-99) como:

$$E_{PM}(t) \cong \left\{ \begin{array}{l} J_0(\beta)J_0(m_{OL})e^{jf_0 t} + jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL})t} + e^{j(f_0-f_{OL})t}] \\ \quad + J_0(m_{OL})J_1(\beta)[e^{j(f_0+f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{RF})t}] \\ + jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL}+f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{OL}-f_{RF})t}] \\ - jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL}-f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{OL}+f_{RF})t}] \end{array} \right\} \quad (2-100)$$

A equação (2-100) representa o campo elétrico em função do tempo na saída do modulador de fase. Conforme demonstrado em [47], a detecção direta do sinal óptico modulado em fase não é possível por não apresentar variação em sua intensidade óptica. Deste modo, há a necessidade de realizar a conversão de PM para IM, antes de o sinal óptico chegar ao fotodetector.

A arquitetura proposta nesta seção faz uso de uma fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS) como um elemento fotônico para transformar a PM em IM. Este componente será tratado, a partir de agora, como um processador fotônico, cuja resposta óptica no domínio da frequência é dada pela função de transferência complexa $H(f)$, e em sua modelagem ele foi considerado como um sistema de processamento linear e invariante no tempo (SPLIT).

É possível demonstrar que a resposta de um SPLIT a uma excitação do tipo exponencial, no domínio do tempo, é uma função de transferência complexa, no domínio da frequência, que possui amplitude $|H(f)|$ e fase $\Phi(f)$ [47].

Considerando-se ainda que o sistema em análise seja não dispersivo, a resposta em amplitude é uma constante e a resposta de fase é linear [47]. Deste modo, pode-se escrever:

$$H(f) = |H(f)|e^{\Phi(f)}. \quad (2-101)$$

Para o processador fotônico em estudo, por se tratar de um filtro fotônico rejeita faixa, a amplitude de sua função de transferência obedece, idealmente, às seguintes condições:

$$|H(f)| = \begin{cases} 0, & f \in [f_I, f_F] \\ 1, & f \notin [f_I, f_F] \end{cases} \quad (2-102)$$

onde, tomando como referência a queda de potência de $3dB$ em relação à potência de pico P_p , nas extremidades do *dip* da grade, f_I é a frequência inicial e f_F é a frequência final.

De acordo com a equação (2-102), considera-se que a FBG-PS possui um alto coeficiente de refletividade óptica fora da região do *dip*, de forma praticamente constante e igual para ambos os braços.

Desta maneira, qualquer componente que seja sintonizada no *dip* da grade será filtrada, realizando a quebra de simetria par do espectro de amplitude do sinal e permitindo a sua fotodetecção.

A figura 2.12 apresenta um esboço da resposta espectral da FBG-PS com relação ao sinal refletido [47].

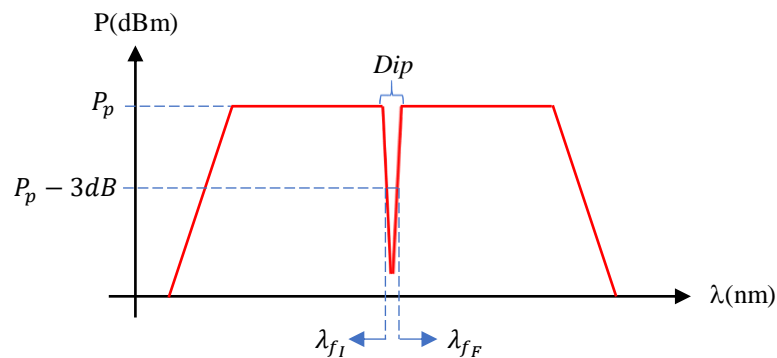


Figura 2.12 – Esboço do espectro de amplitude do sinal óptico refletido na FBG-PS.

Com isso, após a passagem pela FBG-PS, o campo elétrico do sinal de saída do processador fotônico, $[E_{PF}(t)]$, é dado por:

$$E_{PF}(t) = E_{PM}(t)H(f) \quad (2-103)$$

Para modelar matematicamente o funcionamento do filtro, eliminar-se-á a componente relativa à frequência $f_o + f_{OL} + f_{RF}$, tornando-a zero por se tratar do sinal transmitido na FBG-PS e, assim, as demais componentes espectrais serão refletidas com a mesma amplitude, ou seja:

$$\begin{aligned}
A(f_0) &= A(f_0 + f_{OL}) = A(f_0 - f_{OL}) = A(f_0 + f_{RF}) = A(f_0 - f_{RF}) = \\
&= A(f_0 + f_{OL} - f_{RF}) = A(f_0 - f_{OL} - f_{RF}) = A(f_0 - f_{OL} + f_{RF}) = 1
\end{aligned} \tag{2-104}$$

Portanto, o campo elétrico em função do tempo, $E_{PF}(t)$, após a FBG-PS será:

$$E_{PF}(t) \cong \left\{ \begin{array}{l} J_0(\beta)J_0(m_{OL})e^{jf_0t} + jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL})t} + e^{j(f_0-f_{OL})t}] \\ \quad + J_0(m_{OL})J_1(\beta)[e^{j(f_0+f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{RF})t}] \\ \quad - jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})e^{j(f_0-f_{OL}-f_{RF})t} \\ -jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL}-f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{OL}+f_{RF})t}] \end{array} \right\} \tag{2-105}$$

Empregando-se as equações (2-12) e (2-13), com as mesmas considerações observadas quando do seu uso na seção 2.1, juntamente com a equação (2-105), obtém-se:

$$I(t) \cong \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} J_0(\beta)J_0(m_{OL})e^{jf_0t} + jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL})t} + e^{j(f_0-f_{OL})t}] \\ \quad + J_0(m_{OL})J_1(\beta)[e^{j(f_0+f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{RF})t}] \\ \quad - jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})e^{j(f_0-f_{OL}-f_{RF})t} \\ \quad - jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{j(f_0+f_{OL}-f_{RF})t} - e^{j(f_0-f_{OL}+f_{RF})t}] \end{array} \right] \times \\ \left[\begin{array}{l} J_0(\beta)J_0(m_{OL})e^{-jf_0t} - jJ_0(\beta)J_1(m_{OL})[e^{-j(f_0+f_{OL})t} + e^{-j(f_0-f_{OL})t}] \\ \quad + J_0(m_{OL})J_1(\beta)[e^{-j(f_0+f_{RF})t} - e^{-j(f_0-f_{RF})t}] \\ \quad + jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})e^{-j(f_0-f_{OL}-f_{RF})t} \\ \quad + jJ_1(\beta)J_1(m_{OL})[e^{-j(f_0+f_{OL}-f_{RF})t} - e^{-j(f_0-f_{OL}+f_{RF})t}] \end{array} \right] \end{array} \right\} \cdot \frac{1}{\eta} \tag{2-106}$$

Após o desenvolvimento das operações aritméticas da equação (2-106) e a extração da parte real resultante, chega-se em:

$$I(t) \cong \frac{1}{2\eta} \left\{ \begin{array}{l} J_0^2(\beta)J_0^2(m_{OL}) + 2J_0^2(\beta)J_1^2(m_{OL}) + 2J_0^2(m_{OL})J_1^2(\beta) + 3J_1^2(\beta)J_1^2(m_{OL}) \\ -2J_0(\beta)J_1(\beta)J_1^2(m_{OL})\cos(f_{RF}t) + 2J_0(m_{OL})J_1^2(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}(f_{OL}t) \\ -[2J_0^2(m_{OL})J_1^2(\beta) + 2J_1^2(\beta)J_1^2(m_{OL})]\cos(2f_{RF}t) \\ +[2J_0^2(\beta)J_1^2(m_{OL}) + 2J_1^2(\beta)J_1^2(m_{OL})]\cos(2f_{OL}t) \\ +2J_0(\beta)J_0(m_{OL})J_1(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}[(f_{OL} + f_{RF})t] \\ -2J_0(\beta)J_1(\beta)J_1^2(m_{OL})\cos[(2f_{OL} + f_{RF})t] \\ -2J_0(m_{OL})J_1^2(\beta)J_1(m_{OL})\text{sen}[(f_{OL} + 2f_{RF})t] \\ -2J_1^2(\beta)J_1^2(m_{OL})\cos[2(f_{OL} - f_{RF})t] \end{array} \right\} \tag{2-107}$$

O índice de modulação FM é dado por [41]:

$$\beta = \frac{k_F A_m}{f_m}, \quad (2-108)$$

onde:

k_F é a constante de modulação de frequência;

A_m é a amplitude do sinal modulante; e

f_m é a frequência do sinal modulante.

Considerando-se os valores para os parâmetros da equação (2-108) como sendo: $k_F = 0,1 \text{ GHz/mA}$, $A_m = 5 \text{ mA}$ e $f_m = f_{RF} = 0,5 \text{ GHz}$, obtém-se: $\beta = 1$.

Utilizando-se as equações (2-22), (2-70) e (2-107), além do emprego dos valores $R_L = 50 \Omega$, $\Re = 1 \text{ A/W}$, $P_o = 1 \text{ mW}$, $\beta = 1$, $m_{OL} = 0,125$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, com o auxílio de programas de cálculo numérico e simbólico, chega-se em:

$$P_{med_{f_{RF}}} \cong 42,92 \text{ pW}, \quad P_{med_{f_{OL}}} = 3,62 \text{ nW}, \quad P_{med_{(2f_{RF})}} \cong 0,93 \text{ }\mu\text{W}, \quad P_{med_{(2f_{OL})}} = 0,23 \text{ nW},$$

$$P_{med_{(f_{OL}+f_{RF})}} = 10,94 \text{ nW}, \quad P_{med_{(2f_{OL}+f_{RF})}} = 10,94 \text{ nW}, \quad P_{med_{(f_{OL}+2f_{RF})}} = 3,62 \text{ nW} \quad \text{e}$$

$$P_{med_{[2(f_{OL}-f_{RF})]}} = 14,19 \text{ pW}.$$

O espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$ é mostrado na figura 2.13:

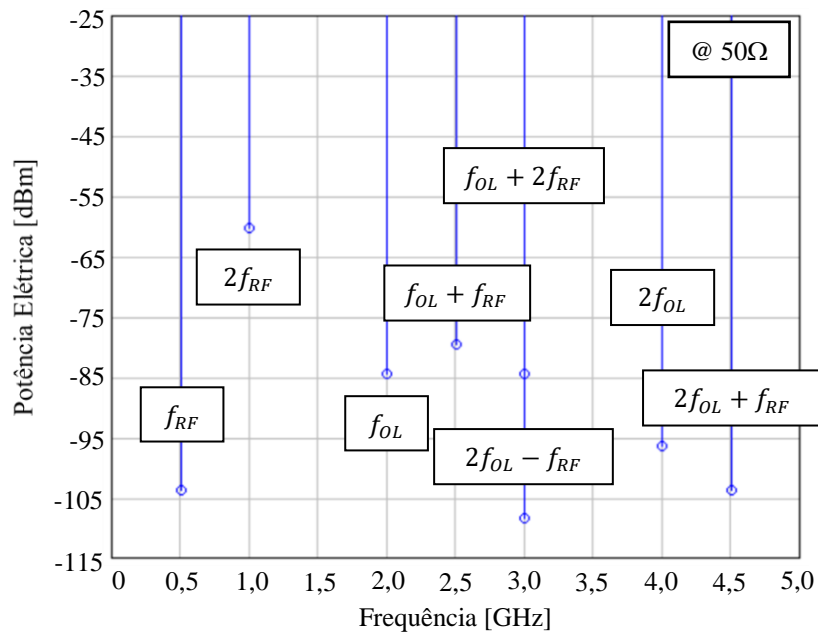


Figura 2.13 – Espectro de potência relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

3 Experimento prático da arquitetura do conversor para elevação de frequência (*up-converter*) utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico

No capítulo 2 foram desenvolvidas as expressões matemáticas que tentam descrever o comportamento dos sinais em cada arquitetura. Da análise comparativa entre as configurações apresentadas, foi possível verificar que:

- i) A arquitetura estudada na seção 2.1 é dispendiosa para implementação prática, uma vez que necessita de controles específicos para gerenciar o ruído de amplitude e o ruído de fase ocasionados pela variação do atraso de tempo (τ). Com isso, há um aumento do número de componentes a serem empregados, aumentando o custo, o consumo de energia, o volume e o peso. Deste modo, decidiu-se por não realizar experimento com esta estrutura;
- ii) A investigação da configuração constante da seção 2.2 demonstrou, analiticamente com o auxílio de programas de cálculo simbólico e numérico, que se consegue realizar a elevação de frequência de um sinal, sem a demanda por mecanismos de controle complexos, sendo necessário apenas o emprego de filtros para separar o sinal de interesse, seja ele a banda lateral inferior ou a banda lateral superior.
- iii) O resultado obtido da resolução analítica efetuada na seção 2.3 motivou a implementação do experimento em laboratório. O espectro obtido apresentou a eliminação da banda lateral inferior do sinal de frequência transladada para um valor superior, bem como a transferência de energia da portadora de RF do OL para a banda lateral superior.

