

Tese apresentada à Pró-Reitoria de Pós-Graduação e Pesquisa do Instituto Tecnológico de Aeronáutica, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica e Computação, Área de Microondas e Optoeletrônica.

André Luiz de Souza Garcia

**OSCILADOR OPTOELETRÔNICO PARA GERAÇÃO DE
SINAIS DE RÁDIO FREQUÊNCIA ATÉ 3 GHZ**

Tese aprovada em sua versão final pelos abaixo assinados:



Prof. Dr. Gefeson Mendes Pacheco
Orientador

Prof. Dr. Celso Massaki Hirata
Pró-Reitor de Pós-Graduação e Pesquisa

Campo Montenegro
São José dos Campos, SP – Brasil
2009

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Divisão de Informação e Documentação

Garcia, André Luiz de Souza

Oscilador optoeletrônico para a geração de sinais de rádio frequência até 3 GHz/André Luiz de Souza Garcia.

São José dos Campos, 2009.

86f.

Tese de Mestrado – Curso de Engenharia Eletrônica e Computação, Área Microondas e Optoeletrônica – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2009. Orientador: Prof. Dr. Gefeson Mendes Pacheco.

1. Microondas 2. Optoeletrônica 3. Fotônica. I. Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial. Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Divisão de Engenharia Eletrônica. II. Título

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

GARCIA, André Luiz de Souza. **Oscilador Optoeletrônico para a Geração de Sinais de Rádio Frequência até 3 GHz**. 2009. 86f. Tese de (Mestrado em Microondas e Optoeletrônica) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: André Luiz de Souza Garcia

TÍTULO DO TRABALHO: Oscilador Optoeletrônico para Geração de Sinais de Rádio Frequência até 3 GHz.

TIPO DO TRABALHO/ANO: Tese / 2009.

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

André Luiz de Souza Garcia
Rua Coronel Franco N° 609 – Centro
13.630-136 – Pirassununga – SP.

OSCILADOR OPTOELETRÔNICO PARA GERAÇÃO DE SINAIS DE RÁDIO FREQUÊNCIA ATÉ 3 GHZ

André Luiz de Souza Garcia

Composição da Banca Examinadora:

Prof.	Dr. Alberto José de Faro Orlando	Presidente	ITA
Prof.	Dr. Gefeson Mendes Pacheco	Orientador	ITA
Prof.	Dr. Roberto d'Amore		ITA
	Dr. Pedro José de Castro		INPE

ITA

Dedico este trabalho a minha mãe Ana Rosa,
meu pai Alfredo (*in memoriam*)
e a minha esposa Priscila

Agradecimentos

À minha querida mãe que sempre me incentivou e acreditou em minha carreira profissional e o motivo de tudo ter valido a pena, e a meu pai que sempre estará comigo, pois devo a ele grande parte do que sou.

À toda minha família pela compreensão, auxílio e apoio emocional durante os momentos mais difíceis enfrentados.

À minha amada esposa que soube me aturar nos bons e maus momentos, e que com muita paciência soube entender meus vários dias de ausência.

Ao meu orientador Prof. Dr. Gefeson Mendes Pacheco pela oportunidade a mim proporcionada para a realização deste trabalho, pela amizade, pelo entusiasmo, orientação e transmissão de conhecimentos teóricos, sem os quais a realização deste trabalho não seria possível.

Ao Prof. M. Sc. Geraldo José Adabo, coordenador do Subsistema de Energia e Transponder PCD do ITASAT, pelo apoio dado no programa ITASAT.

Aos meus colegas da pós-graduação pela agradável convivência durante estes anos.

Aos professores e funcionários do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA)

À Agência Espacial Brasileira (AEB) que através do programa ITASAT forneceu o apoio financeiro para as pesquisas, e ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) pela coordenação técnica do programa ITASAT.

E por fim agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para o sucesso desta jornada que culminou na realização deste trabalho.

Muitos teriam chegado à sabedoria
se não acreditassem que já eram
suficientemente sábios.

(Juan Luís Vives)

Resumo

Este trabalho é voltado para o estudo teórico e a implementação de um sistema que combina tecnologia de microondas e tecnologia fotônica. O estudo é feito a partir de um circuito para geração de sinais de rádio frequência baseado em componentes optoeletrônicos conhecido como Oscilador de Microondas Optoeletrônico, OMOP. São apresentadas as características e funções de cada componente do OMOP e os conceitos fundamentais sobre efeito eletro-óptico, modulação e moduladores. Faz-se uma discussão sobre o OMOP baseada nas características de saída do modulador Mach Zehnder e que levam a obtenção de expressões para o espectro de potência e ruído de fase do oscilador. Partindo de uma configuração previamente apresentada na literatura, introduziu-se uma importante modificação na malha de realimentação, e foi gerado um sinal com múltiplas componentes até o limite de 3 GHz. O espaçamento ajustável permite obter múltiplas componentes separadas de 22 MHz, 70 MHz e 74 MHz após seleção apropriada do tempo de atraso na malha de realimentação. A caracterização do circuito fotônico forneceu amplitude do sinal de saída da ordem de -20 dBm, largura de linha menor que 30 kHz e ruído de fase de -94 dBc/Hz para desvio de 1 MHz. Investigando a sensibilidade do oscilador com a tensão de polarização do modulador foi confirmada a característica, previamente observada, de sintonia fina da frequência de saída do oscilador. Adicionalmente observou-se que é possível sintonizar a frequência de saída pelo ajuste fino da potência de saída do laser utilizado. Esse fato, sem ter sido mencionado anteriormente na literatura, abre a possibilidade para um esquema inovador de modulação com aplicações em sistemas de comunicações. Os resultados obtidos são discutidos e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no fim.

Abstract

This work is focused on the theoretical study and implementation of a system that combines the microwave and photonic technologies. The study is made from a circuit for generation of radio frequency signals based on opto-electronic components known as Microwave Optoelectronic Oscillator, OMOP. The characteristics and functions of each component of the OMOP and fundamental concepts about electro-optical effect, modulation and modulators are presented. The discussion about the OMOP is based on Mach Zehnder output modulator characteristics and that lead to obtain expressions for the power of spectrum and phase noise of the oscillator. Starting from a configuration previously presented in the literature, a major change in the feedback loop was made generating a signal with multiple components up to 3 GHz. The fixed spacing, but adjustable, enables multiple separated components of 22 MHz, 70 MHz and 74 MHz after a suitable selection of time delay in the feedback loop. The characterization of the photonic circuit provided amplitude of the output signal about -20 dBm, line width less than 30 kHz and the phase noise of -94 dbc / Hz for 1 MHz deviation. Investigating the oscillator sensitivity with the bias voltage of the modulator and the output power of the laser it was confirmed the VCO feature, previously highlighted of this type of oscillator. It was also noted that is possible to tune the output frequency by tuning the output power of laser used. This fact, without having been mentioned previously in the literature, opens the possibility for an innovative scheme of modulation with applications in communications systems. The results obtained are discussed and suggestions for future works are presented in the conclusion .

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Descrição do Oscilador Optoeletrônico.....	23
Figura 2.2: Cavidade laser FP e seu espectro de saída com diversos modos longitudinais	25
Figura 2.3: Cavidade Laser DFB e espectro de saída em que o modo dominante é selecionado pela grade de Bragg.	27
Figura 2.4 - Diagrama de Blocos Modulação Direta (a) e Modulação Externa (b).....	28
Figura 2.5: Circuito equivalente de um foto detector.	32
Figura 3.1: Modulador eletro-óptico de amplitude.....	39
Figura 3.2: Transmissão óptica do modulador	40
Figura 3.3: Variação do espectro de intensidade de saída do modulador eletro-óptico para o caso $V\mathbf{B} = V\pi\mathbf{2}$, harmônica ímpares (a) e $V\mathbf{B} = V\pi$, harmônicas pares (b)	42
Figura 3.4: Ilustração de um Modulador Óptico Integrado do tipo Mach Zehnder e de seus eletrodos de modulação.	44
Figura 4.1: Descrição do Oscilador de Microondas Optoeletrônico.	47
Figura 4.2: Esquema de modulação óptica com um modulador MZ.....	50
Figura 4.3: componentes de frequências do espectro de potência de saída do OMOP. A distância entre as raias é determinada pelo tempo de atraso τ	56
Figura 4.4: Amplitude de oscilação em função do ganho de malha aberta.	59
Figura 5.1: Espectro de saída para frequência de modulação igual a 70MHz. a) tensão de polarização igual a $V\pi\mathbf{2}$. b) tensão de polarização igual a $V\pi$	67
Figura 5.2: Esquema do oscilador montado com atraso gerado por cabo coaxial.....	68
Figura 5.3: Oscilador Optoeletrônico, OMOP, implementado no laboratório.	69
Figura 5.4: Detalhe ilustrando trecho de cabo coaxial usado como elemento gerador de atraso no OMOP.	69

Figura 5.5: Saída do OMOP. Freqüência na faixa até 3GHz.....	70
Figura 5.6: Espaçamento de freqüência das componentes do sinal de saída do Oscilador.....	71
Figura 5.7: Mudança na multiplicidade de freqüência de n para $n + 12$ em função do sinal de G_B	72
Figura 5.8: Largura meia potência para componente de 2GHz.	73
Figura 5.9: Variação da amplitude de saída com ganho de malha aberta G_B	74
Figura 5.10: Medida de ruído de fase com desvio de 1 MHz.....	75

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Tipos de laser, potências e comprimentos de onda.....	24
Tabela 2.2: Comparação entre moduladores eletro-óptico e de eletro absorção.	29
Tabela 2.3: Comparação entre fotodetectores PIN e APD.	34
Tabela 2.4: Características de um filtro comercial.	35
Tabela 3.1 - Coeficientes eletro-ópticos do Niobato de Litio para $\lambda = 0.633\mu m$	37
Tabela 5.1: Características do Laser DFB	63
Tabela 5.2: Características do Fotodetector.....	64
Tabela 5.3: Características Modulador Eletro-óptico Mach Zenhder.	65
Tabela 5.4: Características do Divisor de Potência.	66
Tabela 5.5: Passo de frequência em função do comprimento do cabo coaxial.	71
Tabela 5.6: Largura a meia potência das componentes de saída do OMOP.....	73
Tabela 5.7: Razão kHz/V	74

Abreviaturas e Siglas

AEB	Agência Espacial Brasileira
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITA	Instituto Tecnológico de Aeronáutica
OMOP	Oscilador de Microondas Optoeletrônico
DFB	Laser de Realimentação Distribuída (Distributed Feedback)
FP	Laser Fabry Perot
LED	Diodo Emissor de Luz (Light Emitting Diode)
EIA	Electronics Industries Association
SMF	Fibra óptica do tipo Monomodo (Single Mode Fiber)
MMF	Fibra óptica do tipo Multimodo (Multi Mode Fiber)
RF	Rádio frequência
MZ	Modulador Mach Zehnder

Lista de Símbolos

α	Perda por inserção
β	Fase inicial
c	Velocidade da luz no vácuo
\vec{E}	Campo elétrico
$\tilde{F}(\omega)$	Função filtro complexa
G_A	Ganho de tensão do amplificador
G_B	Ganho de tensão de malha aberta do oscilador
$G(V_0)$	Ganho de tensão do oscilador
h	Constante de Plank
I_0	Intensidade óptica de saída do modulador
I_i	Intensidade óptica de entrada do modulador
I_{fot}	Fotocorrente
n	Índice de refração do meio
η	Eficiência quântica
P_o	Potência óptica incidente
P_s	Potência óptica de saída do modulador MZ
$P(\omega)$	Potência de RF do ruído circulante
p_0	Potência de oscilação
ρ	Responsividade do fotodetector
Q	Fator de qualidade do oscilador
Q_D	Fator de qualidade da linha de atraso
R	Corrente gerada pelo fotodetector
$[r]$	Tensor dos coeficientes eletro-ópticos
T	Transmissão óptica do modulador

V_B	Tensão elétrica de polarização (bias)
V_m	Voltagem senoidal aplicada ao modulador
V_π	Tensão de meia onda
V_{ent}	Tensão de entrada do fotodetector
$V_{saída}$	Tensão de saída do fotodetector
V_{fot}	Fotovoltagem
$\tilde{V}_{ent}(\omega, t)$	Tensão complexa de entrada do oscilador
$\tilde{V}_{saída}(t)$	Tensão complexa de saída do oscilador
$\tilde{V}_{ent}(\omega)$	Amplitude complexa da componente de frequência
V_0	Amplitude de oscilação do modo oscilante
λ_B	Comprimento de onda do laser DFB
n_{eff}	Índice de refração efetivo do meio
Λ	Período da grade de Bragg
Γ	Diferença de fase
Γ_m	Amplitude da variação senoidal do atraso de fase
Γ_b	Parcela constante do atraso de fase
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência de oscilação
$\phi(\omega)$	Fase dependente da frequência
τ_g	Tempo de atraso resultante do comprimento físico da linha
Δ_f	Banda de frequência
$S_{RF}(f')$	Densidade espectral de ruído na saída do OMOP
δ	Relação sinal ruído
Δf_{FWHM}	Largura a meia altura da densidade espectral

Sumário

1	Introdução	17
1.1	Objetivo, Motivação e Justificativa	19
1.2	Organização	22
2	Componentes do Oscilador de Microondas Optoeletrônico	23
2.1	Laser.....	24
2.2	Modulador Eletroóptico	27
2.3	Fotodetectores	30
2.4	Amplificador de RF	34
2.5	Filtro de RF (passa-faixa)	34
2.6	Divisor de Potência.....	35
3	Efeito Eletro-óptico, Modulação e Moduladores Ópticos	36
3.1	Efeito eletro-óptico	36
3.2	Modulação eletro-óptica	38
3.3	Modulador Mach Zenhder	43
4	Oscilador de Microondas Optoeletrônico	46
4.1	Oscilador de Microondas Optoeletrônico	47
4.2	Espectro de saída do Oscilador de Microondas Optoeletrônico	53
4.3	Frequência de Oscilação	59
4.4	Ruído e Atraso de Fase. Fator de Qualidade.....	60
5	Montagem e Medidas	63

5.1	Componentes	63
5.1.1	Laser DFB e Fonte de Corrente	63
5.1.2	Fotodetector	64
5.1.3	Modulador Mach Zenhder	65
5.1.4	Divisor de Potência	66
5.2	Oscilador Optoeletrônico - OMOP	66
6	Conclusões	76
6.1	Discussão dos resultados	77
6.2	Sugestão para trabalhos futuros	81
	Referências	82

1 Introdução

A tecnologia de circuitos eletrônicos corresponde atualmente a componentes e circuitos que operam em faixas bem distintas de correntes e tensões elétricas, frequências e velocidade de resposta. Nesse cenário é possível falar de optoeletrônica, que contempla circuitos montados com componentes destinados para geração, detecção ou processamento de sinais luminosos junto com componentes tradicionais. A fotônica traduz a circulação de sinais luminosos no lugar de correntes e tensões nos circuitos tradicionais. Ao adotar-se uma visão hierárquica coloca-se optoeletrônica como campo geral onde se desenvolve a fotônica.

Este trabalho é voltado para o estudo e implementação de um sistema que combina tecnologia de microondas e tecnologia de fotônica.

Atualmente, o termo Fotônica de Microondas (Microwave Photonics) combina o desenvolvimento tecnológico ocorrido nos campos das microondas e da óptica. Pode ser definido levando-se em conta dois aspectos [1]: (i) o estudo de dispositivos fotônicos capazes de processar sinais de microondas e (ii) a aplicação de componentes e de técnicas fotônicas para sistemas de microondas.

No primeiro aspecto têm sido feitos vários progressos com dispositivos como lasers, moduladores e fotodetectores, e no segundo aspecto componentes fotônicos de alta velocidade foram desenvolvidos na indústria de telecomunicações para serem utilizados em transmissões de sinais analógicos de microondas ao longo de fibras ópticas e no processamento destes sinais no domínio óptico.

A vantagem da utilização da fotônica em sistemas de microondas é o grande potencial de largura de banda da fibra óptica juntamente com a baixa perda óptica (0.2 dB/km no

comprimento de onda de 1550 nm contra 0.4 dB/km de perda elétrica). Além disso, o baixo custo, o pouco peso das fibras ópticas se comparadas aos cabos coaxiais (1.7 kg/km de fibra contra 567 kg/km do cabo coaxial) [2], o seu elevado grau de flexibilidade física, e sua imunidade à interferência eletromagnética são outros fatores que contribuem para o sucesso das comunicações ópticas em geral.

Uma perspectiva histórica permite citar os exemplos mais significativos relacionados com os avanços na área de ondas eletromagnéticas. No século 19 ocorreu a comunicação telegráfica entre continentes [3], a demonstração do foto-fone [4] e o reconhecimento da importância das ondas milimétricas [5]. No século 20, por volta da década de 40, ocorreu um desenvolvimento expressivo na região do espectro eletromagnético relacionada com as microondas; Na década de 50 eram obtidos os primeiros resultados relacionados com masers [6]; Em 1960 foi desenvolvido o primeiro laser de estado sólido [7]. Durante a segunda guerra mundial a necessidade de radares possibilitou um acentuado avanço nas atividades de pesquisa em engenharia de microondas com desenvolvimento de circuitos eletrônicos de microondas para sistemas de radares e, posteriormente, comunicações via satélite; Na década de 70 surgiram circuitos integrados compactos e complexos para o emprego em sistema de comunicações móveis. Atualmente existem circuitos monolíticos para amplificação de microondas na faixa de 10 GHz com ganho de 10 dB [8].

O trabalho aqui apresentado está diretamente relacionado com o segundo aspecto mencionado inicialmente e tem seu objetivo e justificativa discutidos a seguir.

1.1 Objetivo, Motivação e Justificativa

O objetivo geral deste trabalho é estudar a geração de microondas usando técnicas de fotônica. Tal estudo é feito a partir de um circuito para geração de sinais de microondas baseado em componentes opto-eletrônicos conhecido como Oscilador de Microondas Optoeletrônico, OMOP. De acordo com o que foi dito anteriormente é possível dizer que o objetivo específico deste trabalho é a implementação da geração de sinais de microondas a partir de dispositivos opto-eletrônicos e sua caracterização quanto aos seus componentes, frequência do sinal gerado, faixa de frequência, sintonia, amplitude e ruído de fase.

A motivação do trabalho tem sua origem nos seguintes pontos:

1. O laboratório de Fotônica do ITA desenvolve trabalhos relacionados com modulação, detecção e processamento de sinais ópticos [9].
2. A geração de microondas, via OMOP, já tinha sido alvo de estudo no ITA [10] sem que fosse realizada uma verificação experimental.
3. A participação no programa satélite universitário da AEB-INPE chamado de ITASAT [11] representa a possibilidade de trabalho com equipe multidisciplinar em um projeto com tecnologia espacial.

Aspectos relacionados à experiência prévia adequada ao desafio de participar de um projeto que envolve tecnologia de ponta representa a motivação deste trabalho.

A justificativa para o interesse em desenvolver e atingir o objetivo apontado é baseada nos seguintes pontos:

1. A tecnologia de Fotônica de Microondas constitui tema atual de pesquisa e desenvolvimento na área de engenharia [12][13]. Acredita-se que o desenvolvimento do OMOP representa o estabelecimento de condições experimentais que ainda não estavam disponíveis no ITA em termos de componentes, equipamentos e medidas;

2. A geração de microondas para posterior distribuição e uso permite vislumbrar um cenário de geração e processamento remoto de sinais que resulta grande simplificação e redução de custos em sistemas de rádio base e radar [14][15][16][17];

3. Através do presente trabalho estaria sedimentada, no Laboratório de Fotônica do ITA, uma tecnologia atual que emprega modulação laser de alta frequência.

Os pontos apontados combinam a relevância do tema do ponto de vista tecnológico em termos de suas aplicações e a capacitação do laboratório. Justifica-se assim a escolha do tema.

O Oscilador de Microondas Optoeletrônico, (OMOP), foi proposto por outros autores [18] como uma alternativa para gerar sinais de frequência de microondas com baixo ruído de fase. Valores típicos apresentados foram 9 GHz e -152 dBc/Hz. Esta tecnologia compete com soluções baseadas em osciladores de quartzo, osciladores com cavidades metálicas e ressoadores dielétricos na geração de sinais até a banda Ku, com valores associados de Q e de ruído de fase entre $10^4 - 10^5$ e -110dB/Hz e -170dB/Hz (para desvio de 10 kHz) [19][20][21].