Partindo-se destas considerações, optou-se por verificar, experimentalmente, o comportamento do sinal de saída previsto matematicamente, referente à configuração proposta na seção 2.3. Para tal, cabe aqui explicar sucintamente o funcionamento do conversor para elevação de frequência utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico.

Conforme descrito na seção 2.3, o diodo laser (DL) DFB recebe um sinal na frequência f_{RF} que modula diretamente a portadora óptica em intensidade (IM) e em frequência (FM). O sinal de saída do DL é enviado por meio de uma fibra monomodo padrão a um modulador de fase eletro-óptico. Este, por sua vez, é alimentado por um sinal elétrico de frequência (f_{OL}) e realiza a modulação de fase (PM) da portadora óptica que recebeu a modulação direta

anteriormente. Em seguida, o sinal resultante passa por um filtro RF baseado em processamento fotônico (FBG-PS), que realiza a conversão de PM para IM, dado que funciona como um filtro óptico rejeita faixa [47]. Finalmente, o sinal é recuperado por detecção direta através do fotodetector (PD).

Cabe lembrar que a configuração implementada no experimento descrito posteriormente é uma hibridização da configuração apresentada no artigo *New Optical Microwave Up-Conversion Solution in Radio-Over-Fiber Networks for 60-GHz Wireless Applications* [46] com o filtro fotônico analisado pela dissertação Filtro de RF Sintonizável Baseado em Processamento Fotônico com Varredura Ultrarrápida [47].

O arranjo experimental é representado em diagrama esquemático na figura 3.1.

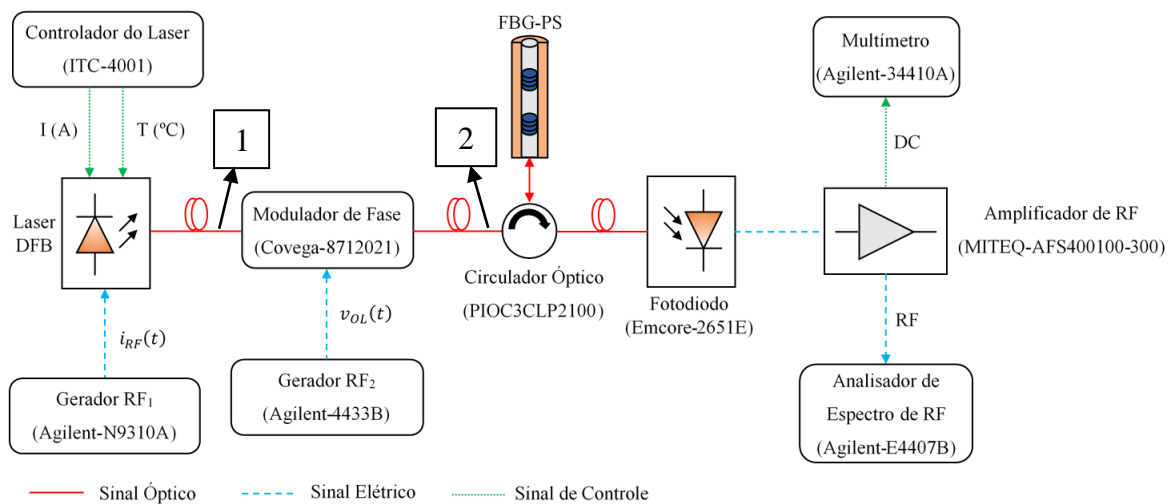


Figura 3.1 – Diagrama esquemático do arranjo utilizado para a demonstração experimental do conversor para elevação de frequência (*up-converter*), utilizando um modulador de fase eletro-óptico e um filtro de RF baseado em processamento fotônico.

Com o intuito de verificar, experimentalmente, o comportamento do sinal ao longo dos estágios de modulação, em alguns pontos da figura 3.1, conectou-se a fibra óptica ao fotodiodo e extraíram-se os espectros de potência. Assim, o ponto 1 apresenta apenas a modulação direta e o ponto 2 mostra as modulações direta e externa.

Para o experimento, foi montado no LAB-GE o arranjo retratado na figura 3.2 e as medidas obtidas são apresentadas e comentadas nas seções seguintes.

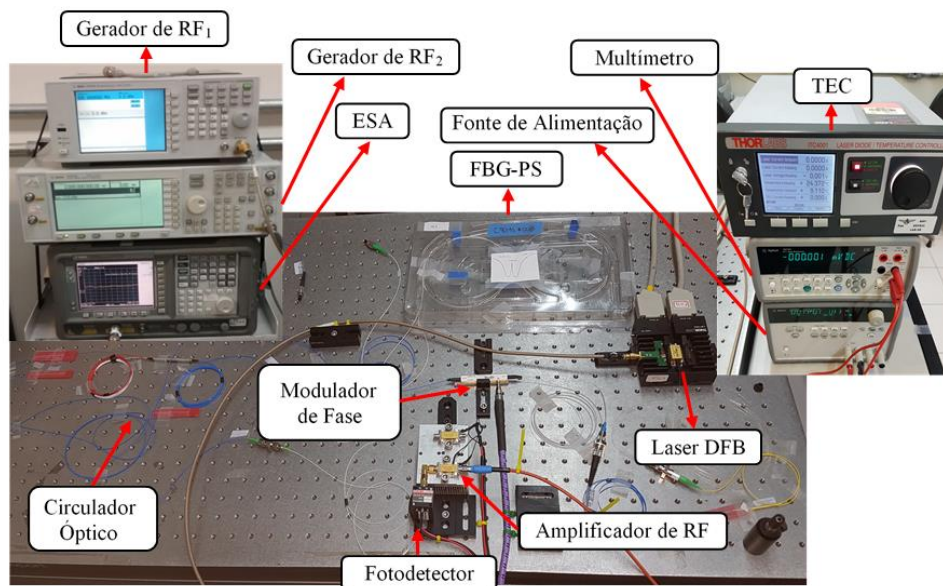


Figura 3.2 – Arranjo experimental do conversor para elevação de frequência utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico.

Cabe ressaltar que as medidas foram tomadas com o comprimento de onda do laser DFB próximo de $\lambda_o = 1550 \text{ nm}$, sendo este o ponto central da faixa de operação do filtro de RF baseado na FBG-PS.

Ainda foram medidas/calculadas as perdas ópticas por inserção dos componentes utilizados. Os valores das medidas das potências na saída de cada componente são apresentados na Tabela 3.1 e foram obtidos por meio do Analisador de Espectro Óptico (OSA) Anritsu-MS9740A, com faixa de medição de comprimento de onda de 600 a 1750 nm.

Tabela 3.1 – Valores das potências ópticas medidas na saída de cada componente óptico e das perdas ópticas por inserção.

Potência Óptica na Saída (dBm)		Perda Óptica por Inserção (dB)	
Laser DFB	14,33	Medido	<i>Data Sheet/Caracterização</i>
Modulador de Fase	8,86	5,47	3,07
Porta 2 do Circulador Óptico	8,3	0,56	0,74
Porta 3 do Circulador Óptico	7,8	0,5	0,62
FBG-PS	5,3	2,5	3 [47]

Comparando-se os valores medidos com os constantes nas folhas de dados dos componentes e com a caracterização realizada por [47], com exceção do modulador de fase, houve grande concordância entre eles. Além disso, da tabela anterior, é possível calcular a perda óptica por inserção total da arquitetura, cujo valor é de, aproximadamente, 9 dB.

3.1 Medição da modulação direta – ponto 1

O diodo laser (DL) DFB F375738, cuja corrente de limiar é de $17,16\text{ mA}$ e o comprimento de onda é centrado em $\lambda_o = 1551,72\text{ nm}$, foi controlado através do ajuste de temperatura do TEC ITC-4001, com resolução de $0,001\text{ }^\circ\text{C}$ conforme consta em [49].

O sinal de modulação direta, com frequência de $f_{RF} = 800\text{ MHz}$, foi produzido pelo gerador de RF_I, Agilent-N9310A, com faixa de frequência de operação entre 9 kHz e 3 GHz . O índice de modulação direta considerado foi de $m_{RF} = 0,125$ e, para o ajuste deste valor, a amplitude de tensão inserida no gerador foi de $V_{RF} = 21\text{ mV}$, encontrada a partir da fórmula do índice de modulação direta dada por [11]: $m = \Delta I / (I_o - I_{th})$, onde $\Delta I = \Delta V / R_L$, $R_L = 50\Omega$, $I_o = 21\text{ mA}$ e $I_{th} = 17,6\text{ mA}$.

O sinal resultante no ponto 1 da figura 3.1 foi injetado no fotodiodo Emcore-2651E, com responsividade $\mathfrak{R} = 0,98$ para o comprimento de onda de $\lambda = 1550\text{ nm}$, e máxima frequência de 3 GHz . Após o fotodiodo, o sinal passou por um amplificador de RF MITEQ-AFS4-00100300, com faixa de frequência de 100 MHz a 3 GHz e ganho em torno de 36 dB . Os valores limitantes da faixa de frequência analisada neste experimento foram impostos por esses dois componentes.

A figura 3.3 apresenta o espectro de potência no ponto 1, após amplificação do sinal, coletado pelo Analisador de Espectro de RF Agilent-E4407B (ESA), que opera de 9 kHz a $26,5\text{ GHz}$.

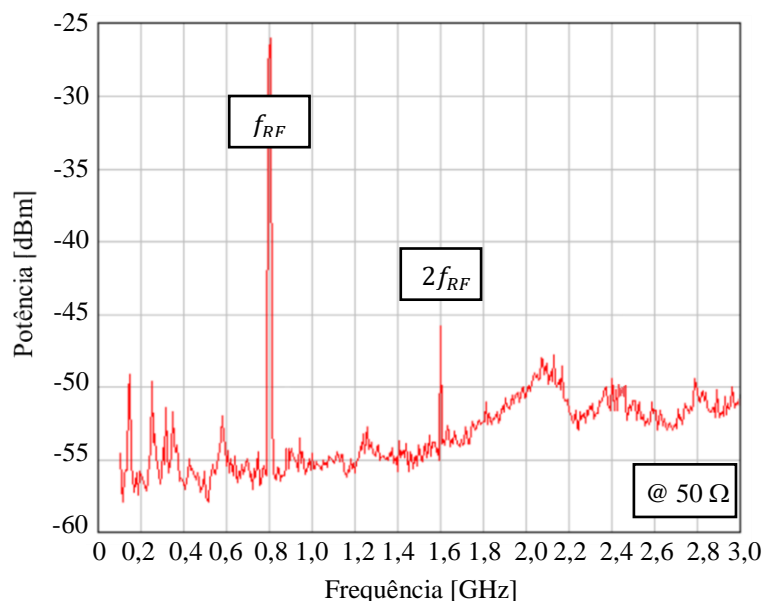


Figura 3.3 – Gráfico da potência vs. frequência para a modulação direta da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{RF} = 800\text{ MHz}$, relativo a uma carga de $R_L = 50\Omega$.