A configuração básica é baseada no uso de um modulador eletro-óptico e um atraso τ obtido através de um trecho de fibra óptica como laço de realimentação. Esta tecnologia tem potencial para gerar sinais até 100 GHz. A natureza óptica do oscilador permite que este seja parte de sistemas distribuídos de geração de sinais e, que tais sinais, sejam diretamente distribuídos por redes de fibras ópticas com baixas perdas [22]. A geração de sinais elétricos com elevado valor de frequência é geralmente uma necessidade dos circuitos e sistemas e, em especial na área de telecomunicações. Normalmente os sinais na faixa de microondas são obtidos a partir de um oscilador mestre de elevada estabilidade e pureza espectral. Osciladores de faixa de frequências em MHz seguidos de multiplicadores que degradam características de pureza espectral de modo proporcional ao fator de multiplicação [23].

O estudo teórico segue bem de perto a análise proposta inicialmente pelos primeiros autores do OMOP e se destina principalmente ao entendimento do oscilador. No decorrer da análise teórica são apresentados gráficos que posteriormente serão confrontados com os resultados experimentais. A confrontação mencionada representa uma contribuição importante do presente trabalho para o entendimento do OMOP em nosso país.

Durante a execução deste trabalho, no laboratório de fotônica do ITA, ficou claro que a configuração proposta inicialmente para o OMOP apresentava grande instabilidade decorrente do uso de um trecho de fibra óptica com centenas de metros. Tal fato determinou que fosse introduzida uma mudança na configuração proposta inicialmente. Essa mudança veio ao encontro de uma alteração proposta pelos proponentes iniciais do OMOP, 10 anos depois da primeira configuração [24].

Quando o OMOP foi proposto e implementado em laboratório foi dado destaque ao fato do sinal de saída do oscilador apresentar baixo ruído de fase. Sabe-se que o ruído de fase compromete a canalização em sistemas de comunicação e impõe limitações quanto a pureza espectral de uma dada fonte. A análise desenvolvida permitiu mostrar que o baixo ruído de fase resulta de um elevado Q , em uma análise que faça o paralelo com circuito ressonante. No caso do OMOP o elevado Q advém do elevado atraso τ obtido com a fibra óptica. Trabalhos recentes tratam do tema ruído/geração de sinais de alta frequência/ruído de fase. Tal interesse também mostra a importância do tema [25][26][27].

1.2 Organização

No primeiro capítulo é apresentada a introdução do trabalho, abordando uma breve discussão sobre o tema Fotônica de Microondas, além de serem apresentados os objetivos e a justificativa pela escolha do tema.

No segundo capítulo são apresentados os componentes de um Oscilador de Microondas Optoeletrônico, as características de cada um e suas funções no sistema.

No terceiro capítulo é apresentada a teoria do efeito eletro-óptico, modulação e moduladores eletro-ópticos

No quarto capítulo são apresentados os conceitos fundamentais necessários ao entendimento do modo de operação de um Oscilador de Microondas Optoeletrônico.

O quinto capítulo contém os resultados experimentais obtidos no laboratório de fotônica do ITA. Apresenta-se o resultado de medidas de um OMOP com frequência de saída de até 3 GHz.

No capítulo seis são discutidos os resultados experimentais, apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 Componentes do Oscilador de Microondas Optoeletrônico

Neste capítulo é apresentado o diagrama geral do OMOP. Tal diagrama proposto em trabalho já citado no capítulo anterior [18] servirá de base para a discussão sobre componentes do oscilador.

A Figura 2.1 mostra OMOP composto por uma fonte laser, um modulador eletro-óptico, uma malha de realimentação, um fotodetector, um amplificador de RF, um filtro passa-faixa e um divisor de potência. O funcionamento do oscilador será tratado em detalhes no capítulo 4.

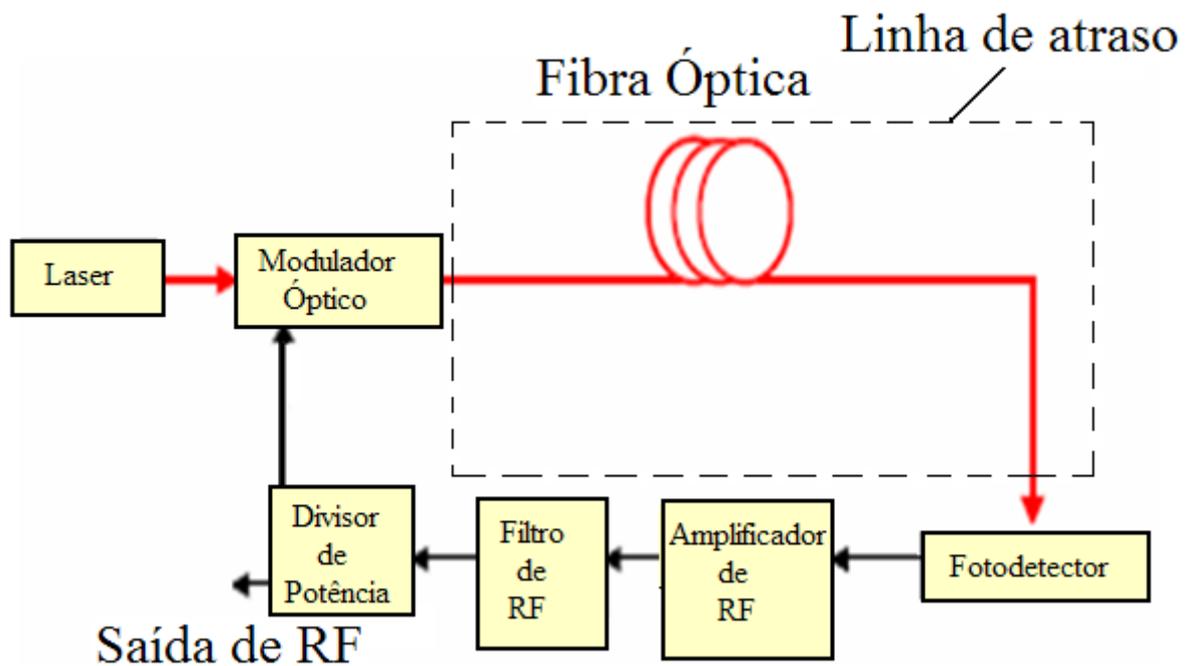


Figura 2.1 - Descrição do Oscilador Optoeletrônico.

2.1 Laser

Laser é o nome adotado para os dispositivos de amplificação por emissão estimulada de radiação (do inglês Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) [28]. Após seu desenvolvimento inicial na década de 60 [29], ocorreu um esforço crescente e, atualmente, são disponíveis fontes do tipo laser dentro de uma ampla faixa de potência óptica, comprimento de onda e meio ativo. A Tabela 2.1 ilustra alguns tipos de lasers, potências usuais e comprimentos de onda.

Tabela 2.1: Tipos de laser, potências e comprimentos de onda.

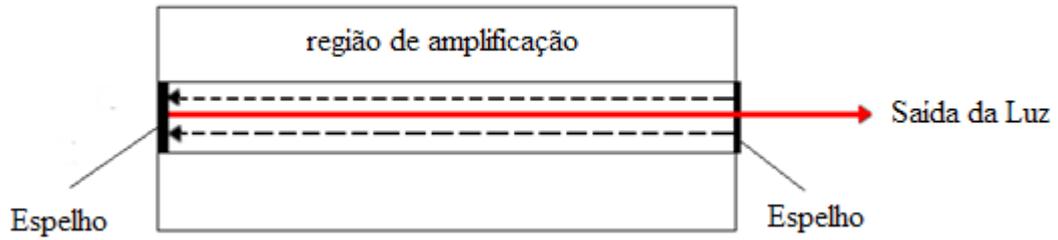
Tipos de Laser								
Gás			Estado sólido			molecular		
Material	λ (nm)	potência	Material	λ (nm)	potência	Material	λ (nm)	potência
He-Ne	6320	10mW	Rubi	6328	>5W	Excimer	351-157	>10W
Dióxido de Carbono	10.6 μ m	1W-1KW	Neodímio	446	< 5W			
Argônio	480-560	< 1W	Semicondutor	375-1550	1mW-100W			

Na Tabela 2.1 existe uma variedade de valores de potências que muitas vezes correspondem ao uso específico em determinadas áreas.

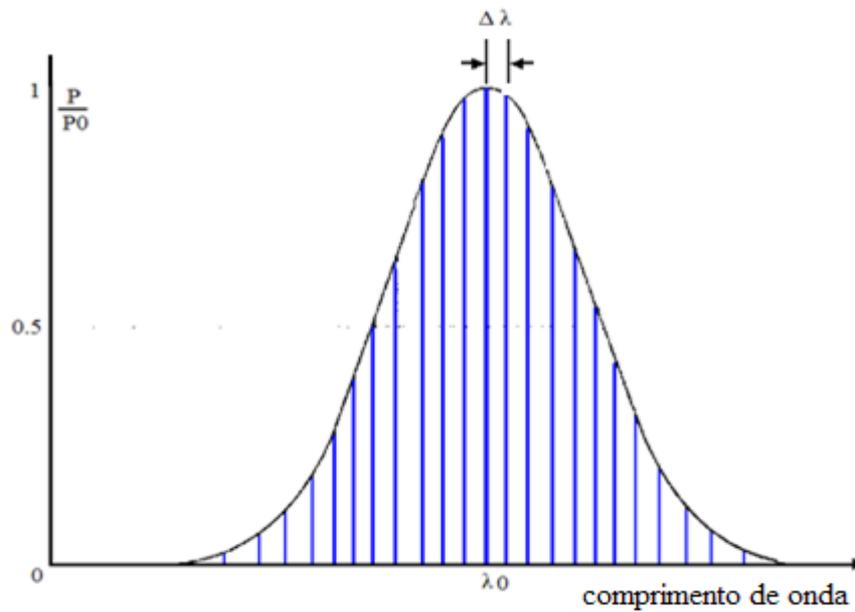
Neste trabalho o interesse maior é nos lasers do tipo estado sólido e, em especial, nos lasers de semicondutores. A maioria dos lasers semicondutores hoje em dia é baseada em poços quânticos (quantum wells) [28]. A emissão estimulada ocorre em junções pn onde é produzida a inversão de população. Na realidade é feita uma combinação de materiais de modo a constituir uma heterojunção [28]. Os portadores de carga são aprisionados em estados energéticos apropriados. A radiação produzida se propaga em regiões de guiamento e para garantir um nível elevado de radiação, são usados ressoadores ópticos. Para aumentar o comprimento de amplificação, os ressoadores e os materiais definem o comprimento de onda

do laser. Os ressoadores para laser são de 3 tipos: Fabry-Perot (FP) [30][31][32], realimentação distribuída (DFB) [33][34] e refletor de Bragg distribuído (DRB) [33][34].

O ressonador mais simples é o do tipo FP. Na Figura 2.2 apresenta-se um esquema geral de uma cavidade desse tipo e seu espectro de saída.



a) Ilustração cavidade tipo FP



b)- Espectro de saída típico de um laser FP.

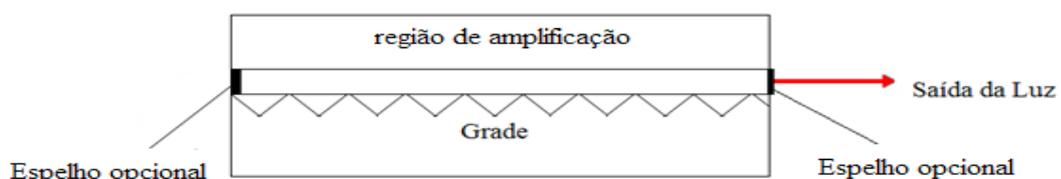
Figura 2.2: Cavidade laser FP e seu espectro de saída com diversos modos longitudinais

Um valor típico para a separação entre os modos indicados na Figura 2.2 b. é de 80 GHz.

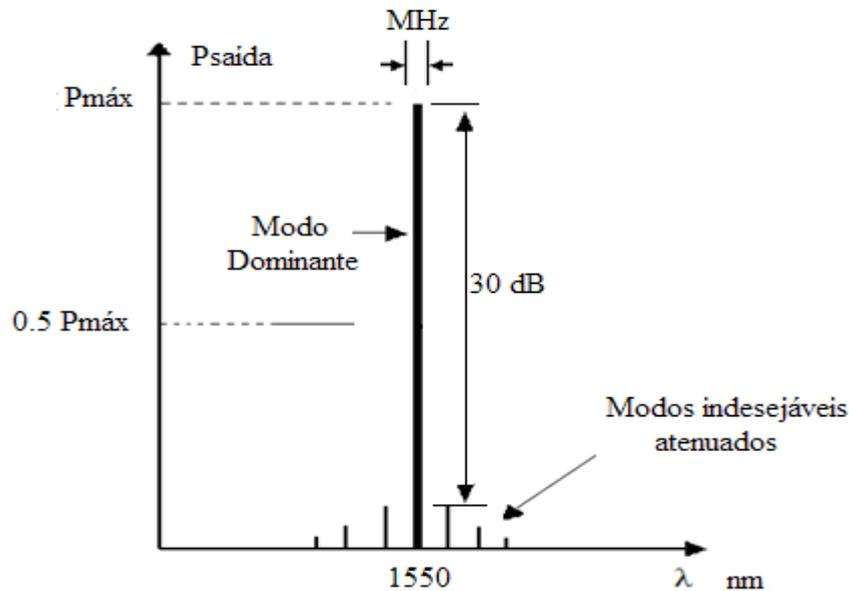
O laser FP utiliza dois espelhos nas extremidades da cavidade, como mostra a Figura 2.2 a. Se a distância entre os espelhos é um inteiro múltiplo de meio comprimento de onda, este comprimento de onda é reforçado enquanto os outros sofrem interferência destrutiva. Quando a cavidade é muito longa comparada ao comprimento de onda envolvido, surgem vários comprimentos de onda ressonantes e todos muito próximos uns dos outros. Com isso, a filtragem da cavidade é perdida. Neste tipo de cavidade, fótons de qualquer frequência podem escapar da cavidade resultando em diversos modos de oscilação como podemos observar na figura 2.2 b. Se por um lado o uso de uma cavidade permite aumento do comprimento de amplificação (ganho) do laser, por outro lado, resulta em fontes com saída multimodo.

Neste trabalho, em função da geração de diversos modos de oscilação do OMOP (como será apresentado no Capítulo 4) foi feita a escolha por um laser de semiconductor do tipo DFB que tem saída monomodo.

A seleção de um modo de um laser FP é realizada pela introdução de uma estrutura periódica, como uma grade de Bragg, na cavidade. Na Figura 2.3 é ilustrada uma cavidade de laser do tipo DFB e o espectro do sinal de saída. A grade faz com que haja uma variação periódica no índice de refração efetivo ao longo da direção de propagação da onda provocando uma realimentação luminosa. Este comportamento tem origem no fenômeno denominado Difração de Bragg [35].



a) Laser DFB



b) Espectro de saída típico de um laser DFB.

Figura 2.3: Cavity Laser DFB e espectro de saída em que o modo dominante é selecionado pela grade de Bragg.

A princípio, o laser DFB não precisa de espelhos, pois a grade de Bragg pode ser configurada para produzir reflexão suficiente para o efeito laser acontecer [36][37][38]. O laser DFB funciona com valor de corrente tipicamente da ordem de dezenas de miliampères e potência de saída entre 0,5mW a 20mW e são disponíveis nos comprimentos de onda de 1310nm, 1520nm a 1565 nm [38]. No capítulo 5 será apresentado o conjunto de características do laser DFB usado

2.2 Modulador Eletro-óptico

A modulação de um laser pode ser realizada atuando diretamente na fonte (modulação direta com controle da corrente do diodo laser por exemplo) ou atuando na transmissão de um dispositivo (modulador).

Na modulação direta o sinal é aplicado no próprio dispositivo emissor, modulando a intensidade de saída óptica do laser diretamente. São usados normalmente circuitos drivers dedicados. Na modulação externa, um laser opera com potência óptica constante e a

modulação ocorre em um dispositivo de modulação separado do laser, que é o modulador.. A Figura 2.6 mostra o diagrama de blocos para modulação direta (a) e externa (b) .

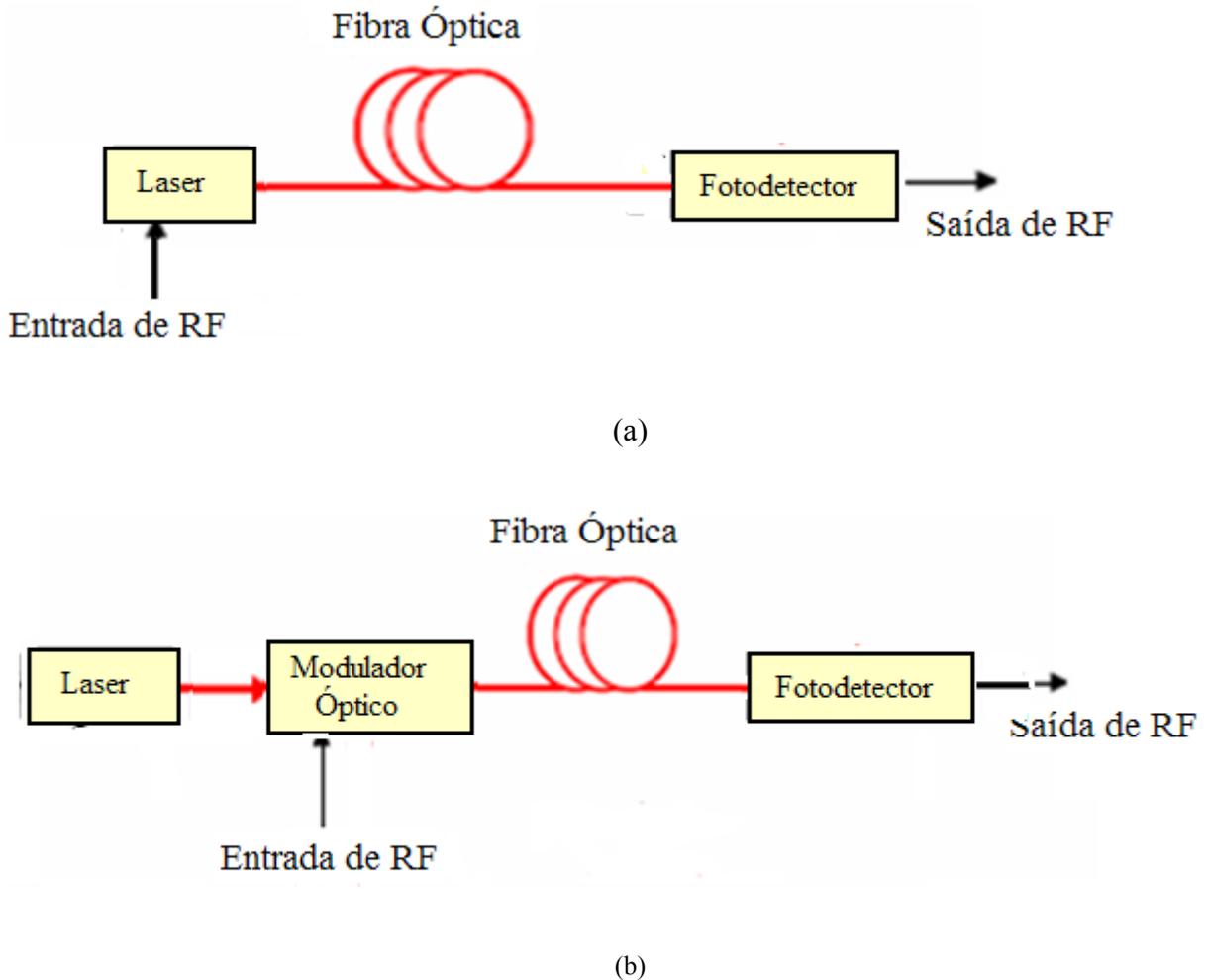


Figura 2.4 - Diagrama de Blocos Modulação Direta (a) e Modulação Externa (b).

Neste trabalho foi utilizada modulação externa.

A modulação do sinal de uma fonte laser pode ser efetuada pelo uso de moduladores eletro-ópticos [35], acusto-ópticos [35], e de eletro absorção [35]. Um fato que merece destaque é o desenvolvimento de moduladores baseados em materiais poliméricos. Os moduladores empregados em esquemas de modulação externa são geralmente do tipo eletro-óptico e de eletro absorção.

Em ambos os tipos ocorre o controle da transmissão do modulador via um campo elétrico aplicado. Como tal campo é produzido por uma tensão externa aplicada ao modulador diz-se então que os dois tipos são controlados por tensão.

Do ponto de vista dos materiais empregados destacam-se o Niobato de Lítio (LiNbO_3) e polímeros para moduladores eletro-ópticos. No caso dos moduladores de eletro absorção destacam-se semicondutores do tipo III e V.

Tabela 2.2: Comparação entre moduladores eletro-óptico e de eletro absorção.

Moduladores	LiNbO_3 Mach Zenhder	GaInAsP Eletro absorção
Tensão de polarização	>5 volts	2 volts
Perda por inserção	5-6 dB	6-15 dB
Dependência de polarização	Sim	Pode ser dependente
Largura de banda	75 Ghz	>50 GHz

Atualmente é possível atingir taxas de transmissão em sistemas ópticos da ordem de 160Gb/s [39][40]. Valores como o mencionado somente podem ser obtidos com modulação externa.

No presente trabalho foi usada modulação baseada no efeito eletro-óptico e os dispositivos empregados para modulação de um laser são assim denominados moduladores eletro-ópticos. Destacam-se os moduladores volumétricos [35] e os moduladores integrados do tipo Mach-Zenhder [35].

Os parâmetros mais importantes de um modulador Mach Zehnder são:

- Comprimento de onda de operação;
- Perda por inserção – é chamada também de atenuação, acontece quando os pulsos luminosos perdem potência na passagem por conectores ou conexões.
- Largura de banda – é a diferença entre a maior e a menor frequência das ondas decompostas;
- Perda de retorno óptico – também chamada de reflectância se refere à quantidade de potência óptica refletida na conexão e que retorna à fonte luminosa.
- Profundidade de modulação – a amplitude da variação da intensidade de saída do modulador.

2.3 Fotodetectores

A conversão de um sinal óptico em um sinal elétrico, realizada por um fotodetector, é um dos processos fundamentais de um sistema fotônico. Neste trabalho considera-se apenas fotodeteccção baseada em junção pn.

Nos fotodetectores elétrons excitados pela energia óptica incidente saltam dos níveis de energia da banda de valência para a banda de condução e tornam-se elétrons livres. Com processos de dopagem em que é possível alterar o valor da diferença de energia entre duas bandas e controlar o comprimento de onda no qual se deseja o melhor desempenho do componente, foram desenvolvidos dispositivos tais como os diodos fotossensíveis ou fotodiodos (PD), os fotodiodos de camada intrínseca ou fotodiodo (PIN), os fotodiodos de avalanche (APD) e os fototransistores [41]-[44].

Um fotodetector pode operar de duas maneiras distintas.

a) Modo fotovoltaico

Neste caso, a junção não é submetida a uma tensão externa CC de polarização. Os elétrons e lacunas são gerado por absorção de luz e direcionados para as extremidades da junção dando origem a uma tensão.

b) Modo fotocondutivo

Neste caso a junção é submetida a uma tensão externa CC reversa. Os elétrons e lacunas são separados pela ação do campo elétrico na região de depleção. Esta separação de cargas dá origem a uma corrente no circuito externo.

O modo de operação foto condutivo resulta em uma resposta mais rápida que o modo foto voltaico e é , desta forma, o mais usado em sistemas fotônicos para comunicações.

Os parâmetros relevantes na escolha de um foto detector são aqueles relacionados com corrente gerada quando iluminado, velocidade de resposta, comprimento de onda óptica de trabalho e ruído.

A corrente gerada por um fotodetector, que quando iluminado é expressa em termos da responsividade [45], a razão entre a fotocorrente i_p e a potência óptica incidente P_o . A responsividade depende da eficiência quântica η do dispositivo, isto é, o número médio de elétrons gerados por cada fóton incidente. Como a energia de um fóton é dada por $\frac{hc}{\lambda}$, o fluxo de fótons incidentes é $\frac{P\lambda}{hc} [S^{-1}]$ e o fluxo de fotoelétrons é $\frac{\eta P\lambda}{hc} [S^{-1}]$ a responsividade torna-se então:

$$\rho = \frac{i_p}{P_o} = \frac{\eta P\lambda}{hc} [A/W] \quad (2.1)$$

Pela equação (2.1) podemos ver que a responsividade cresce com o comprimento de onda se a eficiência quântica for constante [30].

Um fotodetector pode ser modelado por um circuito que leva em consideração a condutância G_d associada à junção reversamente polarizada, a capacitância C_d associada à junção e a resistência R_s de contato. Na Figura 2.5 é ilustrado o circuito equivalente geral.

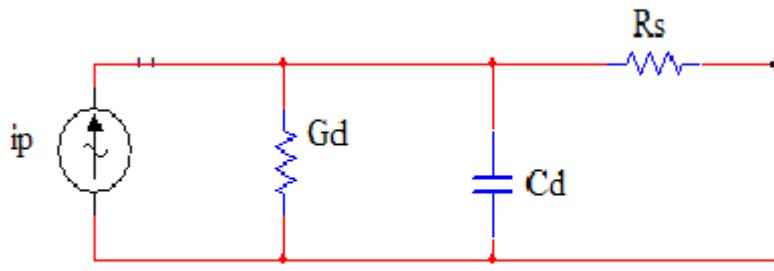


Figura 2.5: Circuito equivalente de um foto detector.

Valores típicos de C_d e R_s são $< 1\text{pF}$ e 10 ohms respectivamente. Quando se considera a resposta temporal do fotodetector, tal como ilustrado na Figura 2.5, conectado a um resistor de carga R_L ocorre que geralmente $R_L > R_s$ e este último é desprezado. Alterando o valor de R_L é possível então mudar a constante de tempo RC de modo que a largura de banda de detecção decresce com R_L .

Nos sistemas fotônicos o fotodetector é geralmente seguido de um amplificador. A relação sinal/ruído, S/N , para a saída de um sistema de detecção pode então ser escrita como segue:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{potência de saída}}{\text{potência de ruído do fotodetector} + \text{potência de ruído do amplificador}} \quad (2.2)$$

Da equação (2.2) é possível concluir que S/N cresce com a eficiência quântica do fotodetector e decresce com o ruído gerado no foto detector e no amplificador do sistema de detecção.

As principais fontes de ruído em um foto detector são o ruído quântico e corrente de escuro.

O ruído quântico (shot noise) está associado à natureza estatística do processo de coleta de fótons e geração de portadores de carga. Como esse processo é intrínseco ao fotodetector ele determina a sensibilidade do sistema de detecção.

A corrente de escuro é a corrente de saída do fotodetector quando este não é iluminado. Sua origem é uma combinação de portadores de carga gerado termicamente, defeitos na superfície da junção e tensão de polarização.

Geralmente os fotodetectores são classificados, em termos do ruído neles gerados, por meio de um parâmetro denominado Potência equivalente de ruído, NEP, que, é definido como a potência óptica necessária para produzir uma corrente de saída igual a corrente de ruído (considerando uma largura de banda unitária de 1 Hz).

Os materiais usados na construção das junções definem a faixa de comprimento de onda óptico ao longo da qual o fotodetector é usado. Os principais materiais são o Si, o Ge, GaAs, InGaAs, InGaAsP.

Os principais tipos de fotodiodos aplicados em comunicações ópticas são:

- Fotodiodo PIN - Nesses fotodiodos intercala-se um cristal semiconductor intrínseco entre as regiões p e n do diodo básico.

As regiões p e n são muito finas, em contraste com a grande espessura da região intrínseca. A maior parte da energia luminosa é absorvida na camada intermediária de alto campo elétrico, nas proximidades da junção do cristal p com o intrínseco, contribuindo para uma formação mais eficaz de fotocorrente.

Outra característica do fotodiodo PIN é que pode operar com valor de tensão de polarização mais baixa do que os diodos pn originais. É comum os fotodiodos necessitarem de tensão entre 20V e 40V para polarização reversa, enquanto os PIN podem ser usados com valores entre 8V e 10V.

- Fotodiodo APD – É um detector que apresenta ganho de corrente interno. Com os valores de tensão normalmente empregados, predomina o efeito de avalanche, em que a multiplicação de portadores é causada pela ionização por impacto [43].

A Tabela 2.3 apresenta uma comparação entre fotodetectores do tipo PIN e APD para diversos materiais [30].

Tabela 2.3: Comparação entre fotodetectores PIN e APD.

Parâmetros	Silício		Germânio		InGaAs	
	PIN	APD	PIN	APD	PIN	APD
Faixa de comprimento de onda (nm)	400-1100		800-1800		900-1700	
λ de resposta máxima (nm)	900	830	1550	1300	1300	1300
					1550	1550
Responsividade (A/W)	0,5	77-130	0,65-0,7	3-28	0,63-0,8	
					0,75-0,97	
Tensão polarização	45-100	220	6-10	20-35	5	<30
Corrente de escuro (nA)	1-2	0,1-1,0	50-500	10-500	1-20	1-5
Capacitância (pF)	1,2-3	1,3-2	2-5	2-5	0,5-2	0,5
Tempo de subida (ns)	0,5-1	0,1-2	0,1-0,5	0,5-0,8	0,06-0,5	0,1-0,5

Os dois tipos de fotodetectores apresentados na Tabela 2.3 podem ser usados com largura de banda até 50 GHz. No Capítulo 5 são apresentadas as características do fotodetector usado na parte experimental desse trabalho as quais poderão ser comparadas com os dados da Tabela 2.3 quando for o caso.

2.4 Amplificador de RF

Neste trabalho é o amplificador eletrônico que recebe o sinal de saída do fotodetector. Os amplificadores de RF são atualmente fornecidos em uma ampla gama de modelos em montagens monolíticas. As principais características são banda de frequência, ganho, figura de ruído. Normalmente as impedâncias de saída e entrada são iguais a 50 ohms.

2.5 Filtro de RF (passa-faixa)

Como a saída do OMOP apresenta multifreqüências é necessário o uso de um filtro passa-faixa para funcionamento como uma única componente de frequência na saída.

Os filtros são normalmente especificados pelos seguintes parâmetros, frequência central, largura de banda (-3dB), perda de inserção, perda de retorno, rejeição de harmônicos e potência máxima de trabalho. A Tabela 2.4 ilustra características de um filtro comercial da L-com.

Tabela 2.4: Características de um filtro comercial.

Especificações	
Largura de banda (-3dB)	22 MHz
Perda por inserção	3 dB nominal
Perda de retorno	>15 dB
Impedância	50 Ohm
Potência máxima de trabalho	50 Watts

2.6 Divisor de Potência

O divisor de RF é necessário para que seja possível selecionar uma parcela do sinal de RF circulante na malha de realimentação do OMOP como sinal de saída do oscilador.

As principais características do divisor são a faixa de frequência, o coeficiente de onda estacionária, a perda por inserção e a potência máxima de trabalho.

No Capítulo 5 são apresentadas as características do divisor de potência usado no projeto.

3 Efeito Eletro-óptico, Modulação e Moduladores Ópticos

Da lista de componentes do OMOP apresentada no Capítulo 2 o modulador eletro-óptico é o mais importante. Sua resposta em termos da amplitude e frequência do sinal de entrada possibilita a construção de osciladores ópticos como tratado neste trabalho.

O modulador MZ é analisado a partir de uma discussão geral sobre efeito eletro-óptico e dos parâmetros importantes de tal efeito para a modulação óptica.

3.1 Efeito eletro-óptico

O efeito eletro-óptico linear corresponde à dependência do índice de refração, n , do meio eletro ópticamente ativo como segue: [35].

$$n = n + \Delta_n(\vec{E}) \quad (3.1)$$

A modulação Δ_n do índice de refração pode ser escrita em função do campo elétrico externo aplicado, \vec{E} , e de um coeficiente eletro-óptico característico do material.

Em linhas gerais:

$$\Delta_n = [\vec{E}][r] \quad (3.2)$$

Na equação (3.2) \vec{E} é o campo elétrico aplicado ao meio eletro-óptico e $[r]$ representa o tensor dos coeficientes eletro-ópticos.

A equação (3.2) mostra que o coeficiente eletro-óptico é expresso em unidades de m/V. Na Tabela 3.1 são apresentados os valores relativos do tensor $[r]$ do Niobato de Lítio, LiNbO₃, e sua forma. O LiNbO₃ se destaca por possuir coeficientes eletro-ópticos elevados e transparência óptica em uma ampla faixa de comprimento de onda óptico. Essas

características em conjunto com técnicas bem estabelecidas de fabricação de moduladores determinam a importância desse material na área de moduladores ópticos [35].

Tabela 3.1 - Coeficientes eletro-ópticos do Niobato de Lítio para $\lambda = 0,633\mu\text{m}$

$[r] = \begin{bmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix}$	
r_{mk}	$\times 10^{-12} \text{m/V}$
$r_{13} = 8,6$	$r_{22} = 3,4$
$r_{33} = 30,8$	$r_{51} = 28$

Retornando à equação (3.1), levando-se em conta a natureza vetorial do campo elétrico, tensorial de n e do coeficiente eletro-óptico escreve-se uma equação para o elipsóide dos índices de refração para a condição na qual o meio é submetido à ação de um campo elétrico \vec{E} [35].

$$\left(\frac{1}{n_x^2} + r_{11k}E_k\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_y^2} + r_{22k}E_k\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_z^2} + r_{33k}E_k\right)z^2 + 2xyr_{12k}E_k + 2y zr_{23k}E_k + 2zxr_{13k}E_k = 1 \quad (3.3)$$

Na equação 3.3 E_k é a componente do vetor E (\vec{E}) na direção k e considera-se a convenção de soma de índices repetidos [35]. Considera-se que n_x , n_y e n_z são os índices de refração principais do material.

Neste ponto é relevante considerar a transmissão óptica do modulador eletro-óptico. Tal característica estabelece a variação da intensidade óptica de saída do modulador em função dos parâmetros que caracterizam o modulador e a própria modulação eletro-óptica (dimensões, tensão aplicada e material usado, por exemplo).

A discussão aqui apresentada traz resultados bem conhecidos e freqüentemente apresentados na literatura e que são úteis nas discussões originadas dos resultados experimentais dos capítulos seguintes. Para os fins do trabalho aqui apresentado interessa a modulação eletro-óptica de amplitude.

3.2 Modulação eletro-óptica

Como exemplo de modulação eletro-óptica relacionada a resultados ilustrados posteriormente considera-se o caso que segue:

Material: Niobato de Litio

Orientação: Figura 3.1

Campo elétrico: direção Y na Figura 3.1

O esquema de modulação de amplitude é ilustrado na Figura 3.1. Observa-se que neste caso o campo elétrico é ortogonal à direção de propagação do feixe óptico e tal esquema de modulação é denominado de modulação transversal [35]. O modulador é composto por dois polarizadores com eixo cruzado e uma célula eletro-óptica como ilustrado na Figura 3.1.

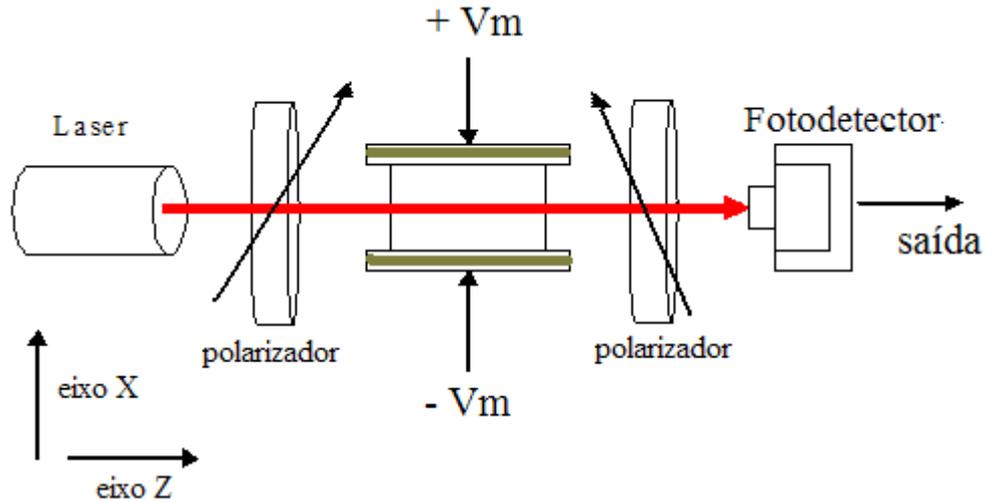


Figura 3.1: Modulador eletro-óptico de amplitude.

Do ponto de vista da forma da função que fornece a intensidade de saída do modulador da Figura 3.1 não existe diferença entre o caso do modulador MZ, usado na parte final deste trabalho, e o modulador volumétrico indicado na Figura 3.1.

O sinal proveniente do laser dá origem a duas ondas eletromagnéticas propagantes no interior do cristal: Uma com polarização X e outra com polarização Y. Sem campo elétrico externo aplicado, os índices de refração associados aquelas duas ondas são iguais.

O modulador da Figura 3.1 funciona de forma que se o campo elétrico é nulo a intensidade de saída também é nula, pois, os polarizadores estão com os eixos cruzados. Com a aplicação de uma tensão crescente, a diferença de fase entre as duas ondas cresce. Este fato resulta em um giro de polarização do campo que emerge do cristal. Assim, a saída do modulador é função da tensão elétrica aplicada. Cada valor de tensão determina um atraso de fase entre as duas ondas, e conseqüentemente giro de polarização no sinal óptico de saída do cristal. A intensidade óptica é dada pela equação (3.4) que segue [46].

$$T = \text{sen}^2\left(\frac{\Gamma}{2}\right) \quad (3.4)$$

onde T é a transmissão óptica do modulador e Γ é a diferença de fase entre as ondas, ou simplesmente fase induzida.

O termo V_π denomina a tensão elétrica aplicada ao modulador, que determina um campo elétrico que por sua vez resulta em uma diferença de fase induzida de π radianos entre a onda com polarização X e aquela com polarização Y no interior do cristal. Tal condição resulta em um giro de 90° na polarização do campo óptico que emerge do cristal.

A Figura 3.2 mostra a transmissão óptica do modulador eletro-óptico de acordo com a equação (3.4).

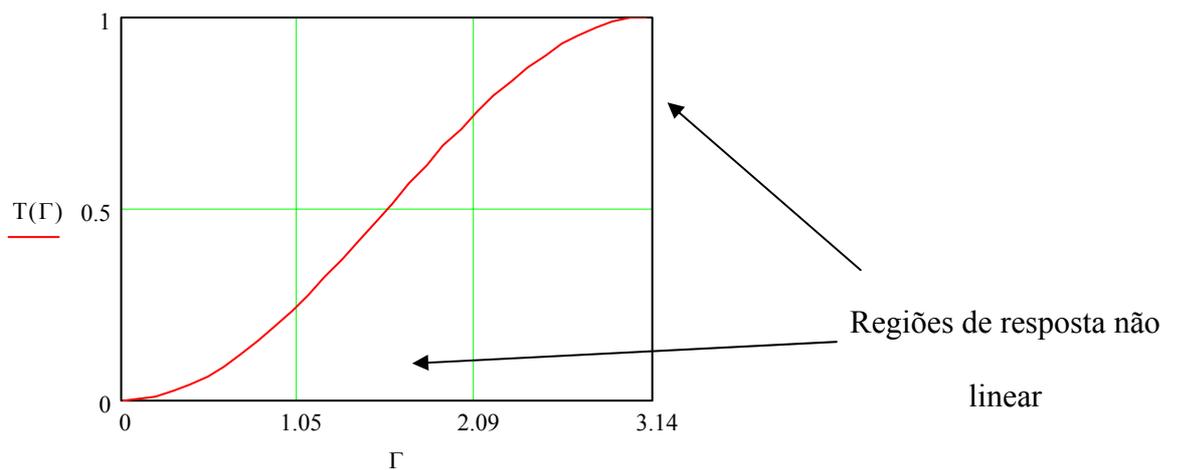


Figura 3.2: Transmissão óptica do modulador

Na Figura 3.2 é possível destacar regiões da curva onde a função de transmissão apresenta uma variação não-linear.

Levando em conta a função de transmissão fornecida pela equação (3.4) é possível introduzir uma função diferença de fase fixa como parte da diferença de fase total. Tal parcela fixa é importante quando se considera a não-linearidade da função de transmissão. Além

disso, é possível considerar uma variação senoidal para a função Γ . A função Γ é escrita então como segue

$$\Gamma = \Gamma_b + \Gamma_m \sin(w_m t) \quad (3.5)$$

Na equação (3.5) o termo Γ_b representa uma parcela fixa e Γ_m é a amplitude da variação senoidal do atraso de fase.

A relação entre a tensão elétrica aplicada ao dispositivo, que determina o campo elétrico que atua via efeito eletro-óptico, e o par de atrasos de fase é apresentado na equação (3.6).

$$\Gamma_b = \frac{\pi V_B}{V_\pi} \quad \Gamma_m = \frac{\pi V_m}{V_\pi} \quad (3.6)$$

onde $v = V_m \sin(w_m t)$ é a voltagem senoidal aplicada ao modulador.

Através da parcela constante de atraso de fase, Γ_b , é possível ajustar o ponto de operação do modulador para a região linear da curva de transmissão.

Desenvolvendo a equação (3.4) é possível, para uma análise de pequenos sinais, escrever a função de transmissão na forma que segue [47][48]:

$$T = \frac{1}{2} [1 - \cos(r)] \quad (3.7)$$

Considerando a variação senoidal de v e a expressão da transmissão do modulador, é importante obter as componentes espectrais presentes no sinal de saída em função do ponto de operação na curva ilustrada na Figura 3.2 a partir do valor de V_B .