Os valores obtidos do gráfico são: $P_{f_{RF}} = -26,1 \text{ dBm}$ e $P_{2f_{RF}} = -45,8 \text{ dBm}$. Conforme o esperado, houve a modulação de intensidade da portadora óptica.

3.2 Medição da modulação de fase – ponto 2

Para esta situação o gerador de RF_1 foi desligado e o sinal proveniente do DL foi injetado no modulador de fase eletro-óptico externo Covega-8712021. Além do sinal da portadora óptica, o modulador de fase recebeu o sinal elétrico produzido pelo gerador de RF_2 Agilent-4433B, na frequência $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$.

Nesta etapa, o intuito foi o de observar se apenas a modulação de fase seria percebida pelo fotodetector, o mesmo utilizado em todos os estágios do experimento. O espectro de potência obtido, após a amplificação, pelo ESA é apresentado na figura 3.4.

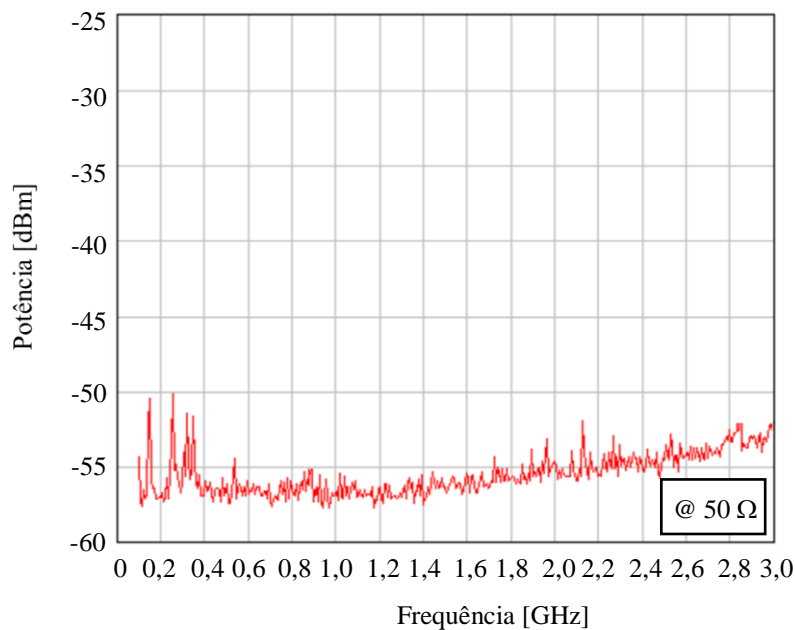


Figura 3.4 – Gráfico da potência vs. frequência para a modulação externa da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

É possível observar na figura 3.4 que não há componente alguma do espectro de potência que tenha sido fotodetectada, o que comprova a teoria prevista comentada na seção 2.3.

3.3 Medição da modulação direta e da modulação de fase – ponto 2

Foi realizada uma terceira medição no ponto 2 da figura 3.1. Desta vez, com ambos os geradores de RF ligados, a fim de verificar quais seriam as componentes espectrais que seriam fotodetectadas.

Mantidas a $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e a $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, o sinal do ponto 2 foi inserido no fotodiodo e o gráfico da potência vs. frequência mostrado pelo ESA é mostrado na figura 3.5.

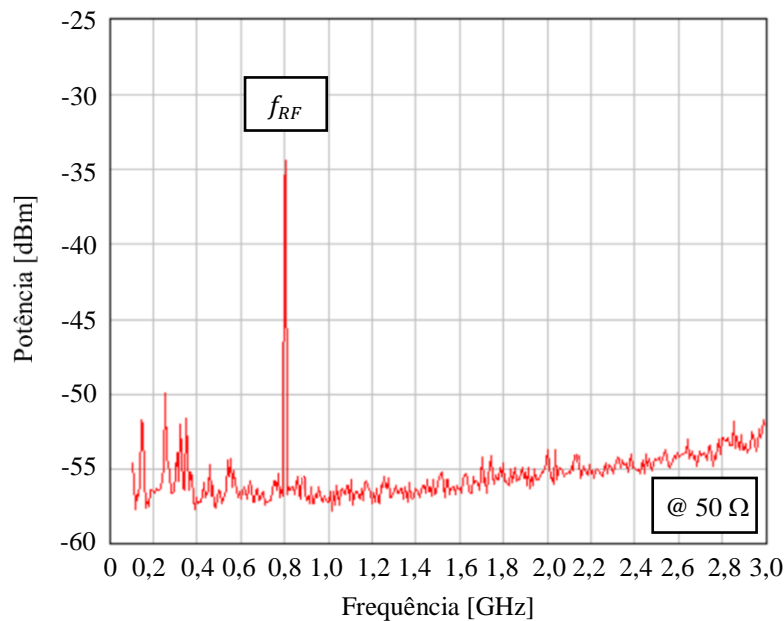


Figura 3.5 – Gráfico da potência vs. frequência com a modulação direta e com a modulação externa da portadora óptica, proveniente do diodo laser, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

O valor da potência observada no gráfico é de $P_{f_{RF}} = -34,4 \text{ dBm}$ e, novamente concordando com a previsão teórica, apenas a componente espectral devida à modulação direta aparece.

3.4 Medidas realizadas para diversas sintonias do laser com a frequência central da grade

Tendo sido realizadas as medições nos pontos 1 e 2 da figura 3.1, restou apenas verificar o comportamento do sinal com todos os dispositivos da arquitetura conectados e operando. Assim, após o sinal sair do modulador de fase, ele foi injetado na porta 1 do circulador óptico

PIOC3CLP2100, cuja faixa de operação de comprimento de onda situa-se entre 1470 e 1610 nm.

Uma FBG-PS, construída no laboratório de RF em fotônica da Universidade de Ottawa, no Canadá, pelo grupo de pesquisa do professor Jianping Yao e caracterizada no LAB-GE-ITA [47], conectada à porta 2 do circulador, recebeu o sinal proveniente da porta 1 e atuou como um filtro de RF baseado em processamento fotônico.

A sintonia do filtro de RF foi realizada variando-se a frequência óptica de operação do laser DFB através do controlador TEC. Os ajustes de corrente e de temperatura aplicados à cavidade óptica do laser permitiram variar o comprimento de onda da portadora óptica e, deste modo, sintonizar a frequência do laser com a da grade, fazendo-a coincidir com a frequência de uma das componentes existentes após a passagem pelo modulador de fase, quebrando a simetria par do espectro e produzindo a conversão PM-IM. O processo de sintonia do filtro de RF encontra-se detalhado em [47].

Depois de ter interrogado a grade, o sinal com a supressão de uma componente espectral, foi conectado, via porta 3 do circulador, ao fotodiodo para que houvesse a detecção direta do sinal, agora modulado em intensidade. Após o fotodetector, ocorreu a amplificação do sinal e este foi inserido no ESA para a extração do seu espectro de potência.

Para verificar o espectro de potência apresentado no ESA, o filtro foi sintonizado em cada uma das componentes espectrais. O esperado para o comportamento do sinal era de que, quando determinada componente fosse sintonizada, sua amplitude aumentaria, uma vez que não haveria perdas para os batimentos que a envolveriam e que, por causa de sua filtragem, inexisteriam ou teriam sua potência bem reduzida.

Cabe ressaltar que, conforme demonstrado em [47], cada um dos braços do perfil da grade possui sua taxa de extinção e que a melhor dentre elas encontra-se do seu lado direito. Então, para demonstrar tal diferença, duas medidas foram realizadas para a sintonia em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ e em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$, sendo cada uma delas realizada para ambos os braços da grade.

Além das medições efetuadas para as condições apresentadas nas seções 3.1, 3.2 e 3.3, também foram medidos os valores da potência do sinal acoplado diretamente devido ao efeito de irradiação dos cabos dos geradores de RF. Os gráficos constantes nas figuras 3.6 e 3.7 apresentam, respectivamente, os valores medidos apenas com o gerador de RF₁ operando e apenas com o gerador de RF₂ operando.

As demais medidas coletadas do ESA são exibidas nas figuras 3.8 a 3.16, sendo cada uma delas referentes a filtragem de apenas uma das componentes do sinal de entrada na grade.

É importante destacar que a largura de banda do filtro caracterizada em [47] é de 160 MHz e que ele é sintonizável em uma faixa de frequência de 500 MHz a 6 GHz. Portanto, mantendo-se o afastamento de frequência entre duas componentes do sinal superior à largura de banda do filtro, garante-se que apenas uma delas será suprimida (minimizada) no espectro resultante.

a) Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador com frequência $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$: $P_{f_{RF}} = -48,4 \text{ dBm}$.

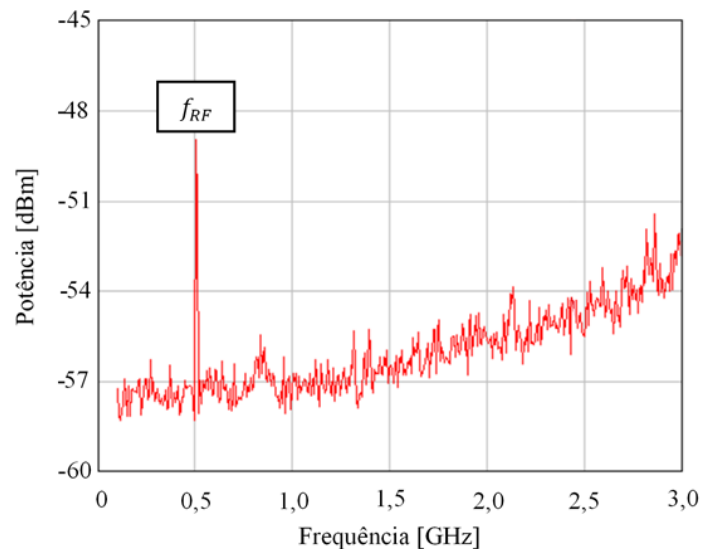


Figura 3.6 – Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador de RF₁ (Agilent-N9310A) com $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$.

b) Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador com frequência $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$: $P_{f_{OL}} = -47,5 \text{ dBm}$.