Desenvolvendo a equação (3.7) e usando expansão em série de Funções de Bessel de primeira ordem encontra-se a seguinte expressão:

$$T = \frac{1}{2} \{1 - [\cos(r_m \sin(\omega_m t)) \cos \phi - \sin(r_m \sin(\omega_m t)) \sin \phi]\}$$

$$T = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \left[\cos(r_m \sin(\omega_m t)) \cos\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) - \sin(r_m \sin(\omega_m t)) \sin\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \right] \right\}$$

$$T = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} 1 - \cos\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \left[J_0\left(\frac{\pi V_m}{V_\pi}\right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}\left(\frac{\pi V_m}{V_\pi}\right) \cos(2m\omega t + 2m\beta) \right] \\ - 2 \sin\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \left(\sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}\left(\frac{\pi V_m}{V_\pi}\right) \times \sin[(2m+1)\omega t + (2m+1)\beta] \right) \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

A equação (3.8) pode ser usada para ilustrar o papel do ponto de operação do modulador, valor de V_B , no espectro de saída [49]. Na Figura 3.3 mostra-se a variação do espectro da intensidade de saída para o caso de $V_B = \frac{V_\pi}{2}$ e $V_B = V_\pi$. Considera-se que as intensidades I_0 e I_i são respectivamente as intensidades ópticas de saída e de entrada no modulador e que I_0 é simplesmente o produto $I_i \chi T$. No exemplo apresentado a frequência do sinal modulante é de 5Hz.

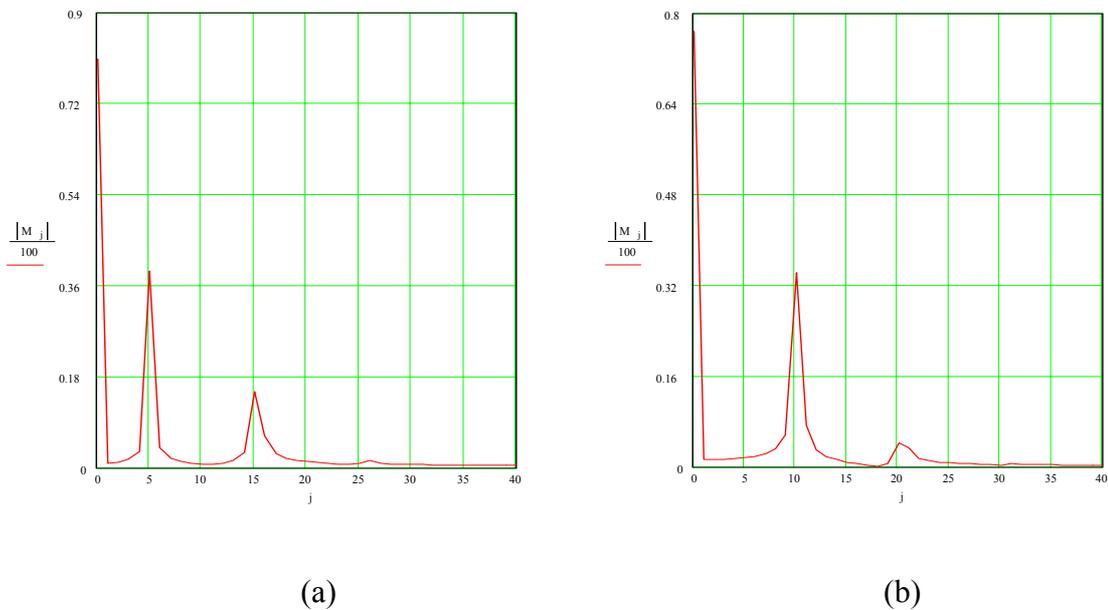


Figura 3.3: Variação do espectro de intensidade de saída do modulador eletro-óptico para o caso $V_B = \frac{V_\pi}{2}$, harmônicas ímpares (a) e $V_B = V_\pi$, harmônicas pares (b)

Na Figura 3.3 é possível identificar duas situações bem distintas, a saber:

a) Tensão $V_B = \frac{V_\pi}{2}$. Neste caso somente os harmônicos ímpares da frequência de modulação estão presentes na saída.

b) Tensão $V_B = V_\pi$. Neste caso somente os harmônicos pares da frequência de modulação estão presentes na saída.

Em ambos os casos considera-se que $V_m < V_\pi$.

No capítulo 5 será apresentada a medida feita com um analisador de espectro correspondente à Figura 3.3 acima.

3.3 Modulador Mach Zehnder

Para a geração de sinais na faixa de GHz foi usado um modulador eletro-óptico do tipo Mach-Zehnder, MZ.

A equação (3.7) na realidade está relacionada com o esquema de modulação da Figura 3.1, onde existem duas ondas propagantes no interior do meio eletro-óptico. Ela é apresentada aqui por dois motivos principais:

a) Durante os trabalhos com o OMOP foi montado um oscilador tipo OMOP com a configuração ilustrada na Figura 3.1, isto é, usando um modulador volumétrico.

b) A análise de um modulador óptico integrado do tipo Mach Zehnder permite obter expressões bem semelhantes onde os parâmetros tais como tensão de meia onda, V_π estão presentes com o mesmo significado e papel já apontado. Desta forma, agregando alguns comentários é possível evitar repetir análises clássicas já consagradas na literatura e manter o centro da discussão no objetivo específico do trabalho.

De fato, características importantes do modulador MZ não estão presentes na equação (3.7) e não foram incorporadas na discussão até o momento. Tais características foram enumeradas no Capítulo 2 e serão trazidas para a equação que fornece a função de transmissão do modulador MZ.

No caso do modulador MZ onde temos dois braços que representam caminhos distintos de propagação, Figura 3.4. existem variações dos esquemas de modulação e dos termos de diferença de fase induzida em cada braço. Considerando a Figura 3.4 podemos ter as seguintes condições:

- a) Fases induzidas iguais. Esta condição resulta em modulação de fase apenas.
- b) Fases induzidas com valores diferentes em módulo e sinal. Esta condição resulta em modulação de fase e de amplitude.
- c) Fases induzidas com mesmo módulo e sinais contrários. Esta condição resulta em modulação de amplitude apenas.

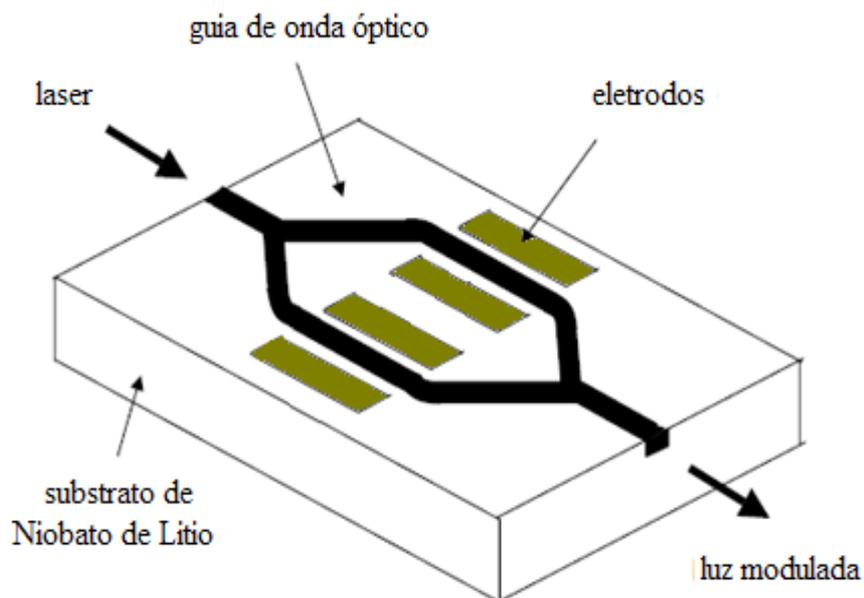


Figura 3.4: Ilustração de um Modulador Óptico Integrado do tipo Mach Zehnder e de seus eletrodos de modulação.

Um modulador integrado do tipo MZ pode ser aproximado na forma da sua função de transmissão por aquela da equação (3.7), desde que a diferença de fase induzida, via efeito eletro-óptico, resulte da condição c) destacada acima [49].

No Capítulo 4 será apresentada a discussão do OMOP que tem como ponto de partida a equação (3.7).

4 Oscilador de Microondas Optoeletrônico

Neste capítulo é apresentada uma discussão sobre o Oscilador de Microondas Optoeletrônico, OMOP. O texto é baseado na característica de saída do modulador eletro-óptico do tipo MZ o qual foi analisado no capítulo 3.

Em termos gerais, o OMOP converte a energia luminosa contínua de uma fonte laser em sinais na faixa de RF/Microondas.

Conforme já mencionado anteriormente o OMOP foi proposto inicialmente por outros autores [50]. A crescente utilização de redes de fibras ópticas em sistemas de telecomunicações e controle determinou o interesse em desenvolvimentos tecnológicos com características de baixas perdas, conexão entre partes localizadas remotamente, baixo peso, grande largura de banda, imunidade a ruídos e não detectabilidade fortuíta. Tais características são aquelas típicas das redes de fibras ópticas e justificaram o desenvolvimento do OMOP. Como fator adicional que traduz uma importante versatilidade do OMOP destaca-se que este pode apresentar simultaneamente uma saída óptica e uma elétrica. As implicações de tal fato serão discutidas mais adiante.

Começando com uma comparação entre os circuitos de um oscilador baseado em um triodo e o OMOP destaca-se a característica de realimentação necessária para o OMOP. Figura 4.1. Levando em conta a saída de um modulador MZ são obtidas e discutidas as expressões para o espectro de potência e ruído de fase de tal oscilador. Apresenta-se uma comparação entre as características do sinal gerado pelo OMOP.

4.1 Oscilador de Microondas Optoeletrônico

O OMOP é composto de uma fonte laser, um modulador MZ, um circuito de realimentação constituído por fibra óptica, um fotodetector, um amplificador um filtro e um divisor de potência como mostrado na Figura 4.1. A luz, originada de uma fonte laser, é introduzida no MZ, passa através de uma longa fibra óptica e é detectada por um fotodetector. A saída do fotodetector é amplificada e filtrada, realimentando a porta elétrica do modulador. Esta configuração suporta uma oscilação auto-sustentável em uma frequência determinada pelo comprimento da fibra de atraso, da tensão de polarização do modulador V_B , e das características da banda de passagem do filtro de RF.

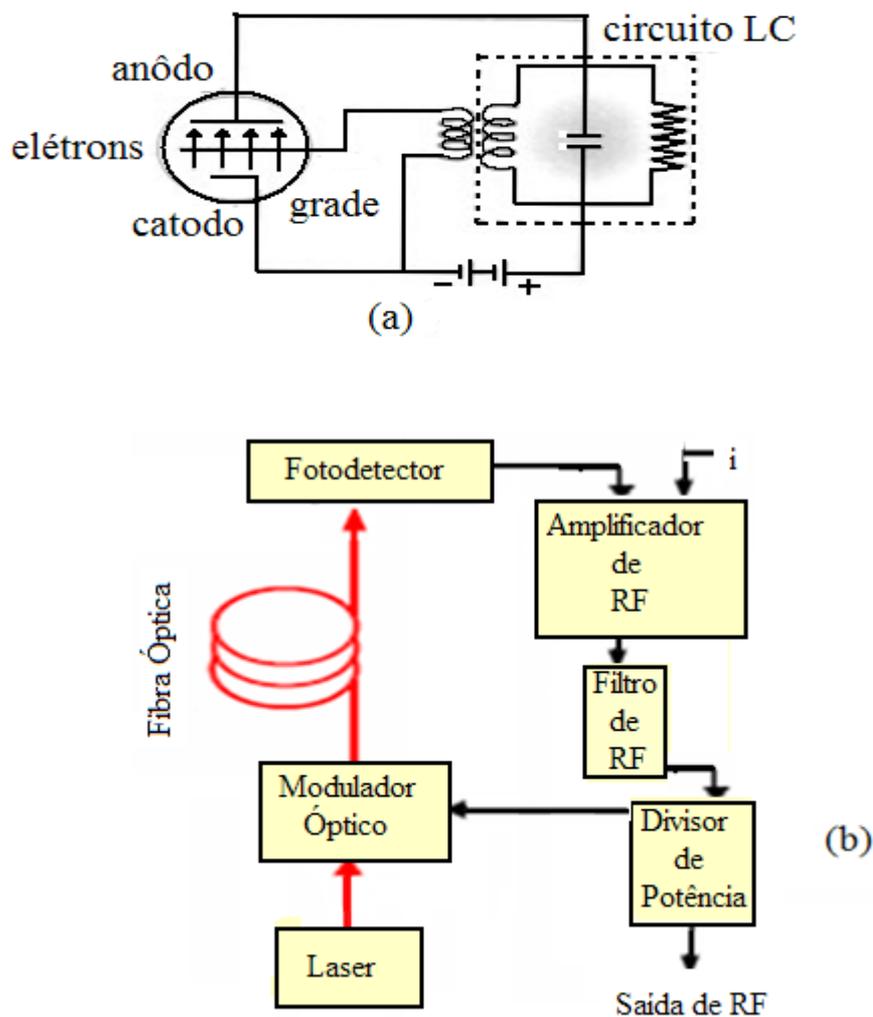


Figura 4.1: Descrição do Oscilador de Microondas Optoeletrônico.

Comparando os dois circuitos da Figura 4.1 é possível identificar a similaridade no controle do fluxo de energia que atravessa o dispositivo de três acessos através do controle da tensão de grade, circuito (a) e da tensão V_{ent} e V_B do modulador MZ.

O esquema ilustrado na Figura 4.1(b) é aquele proposto inicialmente por outros autores [18]. Na realidade estudos voltados para a análise de regime de funcionamento não linear de um modulador MZ já tinham sugerido o esquema com realimentação [51].

Uma das condições para uma oscilação auto-sustentável no OMOP é a adição coerente de parte da onda em cada volta pela malha de realimentação, isto implica que todos os sinais que se diferenciem em fase por um múltiplo de 2π , podem ser sustentados. Assim a frequência de oscilação é limitada somente pela resposta em frequência do modulador e pela resposta do filtro o qual permite selecionar uma frequência específica. Atualmente existem moduladores que podem operar com frequências de 75 GHz [52]. Outra condição é um ganho que exceda as perdas de circulação da malha, isto implica em uma potência óptica adequada na entrada óptica do MZ. É possível que o regime auto-sustentado ocorra sem a necessidade de um amplificador de RF na malha de realimentação. A eliminação da amplificação na malha, também elimina a amplificação do ruído resultando um oscilador mais estável.

Neste capítulo, seguindo os passos daqueles que propuseram o OMOP tal como ilustrado na Figura 4.1 (b), discute-se primeiro as características de malha aberta do oscilador. Em seguida será fechada a malha de realimentação com a inclusão de um filtro que permite obter expressões de ganho lineares para pequenos sinais. Esta aproximação fornece uma formulação para a amplitude e a frequência de oscilação. No passo seguinte considera-se a influencia do ruído no oscilador, novamente assistido pela presença do filtro, o qual limita o numero de componentes de Fourier que circulam na malha. E finalmente chega-se a uma expressão para a densidade espectral do oscilador que pode ser verificada por experimentos.

A potência óptica de saída $P_s(t)$ de um modulador MZ, de acordo com a Figura 4.2 é dada a partir da equação (3.7) obtida no capítulo 3 e, neste ponto incorpora, características do modulador integrado conforme já mencionado e apresentadas no Capítulo 2.

$$P_s(t) = \left(\alpha \frac{P_0}{2} \right) \left\{ 1 - \eta \cos \pi \left[\frac{V_{ent}(t)}{V_\pi} + V_{\frac{B}{V_\pi}} \right] \right\} \quad (4.1)$$

Onde α e η são respectivamente a perda por inserção do modulador e a razão de extinção do modulador como apresentado no Capítulo 2. P_0 é a potência de entrada do modulador fornecida pela fonte do laser e V_B é a tensão que ajusta o ponto de operação do modulador conforme apresentado do Capítulo 3.

Considerando que o modulador é seguido por um fotodetector podemos expressar a tensão de saída deste último após passar pelo amplificador indicado na Figura 4.1:

$$V_{saída}(t) = \rho P_s(t) R G_A \quad (4.2)$$

$$V_{saída}(t) = V_{fot} \left\{ 1 - \eta \cos \pi \left[\frac{V_{ent}(t)}{V_\pi} + \frac{V_B}{V_\pi} \right] \right\} \quad (4.3)$$

A responsividade [41][42] do fotodetector é indicada por ρ , R é a impedância de terminação do fotodetector, G_A é a ganho de tensão do amplificador, e V_{fot} é a fotovoltagem [41][42], definida como:

$$V_{fot} = \left(\alpha P_0 \frac{\rho}{2} \right) R G_A = I_{fot} R G_A \quad (4.4)$$

Onde I_{fot} é a fotocorrente [41][42].

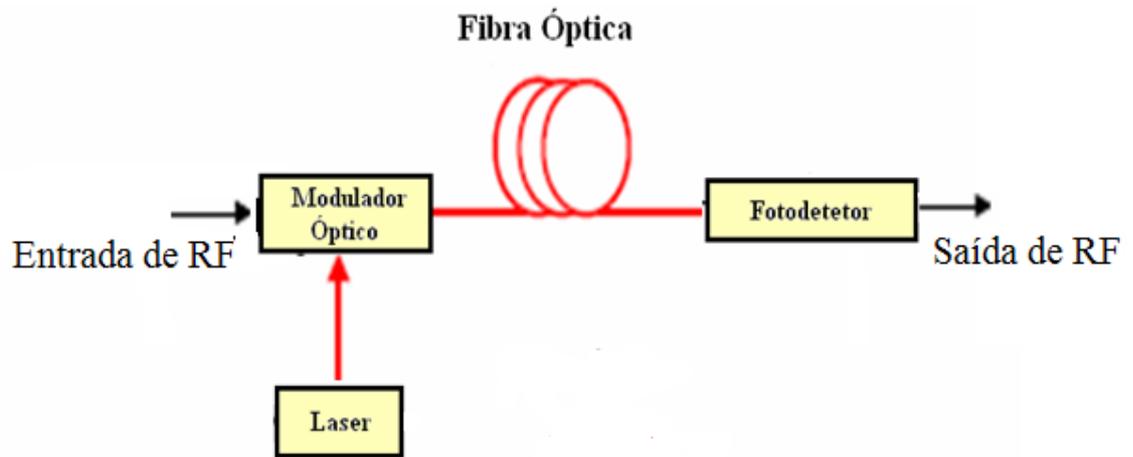


Figura 4.2: Esquema de modulação óptica com um modulador MZ.

Considerando o esquema ilustrado na Figura 4.1 podemos definir um ganho G_B . Esse ganho, G_B , relacionando apenas entrada e saída do modulador é de malha aberta e, além disso, não leva em conta a resposta em frequência do sistema como um todo. Assim é possível escrever:

$$G_B = \left. \frac{dV_{saida}[V_{ent}(t)]}{dV_{ent}(t)} \right|_{V_{ent}=0} = - \frac{\eta \pi V_{fot}}{V_\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \quad (4.5)$$

A equação (4.5) revela que, uma vez fixados os demais parâmetros, o maior ganho é dado quando o modulador está polarizado em quadratura, isto é, quando $V_B = \frac{V_\pi}{2}$. O ganho G_B pode ser tanto positivo como negativo. Se for positivo diz-se que o modulador está positivamente polarizado. Caso contrário o modulador é dito estar negativamente polarizado. Mais adiante essas duas condições distintas de polarização serão abordadas outra vez em termos de sua relação com a composição espectral do sinal de saída do OMOP.

Evidentemente as características do oscilador dependem da malha de realimentação. A equação (4.5) revela que (no caso de $\eta = 1$) não é necessário um amplificador, Figura 4.1, na

referida malha para que exista oscilação. Da equação (4.4) uma vez que a relação $I_{fot}R \geq \frac{V_\pi}{\pi}$ seja satisfeita, nenhum amplificador torna-se necessário, ou seja, $G_A=1$. Esta é uma característica muito interessante do OMOP pois significa que a potência óptica fornecida pela fonte de laser fornece a energia necessária para o oscilador. Esta propriedade é de grande significância prática devido à possibilidade de habilitar o oscilador a operar remotamente através de uma fibra óptica.

As equações (4.4) e (4.5) mostram que a condição de oscilação será determinada pela potência disponível do laser na entrada do modulador MZ e pela tensão de meia onda do modulador. O ganho de tensão em malha aberta é diretamente proporcional a potência óptica acoplada ao modulador e diminui à medida que a tensão de meia onda do modulador V_π aumenta.