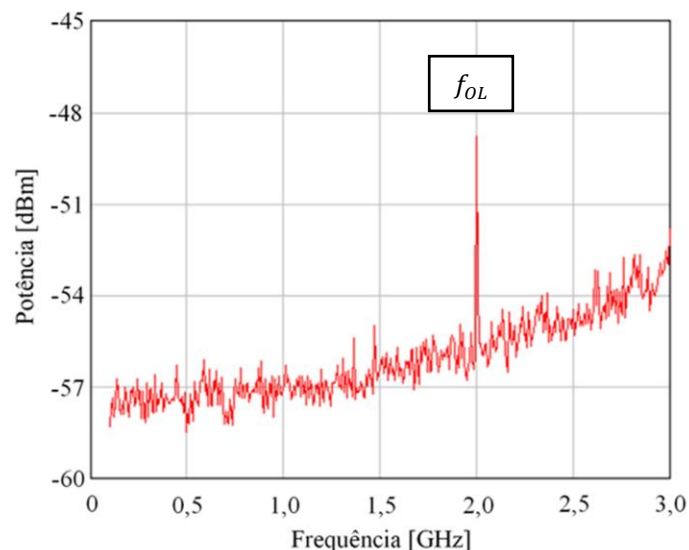


Figura 3.7 – Medida do acoplamento direto devido ao efeito de irradiação do cabo do gerador de RF₂ (Agilent-4433B) com $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$.

c) Medida com a grade sintonizada em $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 11,505 \text{ }^\circ\text{C}$):

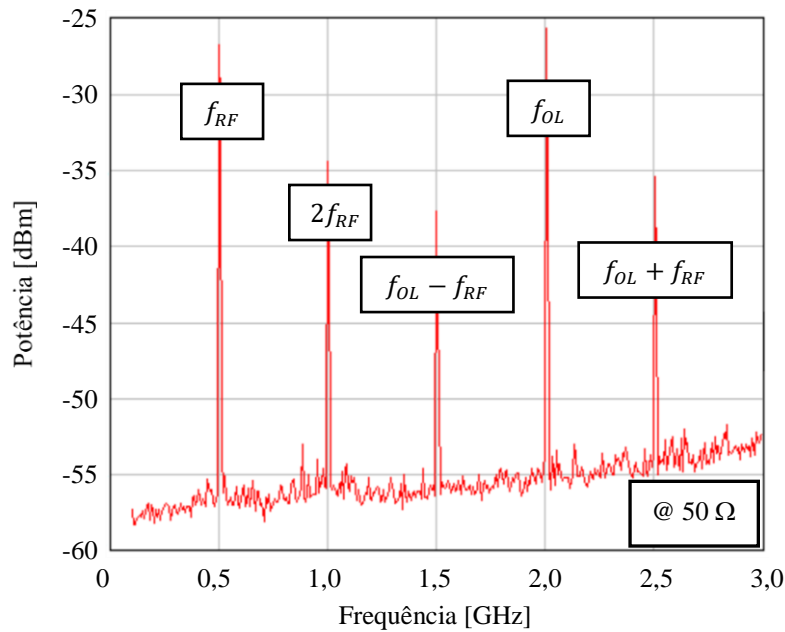


Figura 3.8 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.8 são apresentados na tabela 3.2:

Tabela 3.2 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)				
f_{RF}	$2f_{RF}$	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,0 GHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-26,7	-34,4	-37,7	-25,7	-35,4
Diferença entre as potências (dB)				
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 12$		$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 9,7$		$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 2,3$

d) Medida com a grade sintonizada em $2f_{RF} = 1,0 \text{ GHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 11,496 \text{ }^\circ\text{C}$):

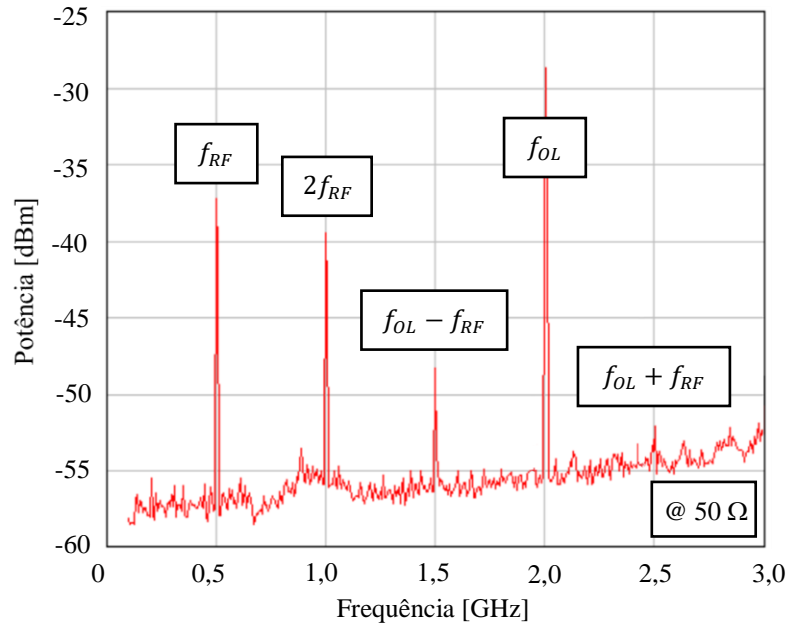


Figura 3.9 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $2f_{RF} = 1,0 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.9 são apresentados na tabela 3.3:

Tabela 3.3 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $2f_{RF} = 1,0 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)				
f_{RF}	$2f_{RF}$	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,0 GHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-37,2	-39,4	-48,3	-28,7	-52,1
Diferença entre as potências (dB)				
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 19,6$		$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 23,4$		$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 3,8$

e) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} - f_{RF} = 1,5 \text{ GHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 11,444 \text{ }^\circ\text{C}$):

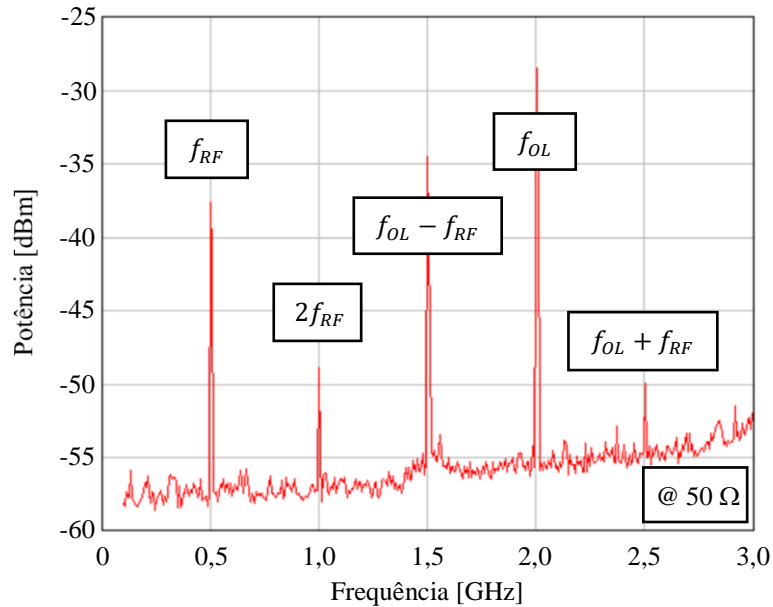


Figura 3.10 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} - f_{RF} = 1,5 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.10 são apresentados na tabela 3.4:

Tabela 3.4 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} - f_{RF} = 1,5 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)				
f_{RF}	$2f_{RF}$	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,0 GHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-37,7	-48,9	-34,5	-28,5	-50,0
Diferença entre as potências (dB)				
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 6$		$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 21,5$		$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 15,5$

f) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 11,419 \text{ }^\circ\text{C}$):

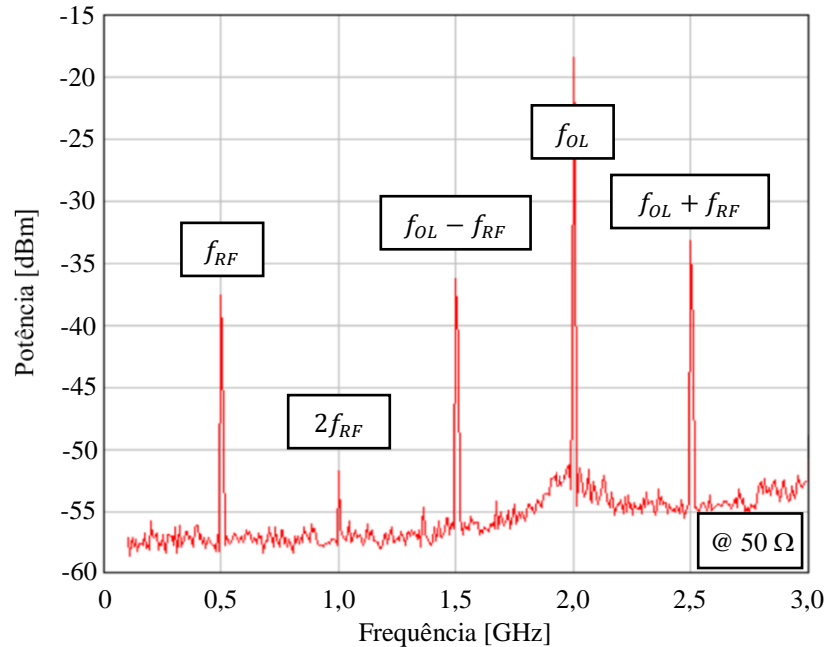


Figura 3.11 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.11 são apresentados na tabela 3.5:

Tabela 3.5 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)				
f_{RF}	$2f_{RF}$	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,0 GHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-37,6	-51,7	-36,2	-18,5	-33,2
Diferença entre as potências (dB)				
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 17,7$		$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 14,7$		$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 3$

g) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 11,407 \text{ }^\circ\text{C}$):

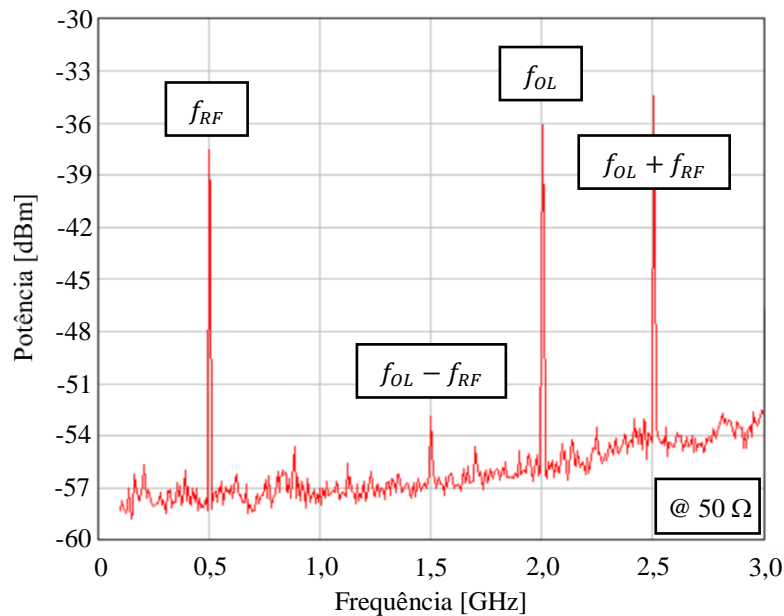


Figura 3.12 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.12 são apresentados na tabela 3.6:

Tabela 3.6 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)			
f_{RF}	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-37,6	-52,8	-36,1	-34,5
Diferença entre as potências (dB)			
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 16,7$	$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 1,6$	$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 18,3$	

h) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ no lado esquerdo ($T_{DL} = 11,849 \text{ }^\circ\text{C}$):