Neste ponto considera-se a equação (4.3) com um sinal senoidal aplicado ao modulador. Tal sinal elétrico $V_{ent}(t)$ é uma onda senoidal com uma frequência angular (ω), uma amplitude V_0 e uma fase inicial β , então:

$$V_{ent}(t) = V_0 \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (4.6)$$

Com a substituição da equação (4.6) na equação (4.3) a tensão $V_{saída}(t)$ pode ser obtida reescrita pelo uso de uma expansão em termos de funções de Bessel de primeira espécie e ordem m como segue:

$$V_{saída}(t) = V_{fot} \left\{ 1 - \eta \text{sen} \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \left[J_0 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m} \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \cos(2m\omega t + 2m\beta) \right] - 2\eta \cos \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \left(\sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1} \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) x \text{sen}[(2m+1)\omega t + (2m+1)\beta] \right) \right\} \quad (4.7)$$

A equação (4.7), mostra que a saída do modulador apresenta, no caso geral, um espectro complexo com várias componentes de frequências que são harmônicas de ω .

Neste ponto é importante lembrar que se considera a realimentação do sinal de saída, $V_{saída}$, para efeito de oscilação em uma única frequência. Este fato determina que $V_{saída}$ seja aplicada a um filtro de modo que apenas uma componente de frequência esteja presente na malha de realimentação com amplitude necessária para oscilação de modo sustentado.

$$V_{saída}(t) = -2\eta V_{fot} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) \operatorname{sen}(\omega t - \beta) \quad (4.8)$$

Desta forma a saída possuirá apenas a frequência fundamental. A equação (4.8) pode ser reescrita como segue

$$V_{saída}(t) = \frac{2V_\pi}{\pi V_0} J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) V_{ent}(t) \quad (4.9)$$

Assim o processo de linearização produz:

$$V_{saída}(t) = G(V_0) V_{ent}(t) \quad (4.10)$$

Onde V_0 é a amplitude do sinal de entrada e $G(V_0)$ é o ganho de tensão definido como:

$$G(V_0) = G_B \frac{2V_\pi}{\pi V_0} J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) \quad (4.11)$$

O ganho de tensão $G(V_0)$ é uma função não linear da amplitude de entrada V_0 e sua amplitude diminui monotonicamente com V_0 . No caso de um sinal de entrada suficientemente pequeno de tal forma que $V_0 \ll V_\pi$ pode-se fazer a seguinte simplificação:

$$J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) = \frac{\pi V_0}{2V_\pi} \quad (4.12)$$

A equação (4.13) mostra que o ganho de tensão, definido pela equação (4.11), passa a ser o próprio ganho de tensão de malha aberta, logo:

$$G(V_0) = G_B \quad (4.13)$$

A equação (4.13) significa que o sistema opera em regime linear em termos do ganho de tensão e das tensões de entrada e de saída.

4.2 Espectro de saída do Oscilador de Microondas Optoeletrônico

Até este ponto não foi levada em conta a dependência com a frequência das grandezas envolvidas e determinantes do ganho $G(V_0)$ tais como V_{fot} , V_π , G_a e ρ . É possível ainda incluir em $G(V_0)$ a resposta em frequência do filtro de RF que permite linearizar a expressão de $V_{saída}$. Neste ponto, considera-se $G(V_0)$ como independente da frequência e define-se uma função filtro complexa de módulo 1 que é expressa como:

$$\tilde{F}(\omega) = F(\omega)e^{j\phi(\omega)} \quad (4.14)$$

Na equação (4.14), $\phi(\omega)$ é a fase dependente da frequência causada pela componente dispersiva existente na malha de realimentação e $F(\omega)$ é o módulo associado a transmissão definida pela função $\tilde{F}(\omega)$. Desta forma a equação (4.10) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\tilde{V}_{saída}(t) = \tilde{F}(\omega)G(V_0)\tilde{V}_{ent}(\omega, t) \quad (4.15)$$

onde $\tilde{V}_{ent}(\omega, t)$, e $\tilde{V}_{saída}(t)$ são tensões complexas de entrada e saída, respectivamente.

Observa-se que, embora a equação (4.15) seja linear, as propriedades não-lineares do modulador não estão perdidas, pois o coeficiente de linearidade $G(V_0)$ é uma função não linear da amplitude de entrada.

A oscilação do OMOP, assim como a oscilação de qualquer outro oscilador baseado em realimentação, se inicia de um ruído que é o sinal de entrada, é posteriormente amplificado, filtrado e realimentado de modo que a oscilação em frequência única seja mantida. Para deduzir a expressão da amplitude de saída considera-se que o ruído inicial é do

tipo ruído branco. Tal sinal pode ser representado por senoides com fases e amplitudes aleatórias. Desta forma:

$$\tilde{V}_{ent}(\omega, t) = \tilde{v}_{ent}(\omega)e^{j\omega t} \quad (4.16)$$

Onde $\tilde{V}_{ent}(\omega)$ é a amplitude complexa da componente de frequência.

Desde que a componente da equação (4.16) esteja dentro do oscilador, ela deverá circular na malha e a recorrente relação dos campos originados pela equação (4.15) é aquela da equação (4.17). O tempo de atraso resultante do comprimento físico da linha de realimentação é τ_g , n é o número de vezes que o sinal de saída do modulador circula através da malha de realimentação e o argumento V_0 em $G(V_0)$ é a amplitude do campo total, ou seja, a soma de todos os campos circulantes na malha.

$$\tilde{V}_n(\omega, t) = \tilde{F}(\omega)G(V_0)\tilde{V}_{n-1}(\omega, t - \tau_g) \quad (4.17)$$

Considerando o sinal de saída do modulador antes de completar uma volta fechada pela malha de realimentação temos o valor de V_{ent} com $n=0$.

$$\tilde{V}_{n=0}(\omega, t) = \tilde{V}_{ent}(\omega, t) \quad (4.18)$$

Portanto, o campo total em qualquer instante de tempo é a somatória de todos os campos circulantes. Todavia, com a entrada da equação (4.16) injetada no oscilador, o sinal medido na entrada de RF do modulador para o caso do ganho de malha aberta ser menor que a unidade pode ser expresso por:

$$\tilde{V}_{saiada}(\omega, t) = G_a \tilde{V}_{ent}(\omega) \sum_{m=0}^{\infty} \tilde{F}(\omega)G(V_0) e^{j\omega(t-n\tau_g)} \quad (4.19)$$

E, após algumas simplificações matemáticas obtém-se:

$$\tilde{V}_{saida}(\omega, t) = \frac{G_a \tilde{V}_{ent}(\omega) e^{j\omega t}}{1 - \tilde{F}(\omega) G(V_0) e^{j\omega \tau_g}} \quad (4.20)$$

Para um ganho de malha abaixo do nível do limiar de oscilação e com V_0 pequeno, $G(V_0)$ é essencialmente o ganho de pequeno sinal G_B .

Conseqüentemente a correspondente potência RF do ruído circulante na frequência ω é dada por:

$$P(\omega) = \frac{|\tilde{V}_{saida}(\omega, t)|^2}{2R_{carga}} \quad (4.21)$$

Onde substituindo-se o valor de $\widetilde{V}_{saida}(\omega, t)$, definido pela equação (4.19), e efetuando-se as devidas operações matemáticas, tem-se que:

$$P(\omega) = \frac{G_a^2 |\widetilde{V}_{ent}(\omega)|^2}{2R_{carga} \{1 + |F(\omega)G(V_0)|^2 - 2F(\omega)|G(V_0)| \cos[\omega\tau_g + \vartheta(\omega) + \vartheta_0]\}}, \quad (4.22)$$

Sendo $\vartheta_0 = 0$ se $G(V_0) > 0$ e $\vartheta_0 = \pi$ se $G(V_0) < 0$.

Para um $\tilde{V}_{ent}(\omega)$ constante a resposta em frequência de um oscilador optoeletrônico tem os picos espaçados da mesma forma que um interferômetro Fabry-Perot, ou seja, uma diferença de fase máxima de $2k\pi$. Estes picos estão localizados em frequências determinadas por:

$$\omega_n \tau_g + \vartheta(\omega_n) + \vartheta_0 = 2k\pi, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (4.23)$$

O número k indica o modo (multiplicador de $1/\tau$) do modo de oscilação. A Figura (4.3) apresenta a representação gráfica do espectro de saída do oscilador e seu nível do limiar de oscilação. Cada raia ilustrada representa um possível modo de oscilação. Cada raia é uma componente da frequência resultante de um somatório coerente de todos os campos circulantes na malha na frequência da raia. Com o aumento no ganho de malha aberta, a

amplitude de cada componente de frequência torna-se maior e sua largura diminui. Quando o ganho de malha aberta é maior que a unidade, cada vez uma componente presente na banda de ruído atravessa a malha tal componente é amplificada. Sua amplitude aumenta geometricamente.

No Capítulo 5 será apresentado o resultado experimental relativo à Figura 4.3.

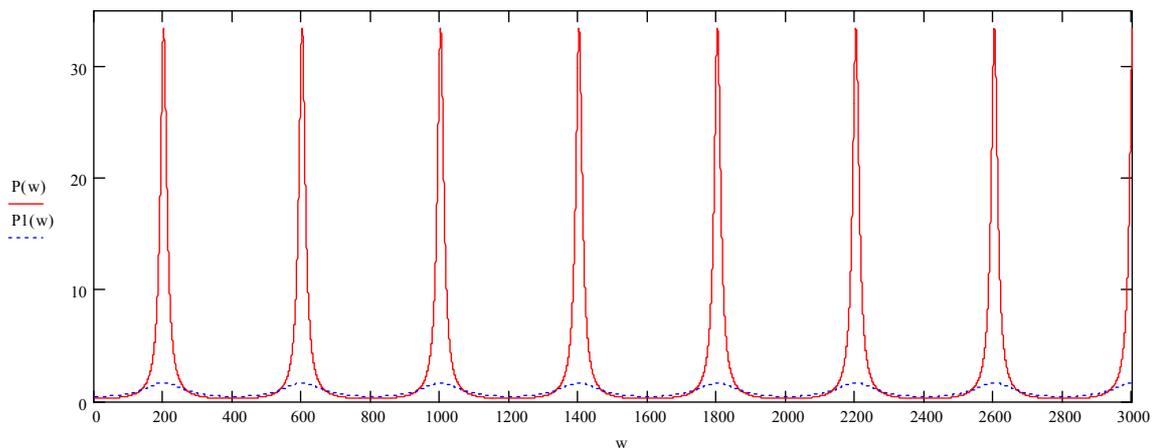


Figura 4.3: componentes de frequências do espectro de potência de saída do OMOP. A distância entre as raias é determinada pelo tempo de atraso τ .

Colocando um filtro de RF na malha, apenas o ganho de um modo será maior que a unidade. Esta é a maneira de selecionar apenas uma das componentes de frequência para a saída do oscilador. Devido à não linearidade do modulador eletro-óptico, ou do amplificador de RF quando usado, a amplitude do modo oscilante não aumenta indefinidamente. Conforme aumenta a amplitude, maiores harmônicos de oscilação são gerados pelo efeito não linear do modulador ou do amplificador, a custo da potência de oscilação, e essas altas harmônicas são filtradas pelo filtro de RF. Efetivamente, o ganho do modo oscilante é diminuído de acordo com a equação (4.12) até que o ganho seja, para todas as medidas práticas, igual a unidade e a oscilação esteja estável. Para gerar as raias indicadas na Figura 4.3 foi usado $F(\omega) = 1$. Isto não restringe nenhuma componente de frequência nem representa perda de generalização.

Por causa da presença contínua do ruído, o ganho de malha fechada de um modo oscilante é verdadeiramente menor que a unidade por um minúsculo valor na ordem de 10^{-10} , o qual faz o somatório da equação (4.20) convergir.

Quando somente um modo k é permitido oscilar, esta frequência é denominada frequência de oscilação, definida como f_o ou ω_o , onde:

$$\omega_o = 2\pi f_o, \quad (4.24)$$

Sua amplitude de oscilação como V_o e sua potência de oscilação como P_o , obedecendo a seguinte relação:

$$p_o = \frac{V_o^2}{2R_{carga}} \quad (4.25)$$

Neste caso, a amplitude V_m do campo total na equação (4.21) é, justamente, a amplitude de oscilação V_o do modo oscilante. Escolhendo-se o pico de transmissão do filtro para estar na frequência de oscilação, tem-se que $F(\omega_o) = 1$. Logo, a equação (4.21) pode ser reescrita.

$$P(\omega_o) = \frac{G_a^2 |V_o|^2}{2R_{carga} \{1 + |G(V_o)|^2 - 2|G(V_o)| \cos[\omega_o \tau_g + \theta(\omega_o) + \theta_0]\}} \quad (4.26)$$

Considerando-se que não se utiliza um amplificador de RF na malha de realimentação, ou seja, $G_a = 1$, a amplitude do modo oscilante pode ser encontrada fazendo-se o módulo do coeficiente de ganho $|G(V_o)| = 1$ na equação (4.25), Assim, temos:

$$P(\omega_o) = \frac{|V_o|^2}{2R_{carga} \{1 - 2 \cos[\omega_o \tau_g + \theta(\omega_o) + \theta_0]\}} \quad (4.27)$$

A forma de se obter a amplitude do modo oscilante V_o pode ser feita a partir da equação (4.12). Assim para o modo oscilante temos a seguinte expressão:

$$\left| J_1 \left(\frac{\pi V_o}{V_\pi} \right) \right| = \frac{1}{|G|} \frac{\pi V_o}{2V_\pi} \quad (4.28)$$

Na dedução da equação (4.28) assume-se que o amplificador de RF, se utilizado na malha de realimentação, seja linear o suficiente a fim de que a potência de oscilação esteja limitada apenas pela não linearidade do modulador eletro-óptico. A equação (4.27) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$V_o = \frac{2V_\pi}{\pi} |G_B| \left| J_1 \left(\frac{\pi V_o}{V_\pi} \right) \right| \quad (4.29)$$

Desta maneira, a amplitude de oscilação pode ser obtida resolvendo graficamente a equação (4.29). Como é feito em [23]. Uma forma aproximada da amplitude de oscilação pode ser obtida se a equação (4.12) for expandida em termos de uma Série de Taylor. Assim é possível escrever:

$$G(V_o) = G_B \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi V_o}{2V_\pi} \right)^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{\pi V_o}{2V_\pi} \right)^4 \right] \quad (4.30)$$

Assim para uma expansão com termo de segunda ordem obtém-se:

$$|G(V_o)| = |G_B| \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi V_o}{2V_\pi} \right)^2 \right] \quad (4.31)$$

Onde, fazendo-se $|G(V_o)| = 1$, pode-se definir a amplitude de oscilação em virtude de uma aproximação de segunda ordem, tem-se que:

$$V_o = \frac{2\sqrt{2}V_\pi}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{|G_B|}} \quad (4.32)$$

Da mesma forma para uma expansão de quarta ordem tem-se:

$$V_o = \frac{2\sqrt{3}V_\pi}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{4}{|G_B|} - 1} \right)^{1/2} \quad (4.33)$$

Na Figura 4. 4 mostra-se a variação da razão V_o/V_π para diferentes valores de ganho. Observe que para os dois casos de expansão com número diferente de termos é possível identificar uma condição de limiar para a ocorrência da oscilação na frequência ω_0 .

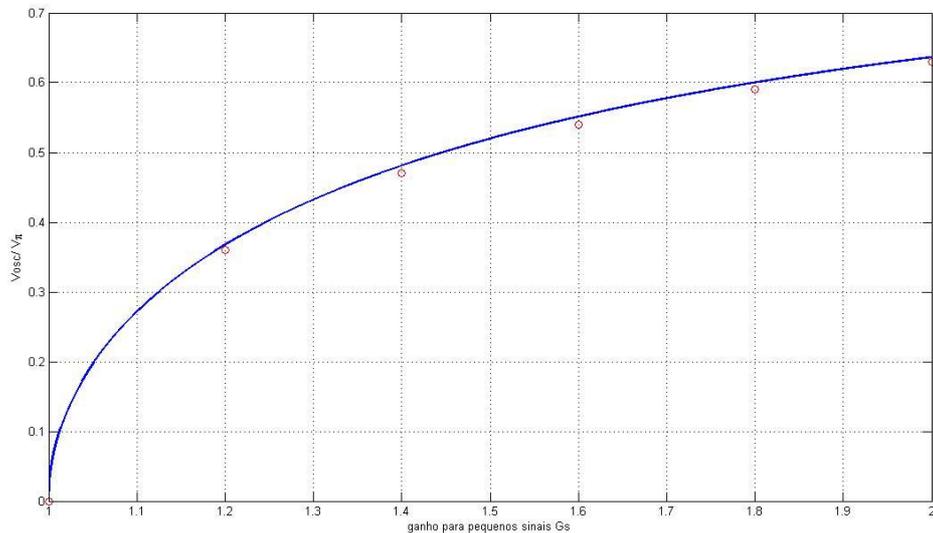


Figura 4.4: Amplitude de oscilação em função do ganho de malha aberta.

No Capítulo 5 apresenta-se a verificação experimental relativa ao comportamento indicado na Figura 4.4.

4.3 Freqüência de Oscilação

A freqüência de oscilação do oscilador é estabelecida a partir da equação (4.23). O valor da freqüência fica determinado pelo atraso de fase e pela polarização que define o sinal do ganho $G(V_o)$. Desta forma:

$$f_{osc} \equiv f_n = \frac{\left(n + \frac{1}{2}\right)}{\tau}, \text{ para } G(V_{osc}) < 0. \quad (4.47)$$

e

$$f_{osc} \equiv f_n = \frac{n}{\tau}, \text{ para } G(V_{osc}) > 0. \quad (4.48)$$

Onde n é um inteiro representando os diferentes modos de oscilação. É interessante observar a partir das equações (4.47) e (4.48), que a frequência de oscilação depende da polarização do modulador, ou seja, para uma polarização negativa a frequência fundamental é dada por $1/2\tau$, e para uma polarização positiva, a frequência fundamental é dada por $1/\tau$.

4.4 Ruído e Atraso de Fase. Fator de Qualidade

Uma das principais características do OMOP é que o ruído na saída não depende da frequência de operação. O principal determinante do ruído na saída é o atraso de fase. Este fato fica demonstrado quando se escreve a densidade de ruído para o OMOP.

A densidade de potência de ruído na entrada do MZ é escrita a partir da equação (4.16)

$$\rho_N(\omega)\Delta_f = \frac{|\hat{V}_{ent}(\omega)|^2}{2R} \quad (4.49)$$

Na equação acima Δ_f é a banda de frequência. Explicitando o valor de \hat{V}_{ent} na equação anterior e substituindo na equação (4.22) é possível escrever

$$S_{RF}(f') = \frac{P(f')}{\Delta_f P_o} = \frac{\rho_N G_A^2 / P_o}{1 + |F(f')G(V_o)|^2 - 2F(f')|G(V_o)|\cos(2\pi f'\tau)} \quad (4.50)$$

$$\text{Onde } f' \equiv \frac{\omega - \omega_{osc}}{2\pi}.$$

A equação que segue fornece a densidade espectral de ruído na saída do OMOP.

$$S_{RF}(f') = \frac{\delta}{(2 - \delta/\tau) - 2\sqrt{1 - \delta/\tau} \cos(2\pi f' \tau)} \quad (4.51)$$

Na derivação da equação (4.51) foi considerado que $F(\omega) = 1$, a largura das linhas Figura 4.4 é muito menor que a separação τ . No Capítulo 5 mostra-se a confirmação desta consideração á partir dos resultados experimentais. Além disso $G(V_0) = 1$. Como considerou-se o sinal V_{ent} aplicado na entrada do amplificador, vide Figura 4.1, e P_o/G_A^2 a potência de saída antes do amplificador tem-se que δ representa a relação sinal ruído na entrada do MZ.

Se considerarmos a diferença f' , isto é, o desvio da freqüência de oscilação ω_0 é possível fazer uma simplificação na equação (4.51) quando $2\pi f' \tau$ é menor que 0.7. Assim é possível reconhecer que a densidade espectral dos modos de oscilação segue uma distribuição lorentziana com largura a meia altura de τf dada como segue.

$$\Delta f_{FWHM} = \frac{1}{2\pi} \frac{\delta}{\tau^2} = \frac{1}{2\pi} \frac{G_A^2 \rho_N}{\tau^2 P_o} \quad (4.52)$$

A equação (4.52) mostra que Δf é inversamente proporcional ao atraso τ e diretamente proporcional a relação sinal ruído δ .

O fator de qualidade Q do oscilador da equação (4.52) é dado por:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f_{FWHM}} = Q_D \frac{\tau^2}{\delta} \quad (4.53)$$

Onde Q_D é o fator de qualidade da linha de atraso e é definido por:

$$Q_D = 2\pi f_o \tau \quad (4.54)$$

A equação (4.54) mostra que o Q do oscilador cresce com τ .