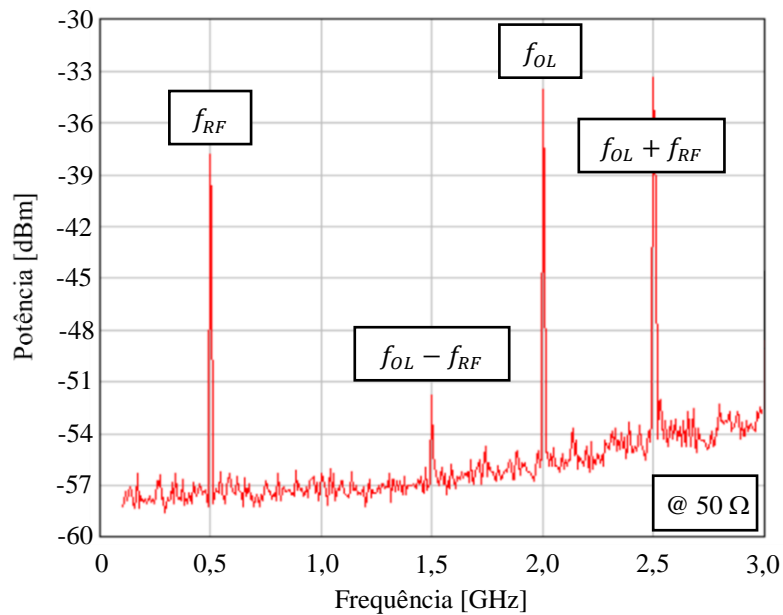


Figura 3.13 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$ do lado esquerdo da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.13 são apresentados na tabela 3.7:

Tabela 3.7– Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado esquerdo da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)			
f_{RF}	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
500 MHz	1,5 GHz	2,0 GHz	2,5 GHz
-37,8	-51,8	-34,1	-33,4
Diferença entre as potências (dB)			
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 17,7$	$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 0,7$	$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 18,4$	

i) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ no lado direito ($T_{DL} = 10,900 \text{ }^\circ\text{C}$):

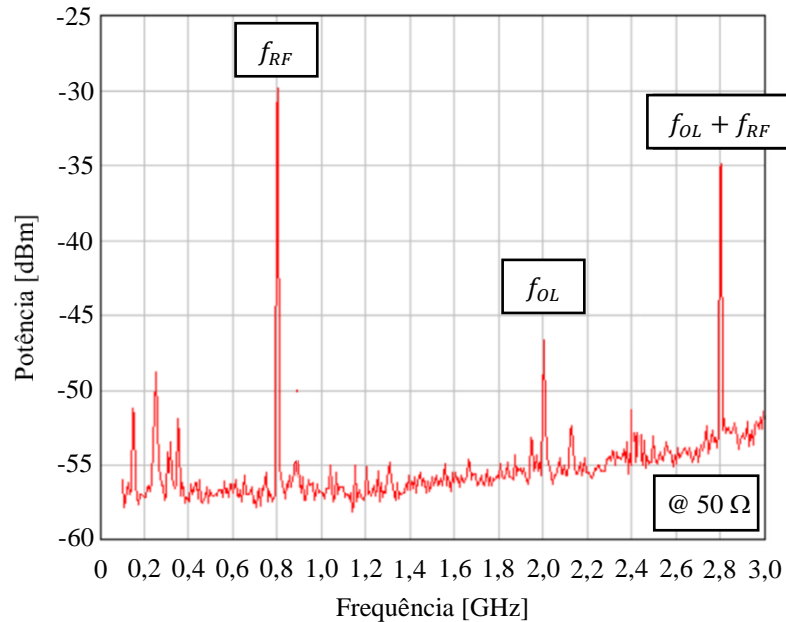


Figura 3.14 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ do lado direito da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.14 são apresentados na tabela 3.8:

Tabela 3.8 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado direito da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)			
f_{RF}	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
800 MHz	1,2 GHz	2,0 GHz	2,8 GHz
-29,9	-55,1	-46,6	-34,9
Diferença entre as potências (dB)			
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 8,5$	$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 11,7$	$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 20,2$	

j) Medida com a grade sintonizada em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ no lado esquerdo ($T_{DL} = 11,349 \text{ }^\circ\text{C}$):

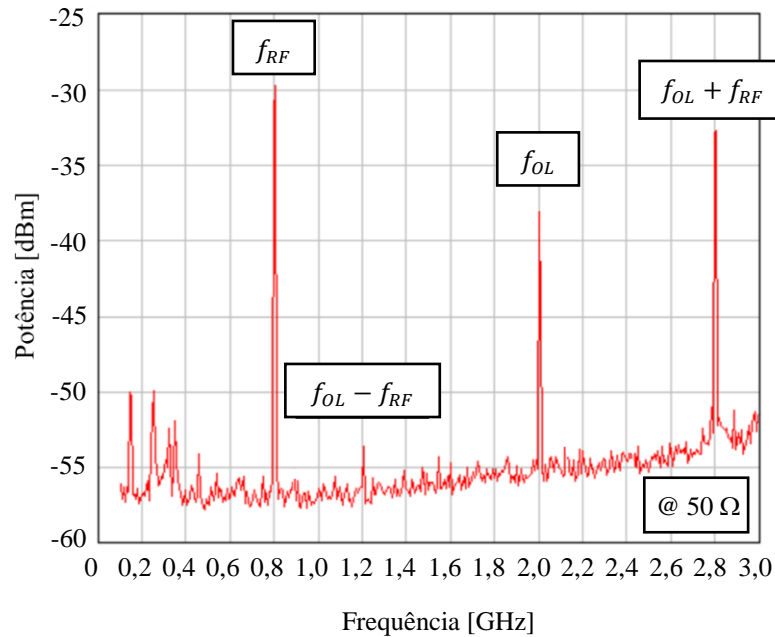


Figura 3.15 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico na frequência $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$ do lado esquerdo da grade, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.15 são apresentados na tabela 3.9:

Tabela 3.9 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico no lado esquerdo da grade em $f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)			
f_{RF}	$f_{OL} - f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
800 MHz	1,2 GHz	2,0 GHz	2,8 GHz
-29,8	-53,6	-38,6	-32,7
Diferença entre as potências (dB)			
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 15$	$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 5,9$	$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 20,9$	

k) Medida com a grade sintonizada em $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$ ($T_{DL} = 11,138 \text{ }^\circ\text{C}$):

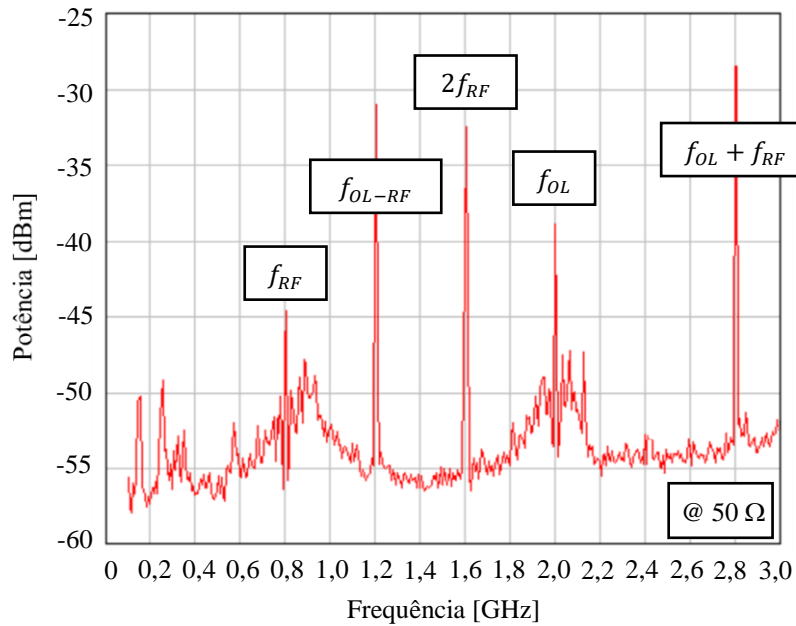


Figura 3.16 – Espectro de potência com sintonia do filtro fotônico em $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$, relativo a uma carga de $R_L = 50 \Omega$.

Os valores das potências das componentes extraídos do gráfico da figura 3.16 são apresentados na tabela 3.10:

Tabela 3.10 – Dados das medidas da potência elétrica para a sintonia do filtro fotônico em $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$, com $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$ e $f_{OL} = 2,0 \text{ GHz}$.

Potências das Componentes Espectrais (dBm)				
f_{RF}	$f_{OL} - f_{RF}$	$2f_{RF}$	f_{OL}	$f_{OL} + f_{RF}$
800 MHz	1,2 GHz	1,6 GHz	2,0 GHz	2,8 GHz
-44,7	-31	-32,4	-38,9	-28,5
Diferença entre as potências (dB)				
$ f_{OL} - f_{OL-RF} = 7,9$		$ f_{OL} - f_{OL+RF} = 10,4$		$ f_{OL+RF} - f_{OL-RF} = 2,5$

Além dos componentes citados ao longo deste capítulo, foram utilizados o multímetro digital Agilent-34410A, operando como amperímetro para monitorar a corrente elétrica advinda do fotodiodo, e a fonte Agilent-E3632A, para alimentar o amplificador de RF.

4 Análise dos resultados obtidos analiticamente e experimentalmente

No capítulo 2 da dissertação foram desenvolvidas as expressões matemáticas que tentam descrever o comportamento do sinal ao longo das arquiteturas estudadas. Foram efetuadas soluções analíticas para facilitar a decisão de qual configuração implementar experimentalmente, conforme comentado no início do capítulo 3.

No capítulo anterior houve a descrição da metodologia empregada no experimento realizado, bem como foram apresentados os resultados obtidos pelos dispositivos de medição.

Neste capítulo será realizada a análise de ambos os tipos de dados, analíticos e experimentais, a fim de subsidiar as observações feitas a respeito de cada arquitetura.

4.1 Análise da arquitetura de conversão de frequência por interferômetro de Mach-Zehnder

O artigo do qual foi retirada a configuração em análise [39] cita a utilização de um interferômetro de Mach-Zehnder desbalanceado (UMZ), que é um elemento passivo, como vantagem da arquitetura, uma vez que dispensa mecanismos de controle de polarização externos, reduzindo o consumo de energia. É acrescentada a informação de que o principal material constituinte do UMZ, ou seja, a fibra óptica ou o guia de ondas óptico integrado, apresenta baixa perda quando comparados com o uso de moduladores externos ativos.

No entanto, a modulação direta do diodo laser, como é o caso desta estrutura, é limitada em frequência, fato diretamente relacionado com os tempos de decaimento do fóton e do portador [6]. Tipicamente, o valor de frequência utilizada para modular diretamente o laser fica entre 10 GHz [16] e 15 GHz [6].

Além disso, observando-se a equação (2-24) é possível verificar que os ruídos de amplitude e de fase, introduzidos pela oscilação do tempo de atraso entre os braços do UMZ, são fatores de difícil controle e que requerem a inclusão de mais componentes à configuração para tal. Deste modo, a arquitetura torna-se mais cara e perde o interesse para implementação na prática.

4.2 Análise da arquitetura do conversor fotônico de frequência de RF empregando técnica de modulação em cascata

A configuração em estudo foi extraída de [43] e, embora a formulação teórica desenvolvida pelo artigo considere os efeitos dispersivos do enlace, neste trabalho as expressões apresentadas na seção 2.2 do capítulo 2 trataram o *link* como sendo sem dispersão.

Por meio da particularização dos pontos de polarização associados às defasagens entre os eletrodos do Modulador de Mach-Zehnder (MZM), com o auxílio de programas de cálculo simbólico e numérico, foi possível verificar o resultado derivado de cada situação específica.

Quando o MZM é ajustado no Ponto de Quadratura (QP) e com defasagem de $\pi/2$ entre eletrodos, observa-se que, quanto às componentes espectrais associadas às frequências do oscilador local (OL) e às bandas laterais inferior ($f_{OL} - f_{RF}$) e superior ($f_{OL} + f_{RF}$), considerando as aproximações utilizadas naquela seção, apenas fundamentais de cada componente aparecem após a fotodetecção.