É exatamente a característica de baixas perdas das fibras ópticas que permite um longo trecho de fibra que resulta em elevado Q. Essa característica do OMOP representa uma diferença marcante de outras técnicas ópticas para geração de microondas onde o valor de Q acaba definido pela estabilidade da técnica [19][20] [21]

5 Montagem e Medidas

Neste capítulo é apresentado o sistema montado para a geração de sinais na faixa de GHz e as características do sinal gerado no Laboratório de Fotônica do ITA. O circuito fotônico implementado é aquele discutido no capítulo 3 com uma importante modificação a qual será discutida.

Inicialmente são apresentados os componentes separadamente e em seguida o sistema completo. Na seqüência são apresentados os resultados obtidos e a discussão dos mesmos.

5.1 Componentes

5.1.1 Laser DFB e Fonte de Corrente



O laser é controlado por uma fonte modelo ITC502 com faixa de corrente laser Ild de 200mA.

Tabela 5.1: Características do Laser DFB

THORLABS Diodo Laser DFB 1546.92-20	
Potência máxima	20mW
Comprimento de onda de operação	1546nm
Temperatura de armazenamento	-40 a + 85 C
Razão de extinção de polarização	20dB
Precisão de comprimento de onda	-0,5 a +0,5 nm



5.1.2 Fotodetector

Tabela 5.2: Características do Fotodetector

Fotodetector de alta velocidade THORLABS SIR5-FC	
	
Faixa de Comprimento de onda	900 a 1650 nm
Material detector	InGaAs
Diâmetro detector	80µm
Largura de banda (-3dB)	>5GHz
Elevação e tempo de queda	<70ps
Corrente de escuro	<1,5nA@20V
Capacitância da junção	<u>0,3pF@20V</u>
NEP	2x10e-15 W/sqrt(Hz)
Faixa dinâmica	NEP 2V máxima saída em 50 Ω
Impedância de saída	50 Ω
Máxima tensão de saída de segurança	2V
Alimentação	20V
Dimensões	25x25x38mm

5.1.3 Modulador Mach Zehnder

Tabela 5.3: Características Modulador Eletro-óptico Mach Zehnder.

<p>EOspace Modulador Óptico Integrado com baixa perda, de Niobato de Litio, corte X para 10 GB/s.</p> 	
Comprimento de onda de operação	1550 nm
Perda por inserção	< 4dB
Largura de banda	>10 GHz
Tensão $V\pi$ na entrada de modulação	(1GHz) <5V
Tensão $V\pi$ na entrada de polarização	<10V
Coefficiente S11	(0,13 até 10 GHz) <-10dB
Perda de retorno óptico	> 45dB
Dimensões	88,4x8,9x8,9mm
Conector de RF	Tipo fêmea K
Fibra de entrada	PM mantém polarização 1 metro
2 Fibras de Saída	SM (monomodo) 1 metro
Conectores	FC/UPC padrão

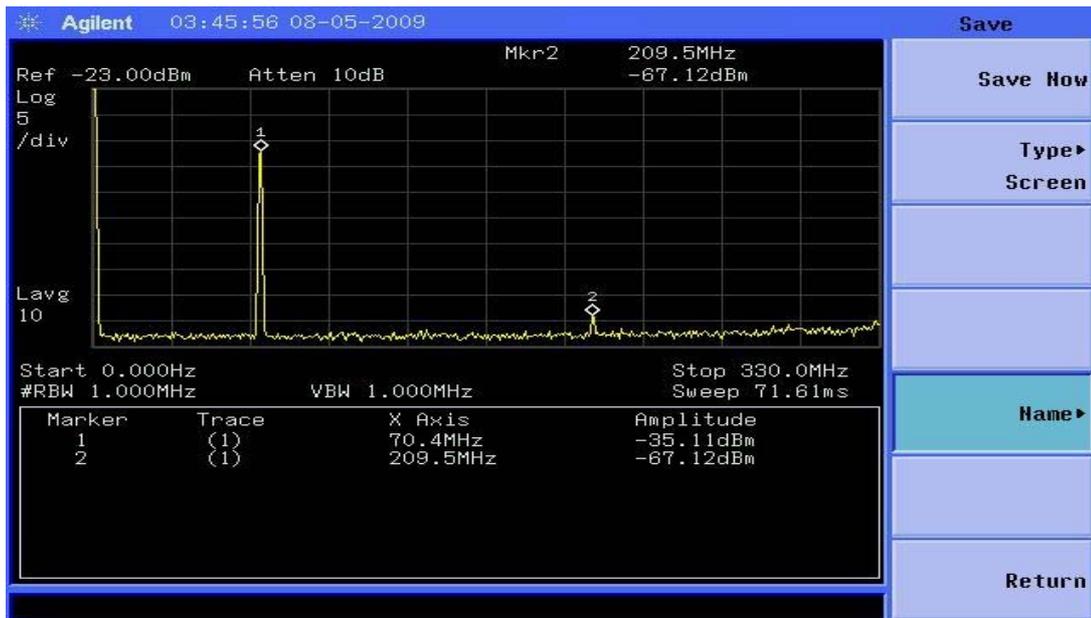
5.1.4 Divisor de Potência

Tabela 5.4: Características do Divisor de Potência.

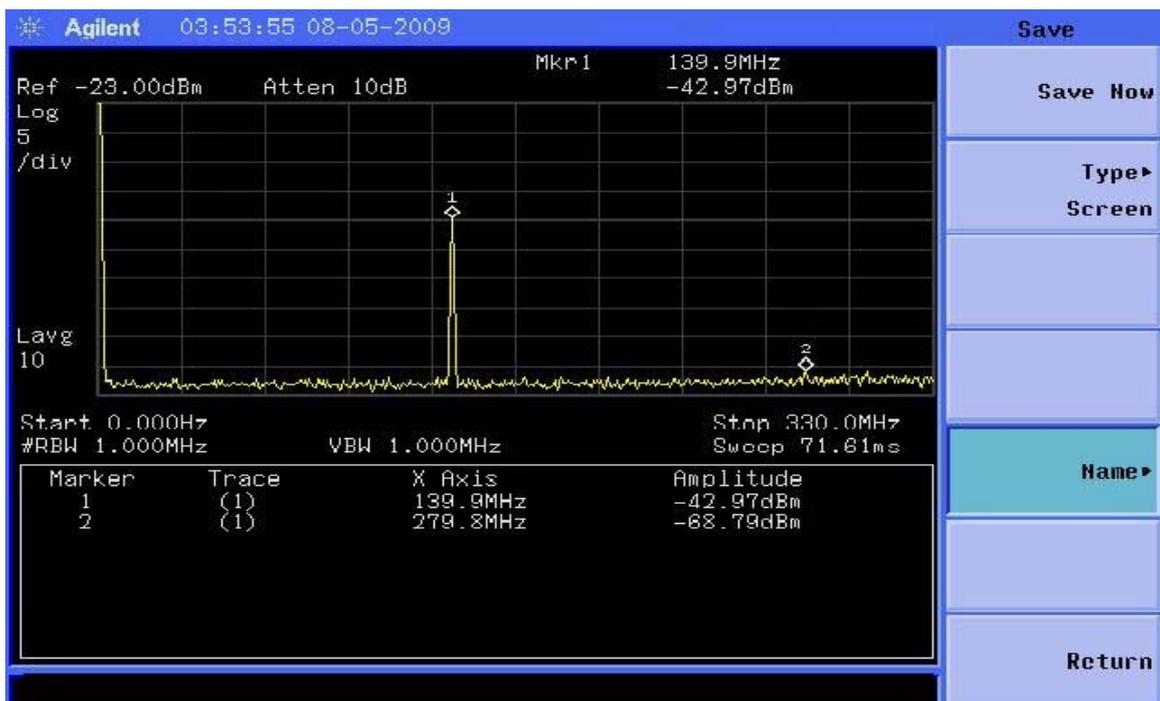
Divisor de potência Agilent 11667A			
			
Faixa de Frequência	cc a 18 GHz		
Saída nominal equivalente	1,10 dc a 4 GHz	1,20 dc a 8 GHz	1,3 dc a 18 GHz
Potência máxima de entrada	0,5 W		
Perda por inserção nominal	7 dB		

5.2 Oscilador Optoeletrônico - OMOP

Antes de realizar medidas envolvendo o sinal de saída do OMOP trabalhou-se com o modulador MZ, na configuração de modulação apenas. Na Figura 5.1 mostra-se o espectro de saída para duas condições distintas de tensão de polarização com frequência de modulação igual a 70 MHz.



(a)



(b)

Figura 5.1: Espectro de saída para frequência de modulação igual a 70MHz. a) tensão de polarização igual a $V_{\pi}/2$. b) tensão de polarização igual a V_{π} .

As figuras acima representam a verificação experimental da resposta do modulador indicada na Figura 3.3. As Figuras correspondem à tela do analisador de espectro usado nas medidas.

O OMOP, de acordo com a análise apresentada no capítulo 4, apresenta uma saída com diversas componentes espectrais. Este fato contrasta com osciladores baseados em circuitos sintonizados. Na presente montagem não foi usado um filtro de RF. Este fato, não invalida a análise do capítulo 4 como se pode comprovar pelos resultados experimentais apresentados.

Efetuada as conexões para fechar a malha de realimentação implementou-se o OMOP. A Figura 5.2 ilustra o oscilador montado. Destaca-se aqui que não existe trecho de fibra óptica com comprimento apreciável entre o modulador e o foto detector como elemento de atraso.

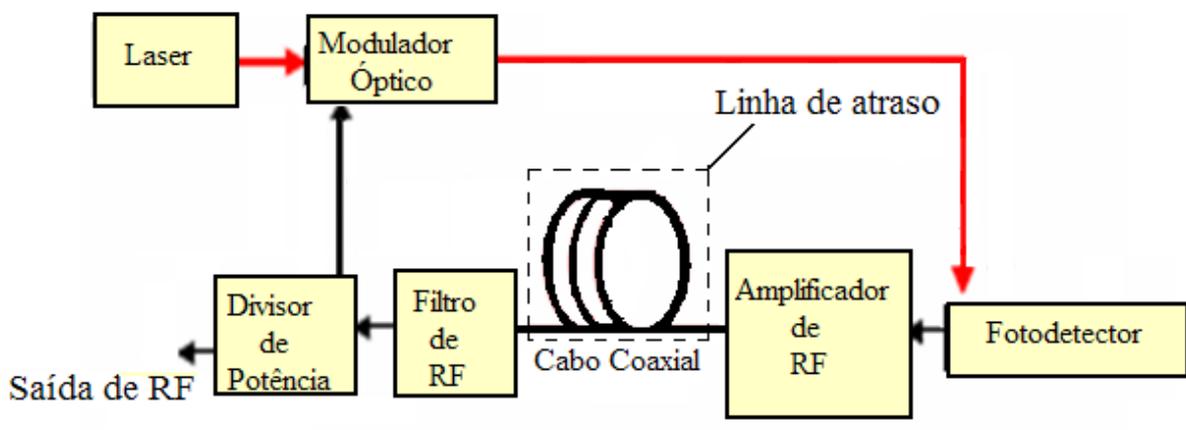


Figura 5.2: Esquema do oscilador montado com atraso gerado por cabo coaxial.

Na Figura 5.3 apresenta-se a foto do oscilador montado com o qual foram obtidos os resultados experimentais que seguem.

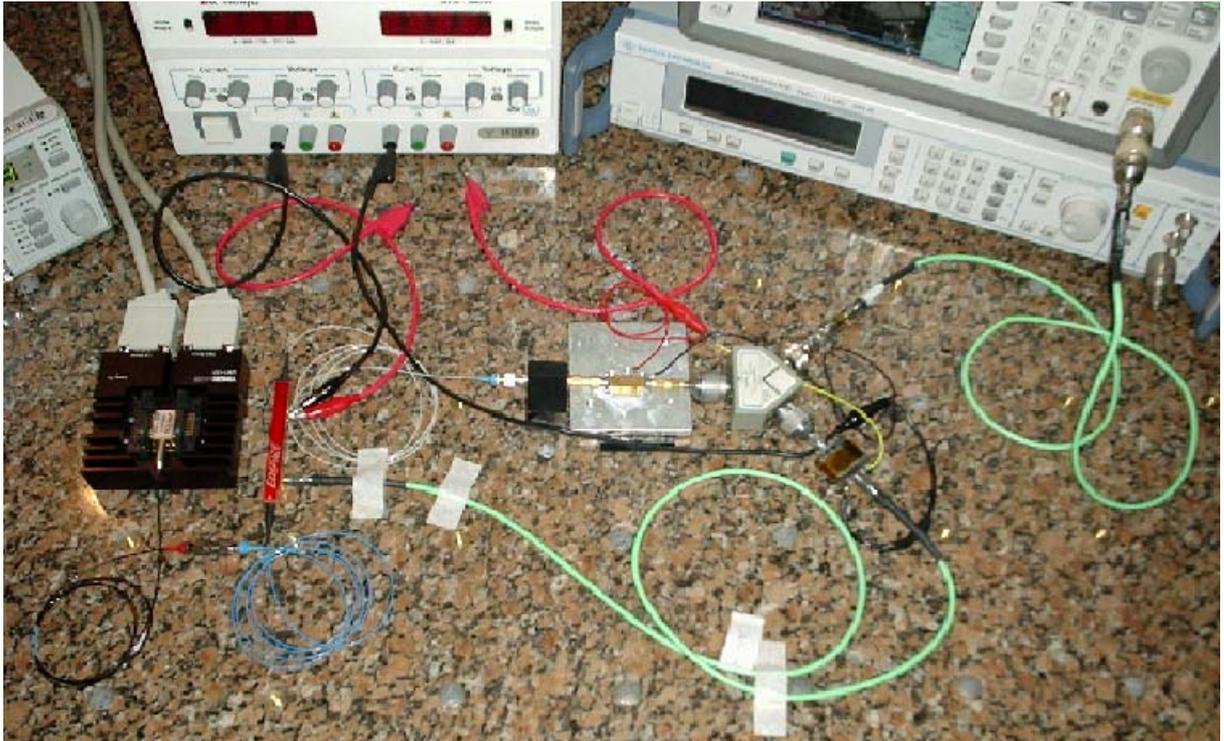


Figura 5.3: Oscilador Optoeletrônico, OMOP, implementado no laboratório.

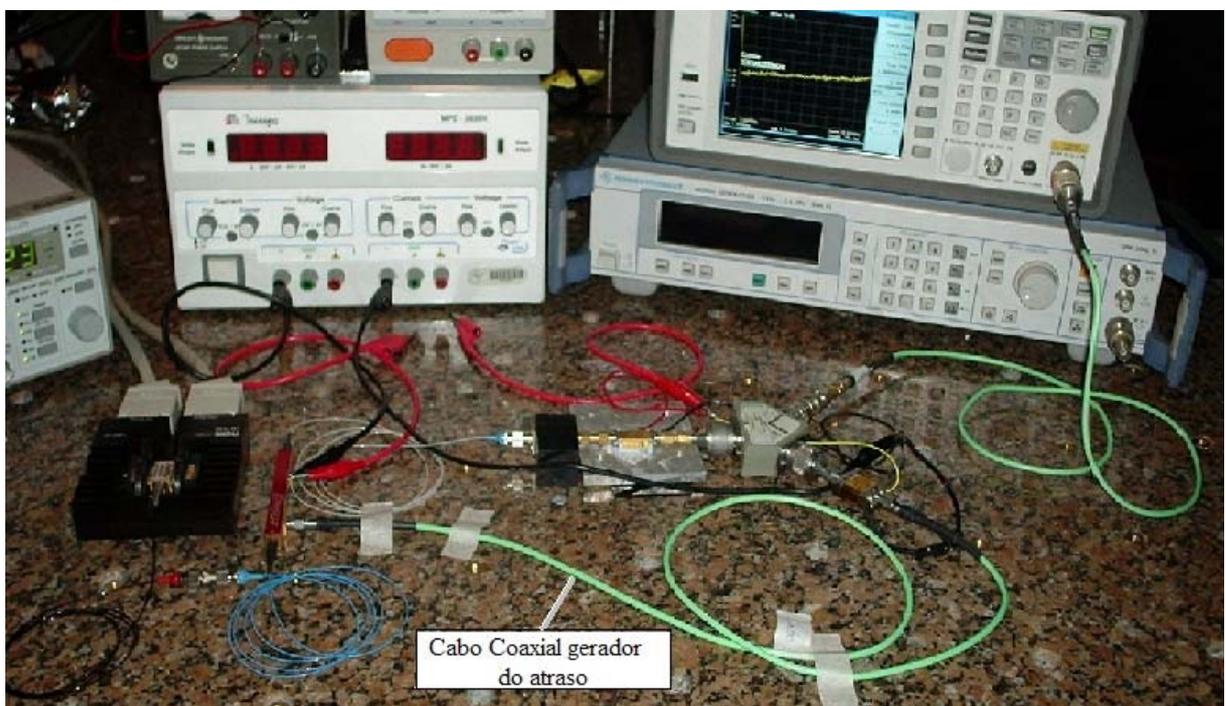


Figura 5.4: Detalhe ilustrando trecho de cabo coaxial usado como elemento gerador de atraso no OMOP.

No OMOP implementado, e ilustrado na Figura 5.2, foi utilizado um trecho de cabo coaxial como elemento gerador do atraso, entre a saída do divisor de potência e a entrada do modulador MZ. Na Figura 5.3 está ilustrado o uso de um cabo coaxial entre a saída do divisor de potência e a entrada do modulador MZ. Esse cabo determina o atraso τ .

O oscilador foi montado, sua fonte laser energizada e a alimentação elétrica dos amplificadores ajustada para a tensão adequada. Na Figura 5.5 apresenta-se o sinal de saída do OMOP.

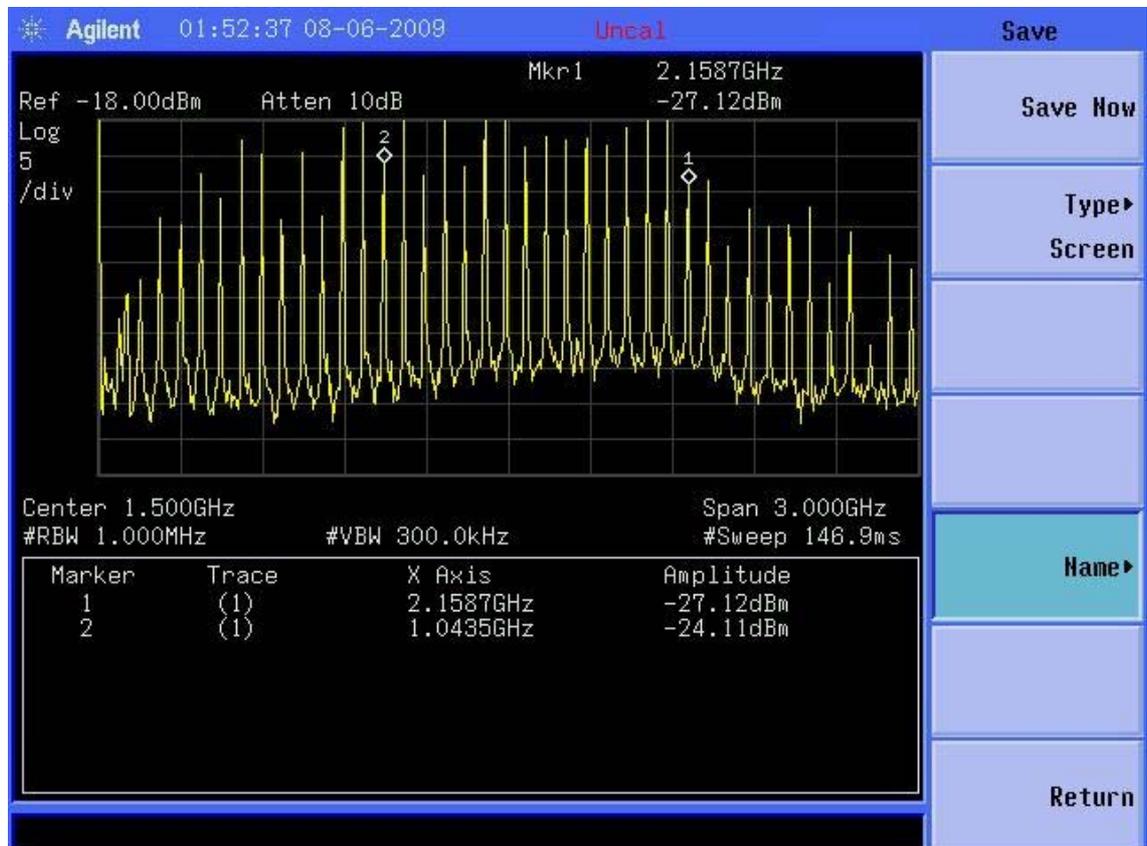


Figura 5.5: Saída do OMOP. Freqüência na faixa até 3GHz.