Nesta situação, a relação entre as potências das bandas laterais e a potência associada à frequência do OL, doravante denominada portadora de RF, é de 26 dB , sendo a componente advinda do OL a que apresenta maior energia. Em geral, conversores de frequência, sejam eles eletrônicos ou fotônicos, exigem pós processamento do sinal para filtrar os espúrios e quanto mais destacado for o sinal de interesse em comparação com os demais, mais simples será essa tarefa.

Assim, imposta esta configuração à arquitetura, o resultado é de que a elevação de frequência (*up-conversion*) é factível e a separação do sinal relevante por meio da filtragem é facilitada, dado que ele se destaca significativamente em relação à portadora de RF em termos de potência.

Em uma segunda configuração do MZM, mantida a polarização em quadratura, alterou-se a defasagem entre os eletrodos para 180° (*push-pull*). Neste esquema não ocorreu a eliminação dos harmônicos pares do sinal recuperado, mas a diferença de potência entre o harmônico fundamental e o segundo harmônico de cada componente foi de 26 dB . Isto facilita a filtragem de pós processamento, mas também indica que não são proveitosas as componentes dos segundos harmônicos, dado que possuem valores absolutos bem menores do que as dos harmônicos fundamentais.

Comparando-se os valores apresentados nas tabelas 2.1 e 2.2, percebe-se que a relação de potência entre as bandas laterais e a portadora de RF também obedeceu ao valor de 26 dB no caso dos harmônicos fundamentais, mas apresentou um valor de 30 dB para os segundos harmônicos das componentes.

Então, fazendo-se uma análise para a polarização no QP, a diferença de 90° entre eletrodos mostrou-se um pouco melhor a de 180° no que se refere ao processamento posterior do sinal, por não apresentar segundos harmônicos. Além disso, a opção para fazer uso dos harmônicos de segunda ordem torna-se desvantajosa devido ao baixo valor de potência dedicado a eles.

Os outros pontos de polarização estudados para a arquitetura sob investigação foram o Ponto de Máxima Transmissão (MATB) e o Ponto de Mínima Transmissão (MITB). Para ambos foram testadas as diferenças de fase entre eletrodos do MZM de 90° e 180° .

De acordo com os resultados constantes nas tabelas 2.3, 2.4 e 2.5 os valores absolutos das potências de cada componente e a relação entre elas foi a mesma para cada condição de polarização ajustada. Com exceção da combinação MATB e 180° que não apresentou sinal detectável para as condições consideradas naquela situação analisada, os demais mostraram-se não só como conversores para elevação de frequência, mas também dobradores de frequência.

Esta assertiva deriva do fato de que as componentes fundamentais das bandas laterais e da portadora de RF não existem quando do uso do MZM nestas circunstâncias. Por outro lado, os valores das potências dessas componentes ficaram em níveis baixos, em -90 dBm para as bandas laterais e -64 dBm para a portadora de RF. Isso implica na necessidade de utilização de amplificador com ganho superior ao do que seria empregado na polarização em QP.

Assim, a inclusão deste componente na arquitetura a deixaria mais onerosa para implementação prática e poderia requisitar mais consumo de energia em comparação à primeira condição de polarização analisada. Este fator reduz o interesse para o uso desse dispositivo em aplicações espaciais nas quais buscam-se a redução de volume, de peso e de consumo de energia.

No que se refere ao pós tratamento do sinal fotodetectado, a filtragem segue as mesmas observações feitas na análise anterior, isto é, com a diferença de potência entre as componentes sendo de 26 dB , este processo é mais simples de executar.

4.3 Análise da configuração do conversor para elevação de frequência (*Up-converter*) utilizando modulador de fase eletro-óptico e filtro de RF fotônico

A formulação teórica desenvolvida na seção 2.3 do capítulo 2 motivou a implementação do arranjo experimental para confirmação dos dados analíticos obtidos. Observando-se a figura 2.13, dentre outros pontos, verifica-se que, no sinal recuperado pelo fotodetector, a banda lateral inferior do *up-conversor* associada à diferença da frequência do OL com a frequência de RF ($f_{OL} + f_{RF}$) inexistente. Outro ponto relevante é que a componente espectral referente à banda lateral superior ($f_{OL} + f_{RF}$) tem potência maior do que potência da componente devida à frequência do OL, com valor em torno de 4,8 dB.

Ainda aparecem naquela figura as componentes associadas a frequência de RF (f_{RF}) e ao seu dobro ($2f_{RF}$), além de outras componentes resultantes dos batimentos de harmônicos fundamentais e de ordem superior das frequências injetadas ($f_{OL} + 2f_{RF}$, $2f_{OL} - f_{RF}$, $2f_{OL}$ e $2f_{OL} + f_{RF}$).

De posse destes dados, pode-se afirmar que o maior nível de potência da banda lateral superior em relação à da portadora de RF, além da supressão da banda lateral inferior, são suficientes para despertar o interesse para a verificação via experimento.

O capítulo três relatou a metodologia empregada nos testes laboratoriais realizados e os resultados obtidos. Após a caracterização das perdas por inserção dos componentes ópticos e do comportamento do sinal em determinados pontos da arquitetura, partiu-se para a sintonia do filtro de RF baseado na FBG-PS nas frequências fotodetectadas.

Por limitação dos aparatos laboratoriais, não foi possível medir frequências inferiores à 100 MHz e superiores à 3 GHz, sendo o componente limitador principal para esta faixa o amplificador de RF utilizado. Deste modo, a análise subsequente restringir-se-á as bandas laterais do sinal de frequência elevada para próximo da frequência do OL, aos harmônicos fundamentais das frequências diretamente injetadas no diodo laser (DL) e no modulador de fase e ao dobro da frequência de modulação direta.

As medidas tomadas referentes aos acoplamentos diretos devido ao efeito de irradiação dos cabos dos geradores de RF, letras a) e b) da seção 3.4, servem para mostrar que os níveis

das potências acopladas, $P_{f_{RF}} = -48,4 \text{ dBm}$ e $P_{f_{OL}} = -47,5 \text{ dBm}$, ficam próximos ao nível de ruído que é em torno de -52 dBm .

A justificativa para que as medidas fossem realizadas no lado direito da grade advém da caracterização da grade feita em [47]. Para mostrar a influência direta no experimento feito nesta dissertação, coletaram-se as medidas das potências das componentes espectrais relativas as bandas laterais superiores quando injetadas as frequências de $f_{RF} = 500 \text{ MHz}$ e $f_{RF} = 800 \text{ MHz}$, na modulação direta, e de $f_{OL} = 2 \text{ GHz}$.

As figuras 4.1 e 4.2 apresentam os gráficos dos valores obtidos nos braços da grade comparando a relação de amplitude entre a banda lateral superior em cada caso e a portadora de RF. As diferenças entre as potências são representadas por $\Delta_1 = P_{f_{OL}+f_{RF}} - P_{f_{OL}}$ para o lado direito e por $\Delta_2 = P_{f_{OL}+f_{RF}} - P_{f_{OL}}$ para o lado esquerdo.

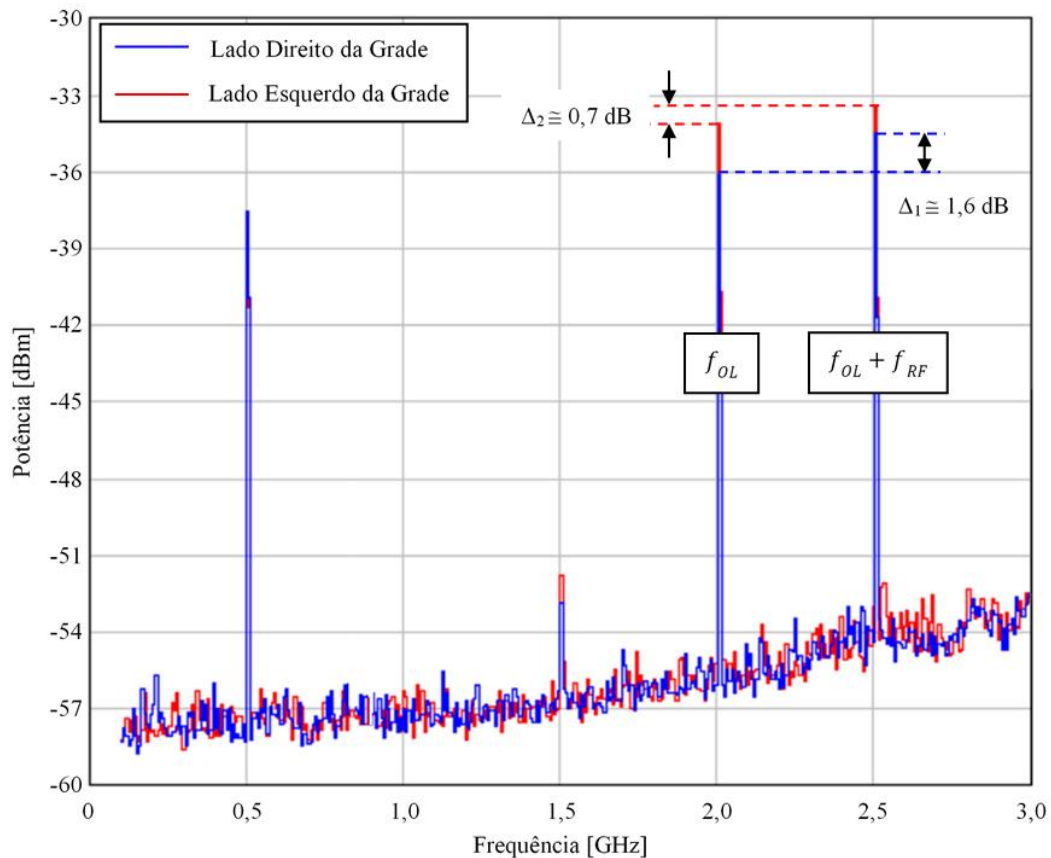


Figura 4.1 – Comparação entre os braços da grade sintonizada em $2,5 \text{ GHz}$ com relação a amplitude das potências da banda lateral superior ($f_{OL} + f_{RF} = 2,5 \text{ GHz}$) e da portadora de RF ($f_{OL} = 2 \text{ GHz}$).