A Figura 5.5 com componentes regularmente espaçadas corresponde àquela do capítulo 3, Figura 3.3, obtida da equação (3.8). No experimento, com o cabo coaxial utilizado, cabo 1 com comprimento de 1m, foi obtido um espaçamento entre componentes de 74 MHz. A Figura 5.6 ilustra o espaçamento entre duas componentes da Figura 5.3.

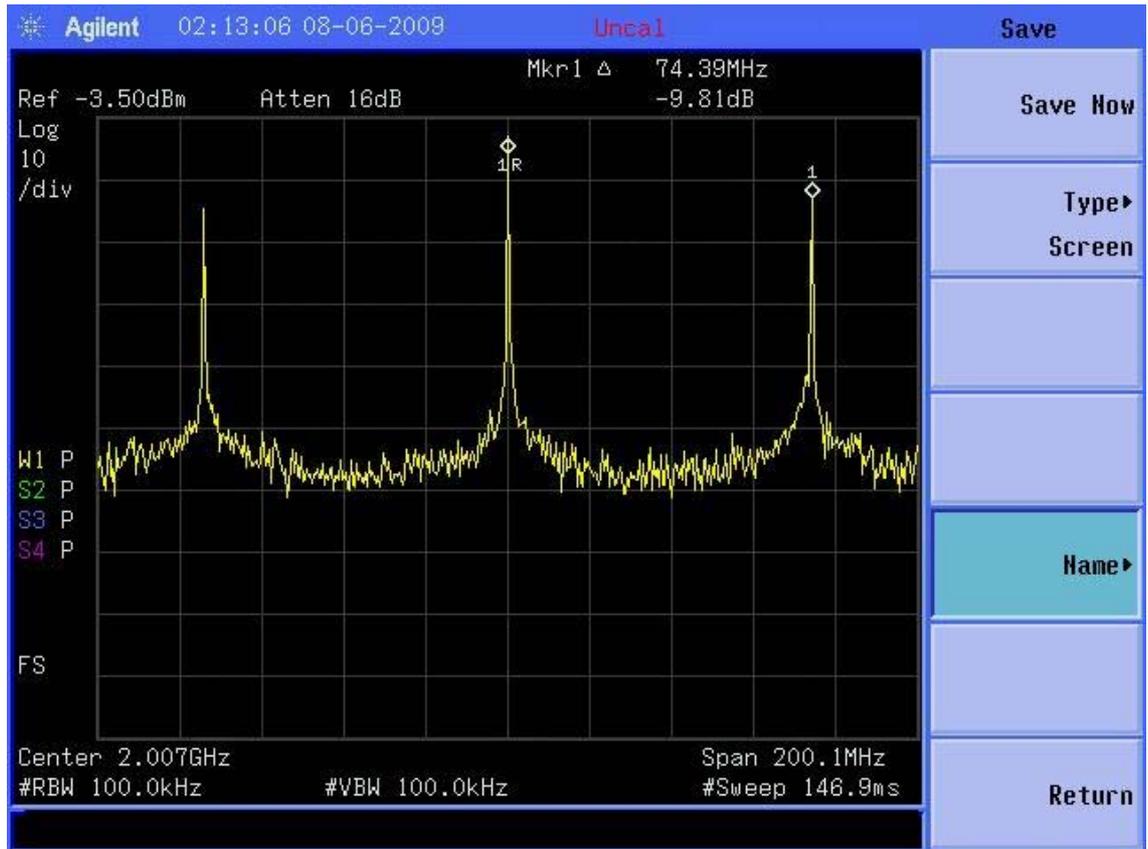


Figura 5.6: Espaçamento de frequência das componentes do sinal de saída do Oscilador.

Considerando a diferença de frequências entre as componentes indicadas na Figura 5.6 determina-se o atraso da malha de realimentação. Como indicado na Figura 4.3, τ é igual a $1/\Delta_f$. Neste caso τ é 13.5ms (Cabo 1). O valor de Δ_f para os demais cabos utilizados (1 e 2) encontra-se na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Passo de frequência em função do comprimento do cabo coaxial.

Cabo	Comprimento (m)	Espaçamento de frequência Δ_f (MHz)
1	1	74
2	5	28
3	6,5	22

Na Figura 5.7 ilustra a mudança na multiplicidade de frequência quando o sinal do ganho G_B muda, equações (4.47) e (4.48).

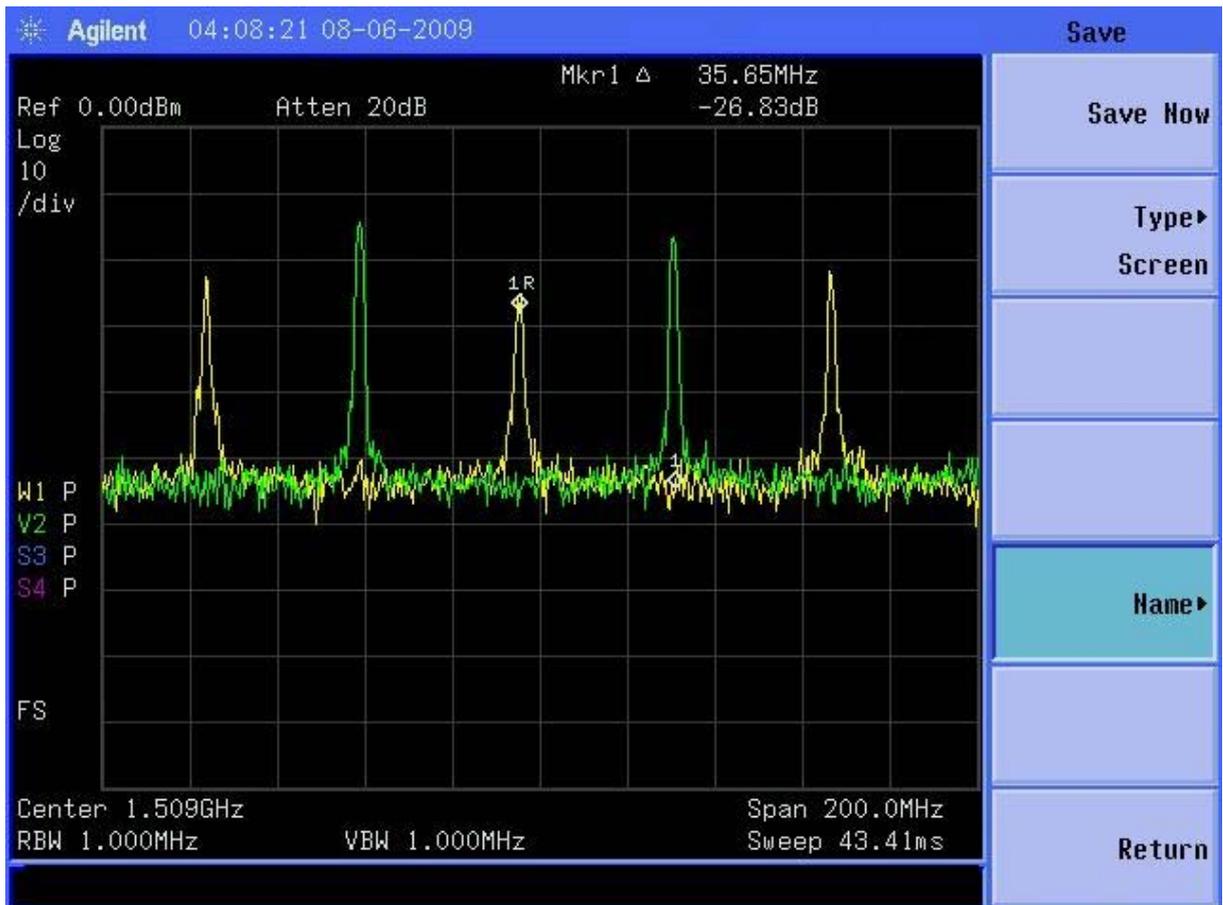


Figura 5.7: Mudança na multiplicidade de frequência de n para $n + 1/2$ em função do sinal de G_B .

Na Figura 5.7 é possível visualizar uma diferença de $\frac{1}{2\tau}$ correspondente a diferença de n para $n + \frac{1}{2}$, quando o sinal do ganho G_B muda.

Na Figura 5.8 apresenta-se a largura a meia potência para componente de 2GHz.

O valor obtido é de aproximadamente 30 KHz.

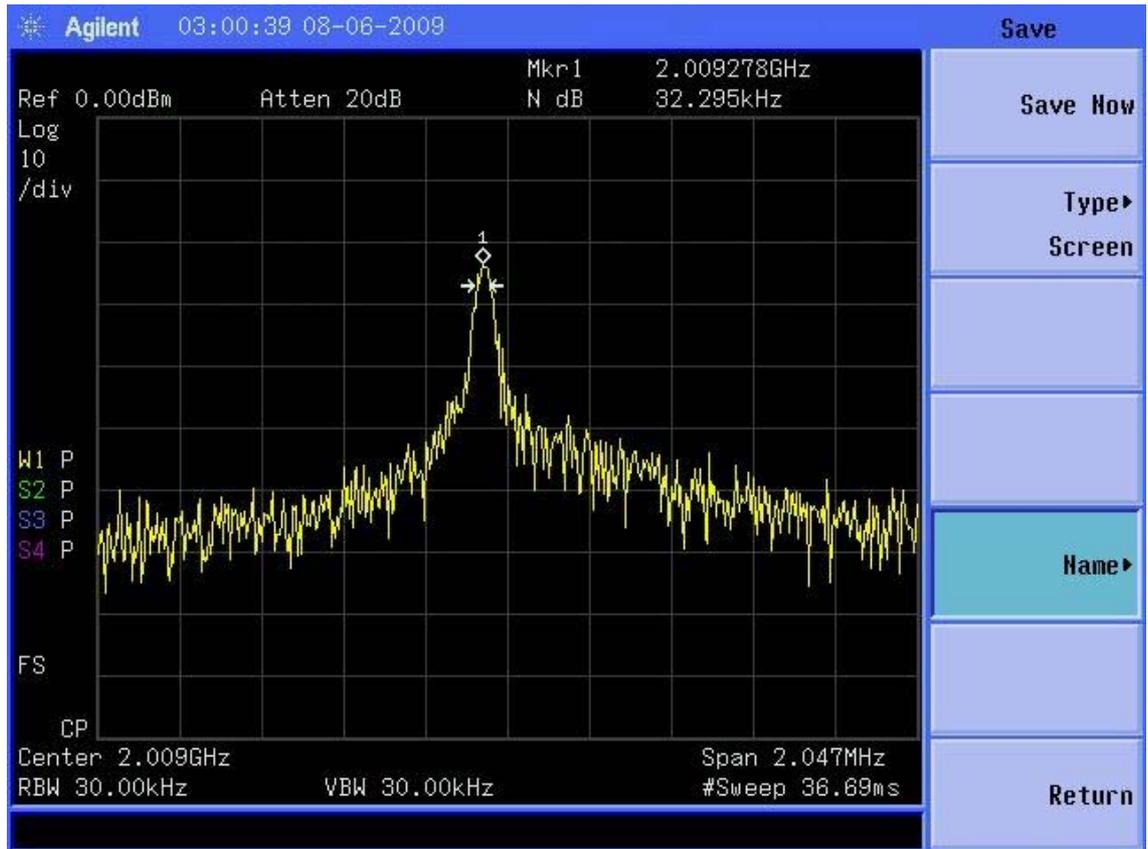


Figura 5.8: Largura meia potência para componente de 2GHz.

As componentes de 1GHz e 1,5GHz também tiveram suas largura meia potência determinadas. A Tabela 5.6 sumariza os resultados.

Tabela 5.6: Largura a meia potência das componentes de saída do OMOP.

Frequência GHz	Largura a meia potência (kHz)
1	29
1,5	32
2	32

A característica de VCO do OMOP, apontada por outros autores também foi investigada. Determinou-se a razão KHz/V para algumas componentes do espectro de saída do oscilador.

Tabela 5.7: Razão kHz/V

Frequência GHz	Razão kHz/V
1	264
1,5	446
2	495

Os valores apresentados na Tabela 5.7 mostram que a razão de sintonia diminui com a redução do valor da frequência.

Na Figura 5.9 apresenta-se o resultado da variação da tensão de saída do OMOP com a variação do ganho G_B , conforme equação (4.33) e Figura 4.4. A variação de G_B foi realizada através da mudança da potência do laser.

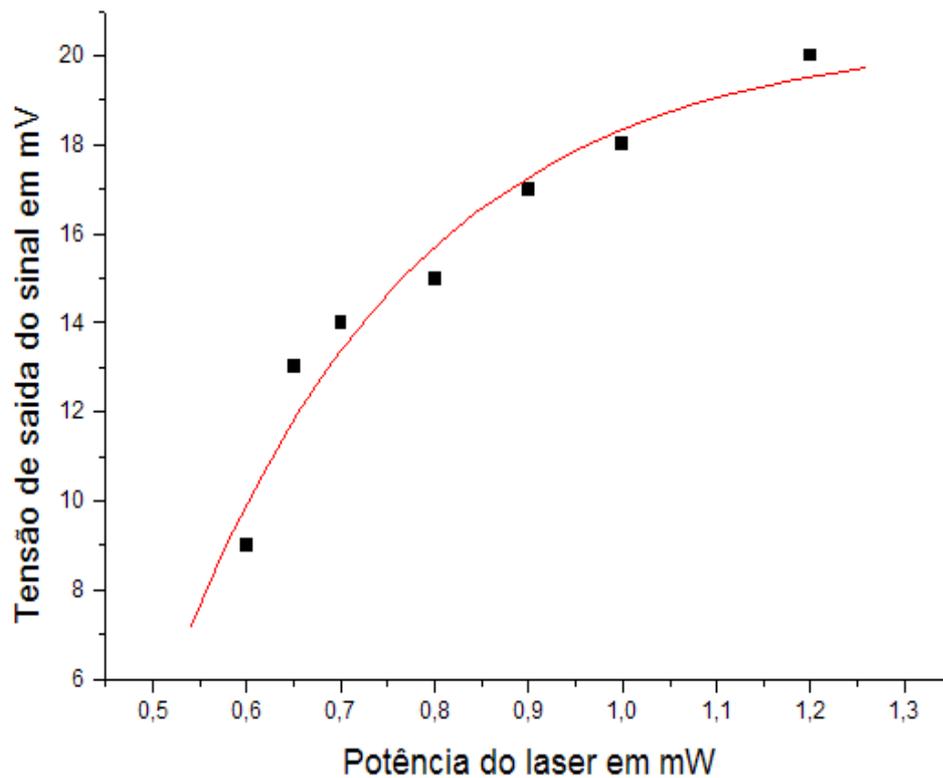


Figura 5.9: Variação da amplitude de saída com ganho de malha aberta G_B .

A Figura 5.10 ilustra a medida do ruído de fase para a componente de aproximadamente 1,5 GHz do sinal de saída do OMOP.

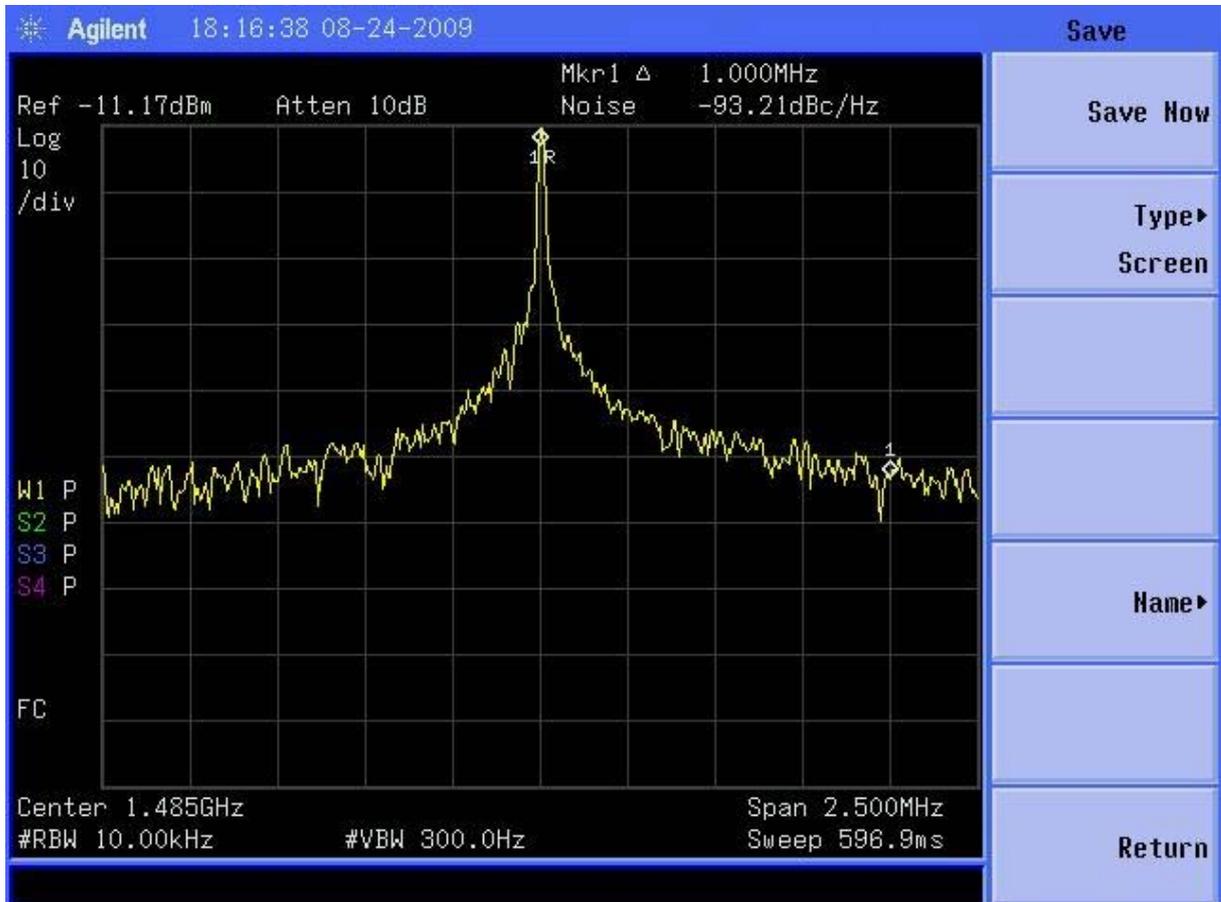


Figura 5.10: Medida de ruído de fase com desvio de 1 MHz.

6 Conclusões

Neste trabalho foi feito um estudo da geração fotônica de microondas.

Considerando uma configuração proposta por outros autores foi realizado um estudo destacando inicialmente as características gerais de um Oscilador de Microondas Optoeletrônico, OMOP. Considerando apenas modulação óptica externa baseada no efeito eletro-óptico foi apresentada uma discussão contendo os fundamentos necessários à geração de microondas. Foi abordado o caso do modulador óptico do tipo volumétrico e modulador integrado do tipo Mach Zehnder com saída em Y.

A teoria do OMOP foi abordada com base nos parâmetros da modulação eletro-óptica e foram apresentados resultados de simulação os quais foram verificados experimentalmente.

Os aspectos apontados acima são bastante relevantes do ponto de vista da engenharia pois permitiram a implementação de um sistema oscilador com as vantagens dos sistemas ópticos.

Em termos gerais destaca-se

- 1- Geração de sinais ao longo de uma banda de frequências com componentes até 3 GHz.
- 2- Caracterização do sinal gerado quanto a potência, frequência, largura a meia potência, sintonia e sensibilidade com o ganho de malha aberta do oscilador.

Apesar do OMOP ter sido proposto inicialmente para ter como elemento de realimentação e atraso um longo trecho de fibra-óptica nesse trabalho foi usado, como alternativa um cabo coaxial que mostrou algumas vantagens

- 1- Contribuiu de forma inequívoca para a construção de um oscilador na faixa de GHz.
- 2- Simplicidade, confiabilidade e robustez na montagem.

3- Custo reduzido

6.1 Discussão dos resultados

Em termos específicos os resultados obtidos são discutidos como segue.

1- A seleção entre harmônicos ímpares e pares do sinal modulante pela tensão V_B representa a verificação da análise do modulador eletro-óptico. Tal resultado apresentado na Figura 5.1 confirma experimentalmente a análise da modulação eletro-óptica.

2- O resultado apresentado na Figura 5.5 corresponde à saída do OMOP com suas múltiplas componentes espaçadas de um valor determinado pelo comprimento do cabo usado para fechar a malha de realimentação. Este resultado confirma a substituição da fibra óptica pelo cabo coaxial como elemento de atraso.