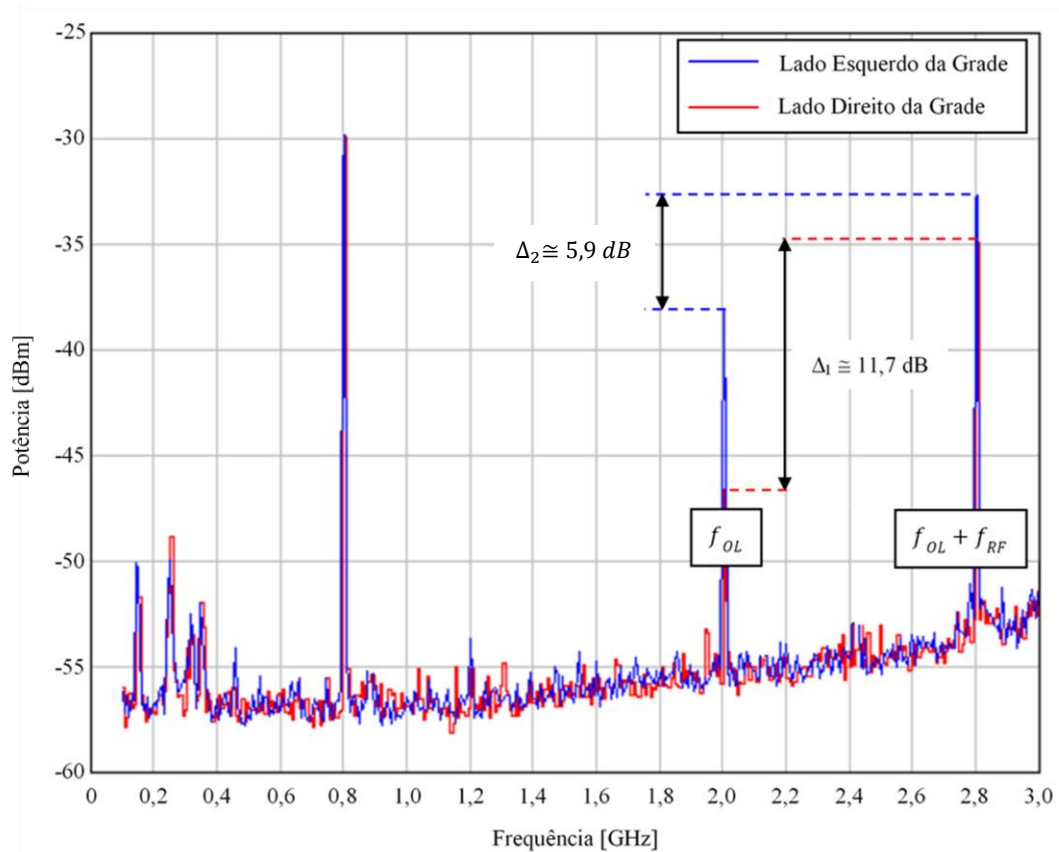


Figura 4.2 – Comparação entre os braços da grade sintonizada em 2,8 GHz com relação a amplitude das potências da banda lateral superior ($f_{OL} + f_{RF} = 2,8 \text{ GHz}$) e da portadora de RF ($f_{OL} = 2 \text{ GHz}$).

Em ambas as situações representadas acima $\Delta_1 > \Delta_2$, ou seja, a taxa de extinção do lado direito da grade é melhor do que do esquerdo. Além disso, conforme aumenta-se a separação entre a frequência da banda lateral superior e frequência da portadora de RF, a relação melhora de forma não linear. Este fato é observável comparando-se os valores de Δ_1 que passa de 1,6 dB para 11,7 dB e de Δ_2 que muda de 0,7 dB para 5,9 dB.

Desta forma, optou-se por realizar as medições apresentadas no capítulo 3 utilizando-se apenas o lado direito da grade.

Analisando-se as medidas obtidas do arranjo experimental com o uso do lado direito da grade pode-se, por inspeção, verificar que as três melhores relações entre as amplitudes das potências das bandas laterais ocorrem, em ordem crescente, quando a sintonia do filtro fotônico

é feita nas frequências 1,5 GHz, 2,5 GHz e 2,8 GHz. Sendo que, para o último caso, o nível da potência da banda lateral inferior encontra-se no nível de ruído do sistema.

No que concerne à comparação entre as potências associadas às bandas laterais superiores (2,5 GHz e 2,8 GHz) e às frequências modulantes de RF (500 MHz e 800 MHz) as relações são de 1,6 dB e de 11,7 dB, respectivamente. Isto denota a tendência de que, quanto mais afastadas forem as frequências da banda lateral superior e da portadora de RF, melhor será a razão de extinção entre elas.

Cabe ainda relatar que, nesses dois casos, ocorre transferência de potência para as bandas laterais superiores, o que, a priori, contraria a propensão de que componentes resultantes de batimentos devem apresentar menor energia do que as componentes que as originam. No entanto, esta situação corrobora com o desenvolvimento teórico feito na seção 2.3 do capítulo 2 que, como explicitado no início desta seção, prevê tal comportamento.

Do ponto de vista de pós processamento do sinal fotodetectado, as relações de potência supramencionadas possibilitam a filtragem dos espúrios de maneira mais fácil, dado que a componente de frequência elevada de interesse apresenta-se destacada significativamente comparada com as demais.

Quando confrontada com a arquitetura analisada na seção anterior, ainda que ela não tenha sido implementada experimentalmente, pode-se depreender que a transferência de energia, a redução do nível da banda lateral inferior ao nível de ruído e a boa taxa de extinção entre a banda lateral superior e a portadora de RF que acontecem na configuração proposta, potencializam seu emprego na prática em diversas aplicações que exigem o uso de *up-converter* em detrimento daquela apresentada em [43].

Acrescente-se às vantagens elencadas no parágrafo anterior o fato de que o modulador de fase é um dispositivo que dispensa alimentação para polarização diferentemente do MZM. Em projetos que utilizem tal configuração, um elemento com menor demanda de controle torna-se mais favorável para o uso e, portanto, mais propício a implementação comercial.

5 Conclusão

Esta dissertação objetivou realizar uma análise comparativa teórica entre arquiteturas que utilizam técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência (*up-conversion*) de sinais analógicos de RF/micro-ondas e verificar, de forma experimental, a configuração dentre as estudadas que apresentasse melhores indicadores para potencial implementação prática da arquitetura. Foram estudadas as técnicas de *up-conversion* empregando modulação direta e interferômetro desbalanceado de Mach-Zehnder, a de conversão de frequência por meio de modulação em cascata e a utilizando modulação direta e modulação externa de fase associadas a um filtro de RF de processamento fotônico baseado em fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS).

No capítulo 2, foram desenvolvidas as expressões matemáticas que tentam representar o comportamento do sinal ao longo de cada uma das arquiteturas abordadas, com o intuito de facilitar a decisão de qual delas verificar por meio de arranjo experimental. Os resultados analíticos obtidos convergiram para a implementação em laboratório da configuração híbrida proposta na seção 2.3. Os componentes ópticos utilizados nas arquiteturas estudadas foram considerados de modo sistêmico, sendo enfatizada a sua interação com o sinal.

O capítulo 3 encarregou-se de detalhar o experimento montado no LAB-GE-ITA, obedecendo a sequência da metodologia científica no que concerne a formulação de hipóteses, os testes para a validação de cada uma delas e desencadeamento lógico das ações a fim de verificar os resultados analíticos encontrados no capítulo anterior. O arranjo experimental implementou a arquitetura concebida a partir do esquema apresentado em [47] que faz uso da dispersão cromática de um comprimento de fibra óptica monomodo padrão (SMF) para realizar a conversão de modulação de fase (PM) em modulação de intensidade (IM), a fim de possibilitar a recuperação do sinal por meio de detecção direta em um fotodiodo. Na configuração proposta, a SMF foi substituída por um filtro de RF de processamento fotônico baseado em uma FBG-PS que foi analisado e demonstrado em [47]. A função deste filtro foi a de quebrar a simetria par do espectro de amplitude do sinal proveniente do modulador eletro-óptico de fase, realizando a conversão da PM para a IM e permitindo que o sinal fosse detectado diretamente pelo fotodiodo. As medidas obtidas no experimento foram apresentadas, ainda no capítulo 3, de forma gráfica e em tabelas, para possibilitar a análise mais precisa dos resultados.

Coube ao capítulo 4 discutir os dados coletados, de modo analítico e experimental, a partir das configurações tratadas nos capítulos 2 e 3. Através da análise desses elementos foi

possível comparar as arquiteturas, elucidando suas vantagens e desvantagens. Dentre as configurações abordadas, a primeira delas baseada em modulação direta e UMZ mostrou-se de baixo interesse para implementação na prática, principalmente devido ao difícil controle dos ruídos de amplitude e de fase causados pela variação no tempo de atraso provocado pela diferença dos caminhos ópticos dos braços do UMZ.

O sistema envolvendo a modulação em cascata apresentado na seção 2.2 do capítulo 2, é uma estrutura bastante flexível, pois permite não só a elevação de frequência quando o DD-MZM é polarizado no QP, mas também um dobrador de frequência, que elimina as componentes espectrais de ordem ímpar, quando o modulador é polarizado em MATB e MITB. Especificamente quanto ao dobrador, é importante destacar que a elevação de frequência pode ser obtida com a frequência gerada pelo OL em valor mais baixo, tornando o projeto do conversor mais barato. Entretanto, na implementação prática desta configuração há a necessidade de acrescentar-se um circuito de controle de polarização do DD-MZM e que, no caso de utilizar-se a defasagem entre os eletrodos do modulador de 90° , adiciona mais um *tradeoff* para o projeto.

A arquitetura híbrida proposta na seção 2.3, cuja demonstração experimental foi relatada no capítulo 3, demonstrou grande potencial para sua implementação prática. A análise de resultados apresentou ao menos duas características consideradas de grande valia para o projeto deste conversor: a eliminação da banda lateral inferior da frequência transladada para um valor maior e a transferência de energia da portadora de RF para a banda lateral superior. Adicionalmente, o fato de ser empregado o modulador de fase em vez do modulador de intensidade, reduz o custo da configuração e dispensa a parte de controle de polarização necessária ao MZM.

Diante das considerações apresentadas, é possível concluir que o trabalho cumpriu a meta estabelecida no objetivo que foi a de analisar de modo comparativo teórico algumas arquiteturas que fazem uso de técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência de sinais analógicos de RF/micro-ondas, além da verificação experimental da configuração cuja formulação teórica apontasse melhores indicadores para a utilização prática da arquitetura. O caráter inovador do conversor proposto advém da sua configuração híbrida, que tira proveito de estruturas disponíveis comercialmente e atende aos severos requisitos para aplicação em transmissão de dados a altas taxas. Para o seu emprego em aplicações espaciais pode-se comentar que as vantagens oriundas da área da RF em fotônica, colocam-na em posição de destaque por apresentar volume compacto, baixo peso e consumo de energia reduzido quando comparado com sua contraparte eletrônica.

Para trabalhos futuros sugere-se: caracterização da arquitetura híbrida proposta quanto ao seu desempenho no que se refere ao ganho, à figura de ruído e à faixa dinâmica livre de espúrios, uma vez que o foco nesta dissertação foi a demonstração do funcionamento do enlace; reprodução do experimento fazendo uso de equipamentos de laboratório com faixa de operação mais ampla tanto para a geração, quanto para a análise, dado que neste trabalho as maiores limitações foram impostas pelo amplificador e pelo fotodetector; e a verificação da possibilidade de utilização da mesma estrutura proposta para a realização de redução do valor da frequência (*down conversion*) para a utilização em receptores de RF.

6 Referências

- [1] YAO, J. Microwave photonics. *Conf. Proc. Int. Conf. Indium Phosphide Relat. Mater.*, v. 27, n. 3, p. 212–214, 2009.
- [2] IEZEKIEL, S. Microwave photonics: devices and applications. Chichester, UK: John Wiley, 2009.
- [3] SEEDS, A. J. Microwave photonics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 50, n. 3, p. 877–887, 2002.
- [4] RIESZ, R. P. High speed semiconductor photodiodes. *Rev. Sci. Instrum.*, v. 33, n. 9, p. 994–998, 1962.
- [5] JOHNSON, K. M. K. M. High-speed photodiode signal enhancement at avalanche breakdown voltage. *IEEE Trans. Electron Devices*, v. 12, n. 2, p. 55–63, Feb. 1965.
- [6] URICK, V. J.; MCKINNEY, J. D.; WILLIAMS, K. J. *Fundamentals of microwave photonics*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2015.
- [7] LEE, C. H. *Microwave photonics*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013.
- [8] COUTINHO O. L. *Aplicação de moduladores eletroópticos em enlaces analógicos a fibra óptica*. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bd.bibl.ita.br/tde_busca/arquivo.php?codArquivo=146>. Acesso em: 14 dez. 2017.
- [9] CAPMANY, J; MORA, J.; GASULLA, I; SANCHO, J.; LLORET, J.; SALES, S. Microwave photonic signal processing. *J. Light. Technol.*, v. 31, n. 4, p. 571–586, Feb. 2013.
- [10] COUTINHO, O. Introduction to microwave photonics. In: SIMPÓSIO DE APLICAÇÕES OPERACIONAIS EM DEFESA, 18., 2016, São José dos Campos. *Proceedings...* São José dos Campos: ITA, 2016.
- [11] CHANG, W. S. C. *RF photonic technology in optical fiber links*. Cambridge: Cambridge University Press, 2002.
- [12] WILLIAMSON, R. C.; ESMAN, R. D. RF Photonics. *J. Light. Technol.*, v. 26, n. 9, p. 1145–1153, May 2008.