3- O espaçamento entre as componentes do sinal de saída cresce com a redução do comprimento do cabo. O fato de ser usado um cabo coaxial e ter sido obtido um sinal com componente de frequência por volta de 3 GHz mostra que é necessário usar um cabo coaxial apropriado, em termos de atenuação, para altas frequências. Este pode ser um parâmetro de entrada para seleção de componentes para osciladores de frequências maiores. Um aspecto importante para ser destacado é que a largura das componentes do sinal de saída é muito menor que a separação entre aquelas. A amplitude das componentes de frequência, tomada a partir da linha de base do espectro mostrado na Figura 5.6, fica entre 30dB e 40 dB acima da linha de base do espectro. O valor associado à linha de base do espectro de saída é da ordem de -55dBm.

O OMOP montado com um cabo (cabo 1) que foi mantido durante todas as medidas de modo que não fossem aplicados esforços mecânicos diretamente no modulador MZ.

Os valores de Δ_f indicados na Tabela 5.5 foram obtidos com o cabo 1, + cabo 2 e cabo 1 + cabo 3.

No final das medidas foi feita uma conexão direta sem o cabo 1 ou cabo 2 ou cabo 3. O valor de Δ_f nesse caso é de 113 MHz.

Desta forma conclui-se que o circuito optoeletrônico apresenta um atraso intrínseco. Este atraso não foi citado em trabalhos anteriores [18][23][50], pois é muito pequeno e resulta em Δ_f da ordem de MHz. Esse atraso intrínseco, medido neste trabalho, fornece o máximo valor de Δ_f , isto é, diferença de frequência entre as componentes de frequência do sinal de saída do OMOP.

4- A Figura 5.7 confirma a mudança no sinal do ganho G_B com a tensão de polarização. Uma mudança de 3,6V para 5,6V deu origem a um deslocamento de $\frac{1}{2\tau}$ no espectro de saída do oscilador.

5- O valor da largura a meia potência, Figura 5.8, permaneceu constante ao redor de 30 kHz para as 3 componentes de frequências selecionadas (1 GHz, 1,5 GHz e 2 GHz), Tabela 5.6. Este fato nos remete para os resultados obtidos com osciladores baseados no atraso por fibra. A previsão para aqueles trabalhos é de uma largura de sub-hertz. Usando a equação 4.52 com o atraso obtido pela separação de frequência entre as componentes do sinal de saída (22 MHz- 50 ns), potência de saída de 0.1 mW (-20 dBm), ganho típico de 10 e densidade de potência de ruído de 10^{-17} mW/Hz foi obtido uma largura da ordem de 10 Hz. Nesse trabalho foi adotado valor de 30 kHz como uma referência em função do analisador de espectro usado. Na condição de realização da medida o analisador opera com uma precisão de 2,5 kHz. Essa condição foi mantida para todas as medidas apresentadas para uniformizar a precisão de todos os valores fornecidos. O uso de uma resolução maior na realização da

medida indicou largura menor que 12 kHz. Com os valores obtidos é possível calcular o Q do oscilador através da equação (4.53). Para a componente de 2 GHz encontra-se 60.000. Este resultado confirma que a largura das linhas espectrais é muito menor que a separação entre as componentes de frequência do sinal de saída conforme considerado na análise teórica e discutido no Capítulo 4. Extrapolando a medida realizada e, levando em conta o cálculo para largura de linha é possível dizer que o Q do oscilador pode atingir 10^5 - 10^6 .

6- A variação da frequência de saída de uma dada componente de frequência foi ajustada através da variação do valor de V_B . O resultado encontrado confirma aquele obtido anteriormente [18]. Selecionando 3 componentes, Tabela 5.7, uma de cada vez, foi observado que a razão de sintonia, kHz/V, varia com a frequência, sendo menor para frequências menores. Este fato permanece sem ser tratado na análise teórica do OMOP e, até onde sabe o autor, é a primeira vez que a razão de sintonia é fornecida para diversas componentes de um mesmo oscilador. Este resultado difere daquele apontado no item 4, pois, neste caso, não foi realizada uma mudança no valor de V_B que resultasse em uma troca no sinal do ganho G_B . O intervalo de sintonia contínua aproximadamente 1 MHz.

7- A Figura 5.9 ilustra a variação da voltagem de saída do OMOP em função do ganho de malha aberta G_B . O resultado obtido concorda, na variação da amplitude, com aquele apresentado na Figura 4.4 obtido da equação (4.33). A variação do ganho foi obtida com mudança do valor da potência do laser. Tal mudança foi efetuada diretamente na fonte controladora do laser. Vale destacar que foi observada uma variação na frequência da componente de frequência considerada. Para cada valor de ganho G_B existe um valor de frequência que é crescente com G_B . Foi observada uma variação contínua da frequência ao longo de uma faixa de 1 MHz. Este resultado sugere uma equivalência entre o ajuste de V_B em torno do ponto de operação e o ajuste do ganho G_B .

8- A Figura 5.10 mostra a tela do analisador de espectro com a medida do ruído de fase da componente cuja frequência é aproximadamente 1,5 GHz. O valor obtido é de aproximadamente -94 dBc/Hz para desvio de 1 MHz.

As medidas realizadas e aqui apresentadas confirmaram a análise teórica do Capítulo 4. A característica de geração de um sinal cujo espectro de saída apresenta múltiplas componentes espaçadas de um valor determinado pelo atraso na malha de realimentação foi obtido. Comportamentos previstos na teoria foram verificados e quantificados através de medidas com analisador de espectro. A sensibilidade com os parâmetros da modulação eletro-óptica tais como a tensão de polarização do modulador e a potência do laser foi investigada e sugerem uma equivalência entre o ajuste de V_B (no entorno do ponto de operação) e o ajuste da potência do laser.

A utilização de um cabo coaxial no lugar de uma fibra óptica mostrou-se viável para a geração de sinais de frequências na faixa de GHz. Tal solução representa uma contribuição do presente trabalho que permite a construção de um oscilador de alta frequência se as características de ruído de fase forem aceitáveis. O valor de ruído não atingiu valores obtidos e citados na literatura e ficou abaixo de outras tecnologias tais como osciladores baseados em ressoadores de safira (-170 dB/Hz, desvio de 10 kHz em 4,8GHz) [53].

Concluí-se que a principal razão para o valor de ruído fase obtido é que o oscilador não tinha filtro. Este fato limitou o ganho G_B , pois foi observada forte intermodulação entre as componentes do espectro de saída. Assim, a variação de G_B ficou restrita, e por sua vez, limitou a intensidade das componentes presentes no sinal de saída.

6.2 Sugestão para trabalhos futuros

Para a continuidade do presente trabalho com conseqüente aprofundamento do conhecimento da tecnologia de geração de microondas por um oscilador do tipo OMOP apresenta-se a lista de sugestão que segue

1. Introduzir um filtro na malha de realimentação do OMOP.

Desta forma será possível evitar intermodulação dos sinais presentes na malha e operar o OMOP com um ganho G_B maior e largura de linha menor. Espera-se obter um ruído de fase melhor que -110 dB/Hz para um desvio de 100 kHz.

2. Usinagem de uma caixa para colocação de todos os componentes em uma caixa dedicada com entrada e saída de alimentação elétrica e sinal de microondas. Assim será possível ter o oscilador funcionando em condições controladas de temperatura.

3. Estudo da estabilidade do OMOP com temperatura.

Desta forma será possível estudar o OMOP do ponto de vista de sua estabilidade de curto e de longo período como é realizado atualmente em outro laboratórios [54].

4. Uso de um modulador MZ com saída em X.

Na seqüência dos desenvolvimentos apresentados vem a possibilidade de enviar o sinal gerado diretamente por fibra para um usuário remoto.

5. Uso de trecho de fibra óptica para atraso.

Referências

- [1] SEEDS, A. J.; WILLIAMS, K. J. **Microwave Photonics**. Journal of Lightwave Technology, December 2006.
- [2] P.A. Morton, et al. **Frequency response subtraction for simple measurement of intrinsic laser dynamic properties**, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 4, no. 2, pp. 133-135, February 1992.
- [3] Y. Li et al., **Coherent, Phase Modulated (PM) Fiber optic Link Design**, IEEE 2006 MTT S International Microwave Symposium, San Francisco, CA, USA, pp. 1943-1946, June 2006
- [4] F.L. Pedrotti, L.M. Pedrotti, S. Leno and Pedrotti. **Introduction to Optics** (3rd edition), Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ USA, 2006.
- [5] R.C. Jones, **New calculus for the treatment of optical systems**, J. Opt. Soc. Am., vol. 31, pp. 488-503, 1941.
- [6] A.P. Freundorfer, **A coherent optical network analyzer**, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, pp. 1139-1142, December 1991.
- [7] U. Gliese, **Coherent fiber optic links for transmission and signal processing in microwave and millimeter wave systems**, MWP '98 (International Topical Meeting on Microwave Photonics), pp. 211-214, Princeton, USA, October 1998.
- [8] <http://www.minicircuits.com>
- [9] PIMENTA, E., C. ; PACHECO, G. M. . **RF optical link for remote station applications**. In: Workshop on Telecommunications-IWT/09, 2009, São Paulo. Proceedings of the international workshop on telecommunications, 2009. p. 72-75.
- [10] LEPPA, L. C. **Análise de Osciladores de Microondas com Topologia Optoeletrônica**. 2005. 196f. Tese (Mestrado em Microondas e Optoeletrônica) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.
- [11] GARCIA, André Luiz de Souza, FRANCA, Luciana Soares, PACHECO, G. M., ADABO, G. J. **Photonic radio frequency generation for radar and space applications**.

International Workshop on Small Satellites, New Missions and New Technologies-SSW – Istanbul – Turkey. Jun. 2008.

[12] COX, C. H. **Analog Optical Links: Theory and Practice**. Cambridge University Press, 2004

[13] STÖHR, A., JÄGER, D. **Photonic Oscillators for THz Signal Generation**, in: Microwave Photonics - Devices And Applications, S. Iezekiel (Ed.), John Wiley & Sons Canada, Ltd., pp. 85-110, ISBN 9780470848548, 2009

[14] AL-RAWESHIDY, H., KOMAKI, S. **Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks**, Artech House, London.

[15] WU, JIUNN-SHYEN; WU, JINGSHOWN; TSAO, HEN-WAI. **A Radio-over-Fiber Network for Microcellular System Application**. IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol 47 n° 1, February 1998.

[16] PUGLIA, K. V. Microwave. Microwave Journal, vol 50, n° 9, 178f. September 2007.

[17] KURNIAWAN, T., NIRMALATHAS, AMPALAVANAPILLAI, LIM, C., NOVAK, D., WATERHOUSE, R. **Performance Analysis of Optimized Millimeter-Wave Fiber Radio Links**. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol 54, n° 2, February 2006.

[18] YAO, X. S., MALEKI, L. **Optoelectronic Microwave Oscillator**. Optical Society of America, vol 13, n°. 8, p. 1725-1735, Aug 1996.

[19] REGIS, M., LOPIS, O., VAN HAAREN, B., PLANA, R., GRUHLE, A., RAYSSAC, J., GRAFFEUIL, J. **Ultra low phase noise C and X band bipolar transistors dielectric resonator oscillators**. in Proc. IEEE Int. Freq. Control Symp., May 1998, pp. 507-511.

[20] GOLDBERG L., ESMAN, R., D. WILLIAMS, K. J. **Generation and control of microwaves signals by optical techniques**. Proc. IEE, vol. 139, part J, n° 4, pp. 288-295, Aug. 1992.

[21] ELIYAHU, D., SARIRI, K., TAYLOR, J., MALEKI, L. **Opto-electronic oscillator with improved phase noise and frequency stability**. In Proc. SPIE, Photonics West, San Jose, CA, 2003, vol. 4998B.

[22] GOWAR, J. **Optical Communications Systems**: Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1984.

- [23] CHANG, William S. C. **RF Photonics Technology in Optical Fiber Links**. Cambridge University Press 2002.
- [24] YAO, X. S.; MALEKI, L., ELIYAHU, D. **Progress in the Opto-Electronic Oscillator – A Ten Year Anniversary Review**. OEwaves, Pasadena, USA. MTT-S 2004 – Fort Worth, TX.
- [25] DONHEE, Ham.; WILLIAM, Andress.; and DAVID, S. Ricketts. **"Phase noise in oscillators,"** (Invited Paper) International Workshop on SiP/SoC Integration of MEMS and Passive Components with RF-ICs, March 2004.
- [26] SANTOS, Bruno P. **Otimização do Ruído de Fase de Osciladores na Faixa de Microondas**. 2005. Tese – Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro.
- [27] ANDRADE, L. A. **Desenvolvimento de osciladores em 10GHz de ultrabaixo ruído de fase e análise de seus desempenhos nos transdutores do detector de ondas gravitacionais Mario Schenberg**. 2004. 205 fl. Tese (Doutorado em Astrofísica) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos.
- [28] RESENDE, S. M. **Materiais e Dispositivos Eletrônicos**. 2.ed. São Paulo: Ed. Livraria da Física, 2004. 547 p.
- [29] HOSS, R.J. **Fiber optics communications design handbook**. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1990.
- [30] KEISER, G.; **Optical Fiber Communications**. 3. Ed. McGraw-Hill, 2000.
- [31] KRESSEL, H.; BUTLER, J. K.; **Semiconductor Laser and Heterojunction LEDs**. Academic, New York, 1977.
- [32] COLDREN, L. A.; CORZINE, S. W.; **Diode Laser and Photonic Integrated Circuits**. Wiley, New York, 1995.
- [33] MESTDAGH, D. J. G. **Fundamentals of multaccess optical fiber networks**, Norwood, MA: Artec House, 1995.

[34] GHAFOURI-SHIRAZ H.; LO, B. S. K.; **Distributed Feedback Laser Diodes: Principles and Physical Modeling**, Wiley, New York, 1995.

[35] YARIV, A.; YEH, P.; **Photonics: Optical Electronics in Modern Communications**. 6. ed., New York: Oxford University Press, 2007.

[36] GIOZZA, W. F.; CONFORTI, E.; WALDMAN, H. **Fibras ópticas: tecnologia e projeto de sistemas**. São Paulo: Makron Books, 1991.

[37] ZANGER, H.; ZANGER, C. **Fiber optics – communications and other applications**. New York: Maxwell Macmillan, 1991.

[38] SOARES, A.J.M. **Comunicações Ópticas**. UnB, set. 2005.

[39] R. Nagarajan, S. Levy and J.E. Bowers, “**Millimeter wave narrowband optical fiber links using external cavity semiconductor lasers**”, J. Lightwave Technol., vol. 12, pp. 127-136, 1994.

[40] L. Chrostowski, X. Zhao and C.J. Chang Hasnain, “**Microwave performance of optically injection locked VCSELs**”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, pp. 788-796, Feb. 2006.

[41] LUCOVSKY, G.; LASSER, M.E.; EMMONS, R. B. **Coherent light detection in solid state photodiodes**. Proc. IEEE, 51(1):166-172, Jan., 1963.

[42] BEAM, W. R. **Electronics of solids**. New York: McGraw-Hill, 1965.

[43] LUCAS, A. D. **Detectors for fiber-optic communication**. Proc. IEE(London), 123(6):623-626, Jun., 1976.

[44] SAWYER, D. E.; REDIKER, R. H. **Narrow-base germanium photodiodes**. Proc. IRE, 46(6):122-130, Jun., 1958.

[45] PAIVA, Carlos R.; **Teoria Elementar da Fotodeteção**. Instituto Superior Técnico – Portugal – Março de 2006.

- [46] YARIV, A.; YEH, P.; **Optical Waves in Crystals.**, New York: John Wiley & Sons, 1984.
- [47] BROOKS, J. L., MAURER, G. S., BECKER, R. A. **Implementation and evaluation of a dual parallel linearization system for AM-SCM video transmission.** Journal of Lightwave Technology, vol. 11, p.34-41. 1993.
- [48] KOLNER, B. H., DOLFI, D. W. **Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator.** Applied Optics, vol. 26, 3676-3680. 1987.
- [49] ABUELMA'ATTI. M. T. **Large Signal Analysis of the Mach-Zehnder Modulator with Variable BIAS.** *Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)*, Vol. 25, No. 4, 2001. pp. 254-258. *King Fahd University of Petroleum and Minerals Dhahran, Saudi Arabia*
- [50] YAO, X. S.; MALEKI, L. **High frequency optical subcarrier generator.** Electronics Letters, vol. 30, n° 18. September 1994.
- [51] NOGUCHI, K., MIYAZAWA, H., MITOMI, O. **75 GHz broadband Ti: LiNbO₃ optical modulator with ridge structure.** Electron. Lett. 30, (12), 949-51, 1994.
- [52] NEYER, A., VOGES, L. **Higu-frequency electro-optic oscillator using an integrated interferometer.** Appl. Phys. Lett., 40, (1), 6-8, 1982.
- [53] CIBIEL, G., REGIS, M., LOPIS, O., KERSALE, Y., GIORDANO, V., LAFONTAINE, H., PLANA, R., CHAUBET, M. **Ultra low phase noise SiGe HBT: Application to a C band Sapphire resonator oscillator.** In Proc. IEEE MTT Int. Microwave Symp., July 2002, vol. 2, pp. 691-694.
- [54] KABA, M., LI, H. W., DARYOUSH, A.S., VILCOT, J.P., DECOSTER, D. CHAZELAS, J., BOUWMANS, G., QUIQUEMPOIS, Y., DEBORGIES, F. **Improving Thermal Stability of Opto-Electronic Oscillators.** IEEE Microwave Magazine. Pp. 1527-3342. 2006.

FOLHA DE REGISTRO DO DOCUMENTO

¹ CLASSIFICAÇÃO/TIPO <p style="text-align: center;">DM</p>	² DATA <p style="text-align: center;">11 de setembro de 2009</p>	³ REGISTRO N° <p style="text-align: center;">CTA/ITA/DM-051/2009</p>	⁴ N° DE PÁGINAS <p style="text-align: center;">86</p>
⁵ TÍTULO E SUBTÍTULO: <p>Oscilador Optoeletrônico para Geração de Sinais de Rádio Frequência até 3 GHz</p>			
⁶ AUTOR(ES): <p>André Luiz de Souza Garcia</p>			
⁷ INSTITUIÇÃO(ÕES)/ÓRGÃO(S) INTERNO(S)/DIVISÃO(ÕES): <p>Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA</p>			
⁸ PALAVRAS-CHAVE SUGERIDAS PELO AUTOR: <p>Microondas, Optoeletrônica, Fotônica.</p>			
⁹ PALAVRAS-CHAVE RESULTANTES DE INDEXAÇÃO: <p>Osciladores de microondas; Eletroóptica; Fotonica; Geradores de sinais; Radiofrequência; Engenharia eletrônica</p>			
¹⁰ APRESENTAÇÃO: <div style="float: right; text-align: right;"> <input checked="" type="checkbox"/> Nacional <input type="checkbox"/> Internacional </div> <p>ITA, São José dos Campos. Curso de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica e Computação. Área de Microondas e Optoeletrônica. Orientador: Gefeson Mendes Pacheco. Defesa em 10/09/2009. Publicada em 2009.</p>			
¹¹ RESUMO: <p>Este trabalho é voltado para o estudo teórico e a implementação de um sistema que combina tecnologia de microondas e tecnologia fotônica. O estudo é feito a partir de um circuito para geração de sinais de rádio frequência baseado em componentes optoeletrônicos conhecido como Oscilador de Microondas Optoeletrônico, OMOP. São apresentadas as características e funções de cada componente do OMOP e os conceitos fundamentais sobre efeito eletro-óptico, modulação e moduladores. Faz-se uma discussão sobre o OMOP baseada nas características de saída do modulador Mach Zehnder e que levam a obtenção de expressões para o espectro de potência e ruído de fase do oscilador. Partindo de uma configuração previamente apresentada na literatura, introduziu-se uma importante modificação na malha de realimentação, e foi gerado um sinal com múltiplas componentes até o limite de 3 GHz. O espaçamento ajustável permite obter múltiplas componentes separadas de 22 MHz, 70 MHz e 74 MHz após seleção apropriada do tempo de atraso na malha de realimentação. A caracterização do circuito fotônico forneceu amplitude do sinal de saída da ordem de -20 dBm, largura de linha menor que 30 kHz e ruído de fase de -94 dBc/Hz para desvio de 1 MHz. Investigando a sensibilidade do oscilador com a tensão de polarização do modulador foi confirmada a característica, previamente observada, de sintonia fina da frequência de saída do oscilador. Adicionalmente observou-se que é possível sintonizar a frequência de saída pelo ajuste fino da potência de saída do laser utilizado. Esse fato, sem ter sido mencionado anteriormente na literatura, abre a possibilidade para um esquema inovador de modulação com aplicações em sistemas de comunicações. Os resultados obtidos são discutidos e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no fim.</p>			
¹² GRAU DE SIGILO: <p><input checked="" type="checkbox"/> OSTENSIVO <input type="checkbox"/> RESERVADO <input type="checkbox"/> CONFIDENCIAL <input type="checkbox"/> SECRETO</p>			

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)