- [13] SOUZA, R. H. de. *Efeitos da não-linearidade de moduladores eletro-ópticos em enlaces fotônicos empregados na geração e na transmissão de sinais radar*. 2015. 194 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=68338>. Acesso em: 02 fev. 2018.
- [14] KARAFOLAS N.; ARMENGOL, J. M. P.; MCKENZIE, I. Introducing photonics in spacecraft engineering: ESA's strategic approach. In: IEEE AEROSPACE CONFERENCE, 2009, Big Sky, MT, USA. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2009.
- [15] CABON, B.; GUENNEC, Y. LE; LOURDIANE, M.; MAURY, G. Photonic mixing in RF modulated optical links. *LEOS 2006 - 19th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, 2006.
- [16] BLANK S.; MERLET, T; CABON B. Optical mixing techniques. In: *Workshop NEFERTITI on Broadband Optical/Wireless Access*, Sep, 2003.
- [17] KITANO, C. *Análise do interferômetro Mach-Zehnder com controle acústico-eletro-óptico*. 1993. 199 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bd.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000207910>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [18] RIBEIRO, J. A. J. *Moduladores eletroópticos integrados empregando cristais de niobato de lítio*. 1998. 296 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000406662>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [19] ALMEIDA, V. R. *Aplicação de dispositivo multifuncional a óptica integrada em interferômetro de Sagnac a fibra óptica birrefringente*. 1998. 230 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000407937>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [20] KITANO, C. *Aplicação da abordagem de domínio espectral para análise de moduladores eletroópticos integrados*. 2001. 397 f. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000452403>. Acesso em: 11 set. 2018.

- [21] LEPPA, L. C. *Análise de osciladores de microondas com topologia optoeletrônica*. 2005. 196 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000533130>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [22] SAKAMOTO, B. F. R. *Aplicação do interferômetro de gires- tournois em linearização de moduladores eletroópticos de intensidade*. 2006. 158 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000542801>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [23] FEGADOLLI, W. D. S. *Análise de distorção em moduladores eletroópticos integrados utilizados em enlaces ópticos analógicos*. 2008. 135 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000549136>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [24] MARTINS, C. D. S. *Análise de filtros de microondas não- recursivos implementados com tecnologia fotônica*. 2009. 254 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000551482>. Acesso em: 05 mar. 2018.
- [25] SANTOS, R. A. T. *Projeto de fotodetectors infravermelhos a poços quânticos usando o método de matriz de transferência*. 2009. 128 f. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=000555097>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [26] COUTINHO, O. L. *Fotônica em sistemas de RF para transmissão e processamento de sinais radar*. 2011. 132 f. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=61006>. Acesso em: 01 ago. 2018.
- [27] COSTA M. M. da S. *Processamento de sinais de RF/micro-ondas com emprego de tecnologia fotônica*. 2012. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=62278>. Acesso em: 11 set. 2018.
- [28] GONÇALVES, A. P. *Estudo experimental de enlace analógico a fibra óptica empregando WDM e sinais de RF multi-espectral*. 2014. 171 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdata.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=66177>. Acesso em: 24 fev. 2018.

- [29] SANTOS A. R. dos. *Estudo do enlace analógico de comunicação óptica no espaço livre empregando modulação externa*. 2015. 178 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdita.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=68058>. Acesso em: 24 fev. 2018.
- [30] BARONI, R. F. *Geração de sinais arbitrários com tecnologia rf em fotônica*. 2017. Dissertação (Mestrado em Micro-ondas e Optoeletrônica) - Instituto Tecnológico Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdita.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=72831>. Acesso em: 09 set. 2018.
- [31] MARQUES, R. B. *Modelagem e demonstração experimental da instabilidade de modulação em enlaces analógicos a fibra óptica*. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos. Disponível em: <http://www.bdita.bibl.ita.br/tesesdigitais/lista_resumo.php?num_tese=74193>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [32] CAPMANY, J.; NOVAK, D. Microwave photonics combines two worlds. *Nat. Photonics*, v. 1, n. 6, p. 319–330, 2007.
- [33] ADAMY D. *EW 101: a first course in electronic warfare*. [S.l.: s.n.], 2001.
- [34] BRASIL. Política Nacional de Defesa. Estratégia Nacional de Defesa. *Diário Oficial da União*, Brasília, DF, 26 set. 2013. Seção 1, p. 1-155, 2012.
- [35] IVO, F. S.; CARLOS, P.; LUCHINI, O.; ABREU, L. de. Operação remota do sistema gerador de cenários de guerra eletrônica Excalibur DRS associada à transmissão de sinais radar em fibra óptica. In: SIMPÓSIO DE APLICAÇÕES OPERACIONAIS EM DEFESA, 18., 2016, São José dos Campos. *Proceedings...* São José dos Campos: ITA, 2016. p. 42–47.
- [36] INTERNATIONAL DEFENCE, SECURITY AND TECHNOLOGY. *Integrated microwave photonics to enable next generation military communications, radars and electronic warfare systems for spectrum dominance*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<https://idstch.com/home5/international-defence-security-and-technology/technology/photonics/microwave-photonics-in-next-generation-communications-radars-and-electronic-warfare-systems-to-enable-spectrum-dominance/>>. Acesso em: 15 set. 2018.
- [37] MANKA, M. E. Microwave photonics electronic warfare technologies for australian defence. 2009 *IEEE Avion. Fiber-Optics Photonics Technol. Conf. AVFOP'09*, v. 1, p. 1–2, 2009.

- [38] ZACH, S.; SINGER, L. RF photonics-Why Should Defense Take Notice? In: *IEEE 24th conv. Electr. Electron. Eng. Isr.*, 2006.
- [39] MAURY, G. Microwave-frequency conversion methods by optical interferometer and photodiode. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, v. 45, n. 8, p. 1481–1485, 1997.
- [40] EICHEN E. Interferometric generation of high-power, microwave frequency, optical harmonics. *Appl. Phys. Lett.*, v. 51, n. 6, p. 398–400, 1987.
- [41] CARVALHO, R. M. *Comunicações analógicas e digitais*. Vitória: LTC, 2008.
- [42] HECHT, E. *Optics*. 5th ed. Harlow: Pearson, 2016.
- [43] CORRAL, J. L.; MARTI, J.; FUSTER, M. J. General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in a Mach-Zehnder electrooptical modulator. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, v. 49, n. 10, p. 1968–1976, 2001.
- [44] OLDHAM, K; MYLAND, J; SPANIER, J. *An atlas of functions*. 2nd ed. New York, NY: Springer, 2009.
- [45] BOYLESTAD, R. L. *Introdução à análise de circuitos*. 10. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2004.
- [46] GUENNEC Y. LE, MAURY G., YAO J., CABON B. New optical microwave up-conversion solution in radio-over-fiber networks for 60-GHz wireless applications. *J. Light. Technol.*, v. 24, n. 3, p. 1277–1282, 2006.
- [47] IVO, F. S. *Filtro de RF sintonizável baseado em processamento fotônico com varredura ultrarrápida*. 2018. Dissertação (Mestrado em Ciências e Tecnologias Espaciais) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.
- [48] WANG, C.; YAO, J. Fiber Bragg gratings for microwave photonics subsystems. *OPTICS EXPRESS*, v. 21, n. 19, p. 3259–3268, 2013.
- [49] THORLABS. Data Sheet TEC ITC-4001. Newton, NJ, [2018]. Disponível em: <https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=4052&pn=ITC4001> Acesso em: 12 Fev. 2019.

FOLHA DE REGISTRO DO DOCUMENTO

1. CLASSIFICAÇÃO/TIPO <p style="text-align: center;">DM</p>	2. DATA <p style="text-align: center;">22 de abril de 2019</p>	3. REGISTRO N° <p style="text-align: center;">DCTA/ITA/DM-026/2019</p>	4. N° DE PÁGINAS <p style="text-align: center;">105</p>
5. TÍTULO E SUBTÍTULO: Técnicas fotônicas de conversão para elevação de frequência			
6. AUTOR(ES): Leandro da Silva Lopes			
7. INSTITUIÇÃO(ÕES)/ÓRGÃO(S) INTERNO(S)/DIVISÃO(ÕES): Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA			
8. PALAVRAS-CHAVE SUGERIDAS PELO AUTOR: 1. RF em Fotônica. 2. Processamento de Sinais de RF em Fotônica. 3. Conversor de Frequência.			
9. PALAVRAS-CHAVE RESULTANTES DE INDEXAÇÃO: Radiofrequência; Fotônica; Processamento de sinais; Conversores de frequência; Engenharia eletrônica.			
10. APRESENTAÇÃO: <p style="text-align: right;">X Nacional Internacional</p> ITA, São José dos Campos. Curso de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Ciências e Tecnologias Espaciais. Área de Sensores e Atuadores Espaciais. Orientador: Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho. Defesa em 29/03/2019. Publicada em 2019.			
11. RESUMO: <p>Esta dissertação realiza uma análise teórica comparativa de arquiteturas empregando técnicas fotônicas para elevação de frequência (<i>up-conversion</i>) de sinais analógicos de radiofrequência (RF)/micro-ondas, cujas formulações teóricas são desenvolvidas no segundo capítulo. A primeira configuração estudada é baseada na modulação direta do sinal de um diodo laser (DL) seguida por um interferômetro desbalanceado de Mach-Zehnder (UMZ), visando à recuperação do sinal por meio de detecção direta. O <i>up-converter</i> investigado na segunda arquitetura é um enlace de modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD). Ele faz uso das modulações direta e externa em cascata, sendo o modulador de Mach-Zehnder o dispositivo responsável pela modulação em intensidade do sinal da portadora advindo do DL, possibilitando a detecção pelo fotodiodo de modo direto. Além disso, este trabalho apresenta uma proposta de arquitetura híbrida que emprega a combinação da modulação direta da portadora óptica proveniente de um diodo laser, com sua subsequente modulação em fase. Para este caso, é feita uma análise teórica e um experimento de demonstração de conceito, que usa um laser com comprimento de onda centrado em $\lambda_o \cong 1550 \text{ nm}$ e sinais com frequências de 500 MHz e de 800 MHz para modulação direta, além de um sinal com frequência de 2 GHz para modulação externa de fase. O sinal resultante das modulações é injetado em um filtro de RF baseado em processamento fotônico utilizando uma fibra óptica com grade de Bragg de fase deslocada (FBG-PS). Este filtro efetua a quebra de simetria par das amplitudes do espectro óptico do sinal oriundo do modulador de fase, de modo a converter a modulação de fase (PM) em modulação de intensidade (IM), necessária para que o fotodetector recupere o sinal original de modo direto. Uma análise dos dados obtidos de modo analítico e de forma experimental é abordada, juntamente com a discussão comparativa dos resultados coletados. Finalmente, há um espaço dedicado para comentários conclusivos e a proposição de estudos futuros envolvendo a configuração proposta e implementada experimentalmente neste estudo.</p>			
12. GRAU DE SIGILO: <p style="text-align: center;">(X) OSTENSIVO () RESERVADO () SECRETO</p>			