

Universidade Federal Fluminense

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de
Telecomunicações (PPGEET)**

Dissertação de Mestrado em Sistemas de Comunicações Ópticas



Vladimir Bravo Jabulka

**Geração Fotônica de Sinais Pulsados de Micro-Ondas com Banda-Única e
Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem**

Niterói

2019

Vladimir Bravo Jabulka

“Geração Fotônica de Sinais Pulsados de Micro-Ondas com Banda-Única e Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem”

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

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

Niterói
(Dezembro/2019)

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

J11g Jabulka, Vladimir Bravo
Geração Fotônica de Sinais Pulsados de Micro-Ondas com Banda-Única e Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem / Vladimir Bravo Jabulka ; Ricardo Marques Ribeiro, orientador. Niterói, 2019.
172 f. : il.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2019.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2019.m.43422420797>

1. Sistema de Telecomunicação. 2. Sistema de Comunicação Óptica. 3. Geração Fotônica de Sinal de Micro-Onda. 4. Auto-Heterodinagem. 5. Produção intelectual. I. Ribeiro, Ricardo Marques, orientador. II. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. III. Título.

CDD -

VLADIMIR BRAVO JABULKA


“Geração Fotônica de Sinais Pulsados de Micro-Ondas com Banda-Única e Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem”

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

BANCA EXAMINADORA



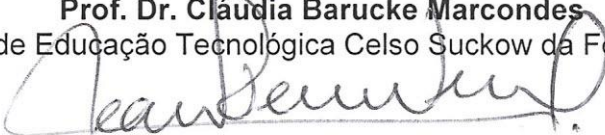
Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro - Orientador
Universidade Federal Fluminense – UFF



Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Cláudia Barucke Marcondes
Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca -CEFET/R



Prof. Dr. Jean Pierre von der Weid
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro - PUC/RJ

Niterói
(dezembro/2019)

Dedicatória

Dedico este trabalho de pesquisa à minha família: esposa Luciana e filhos, Frederico e Caio, pelo apoio irrestrito, incentivo, paciência e compreensão ao longo dos numerosos momentos de ausência e isolamento exigidos ao longo de sua execução.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro, meu Orientador, pesquisador nato, que com sua reconhecida capacitação e ampla experiência em pesquisa e desenvolvimento, grande paixão pelo trabalho docente e pela pesquisa, além de total dedicação aos seus alunos e orientados, incentivando, orientando, discutindo com clareza temas complexos, retirando dúvidas com paciência e perseverança, contribuiu de forma decisiva em todas as etapas da realização deste trabalho.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações (PPGEET) da UFF, pelos ensinamentos e experiências transmitidas ao longo de todo o período de realização do curso.

Aos meus colegas do LACOP, pelo apoio prestado durante o desenvolvimento deste trabalho, e pelas muitas discussões técnicas e conversas descontraídas, que muito contribuíram para enfrentar e ultrapassar os diversos obstáculos que se apresentaram nesta jornada.

Ao Prof. Dr. Jean Pierre von der Weid, por disponibilizar as instalações do Laboratório de Optoeletrônica do CETUC para a realização dos experimentos apresentados nesta Dissertação, e que, com sua notória capacitação e extensa experiência em pesquisa e desenvolvimento, contribuiu com importantes ideias, relevantes discussões e inúmeras sugestões, que possibilitaram a obtenção de soluções para diversos problemas que se apresentaram ao longo das pesquisas teóricas e experimentais realizadas.

Ao Dr. Luis Ernesto Ynoquio Herrera, ex-pesquisador do Laboratório de Optoeletrônica do CETUC, pelo seu grande interesse e apoio, valiosas discussões técnicas e inúmeras contribuições e ensinamentos, principalmente no decorrer dos trabalhos experimentais desta pesquisa.

Ao colega Me. Pedro Tovar Braga, do Laboratório de Optoeletrônica do CETUC, pelo seu grande interesse, apoio e discussões técnicas que muito contribuíram para a evolução das pesquisas realizadas.

À Escola Naval, pelo incentivo e apoio à realização deste trabalho de pesquisa e desenvolvimento, em especial pela concessão de incontáveis horas de trabalho, imprescindíveis à sua realização.

If I have seen further, it is by standing
upon the shoulders of giants.

Se eu vi mais longe, foi por estar
sobre ombros de gigantes.

Sir Isaac Newton

Resumo

Esta dissertação apresenta um estudo sobre a geração fotônica de sinais de radiofrequência (RF). Estes sinais são geralmente classificados em três categorias: CW, CW continuamente sintonizáveis e arbitrários, podendo estes últimos apresentar qualquer tipo de forma de onda de modulação em frequência, elevadas larguras de pulso e bandas extremamente largas.

Tradicionalmente, os sinais de RF (VHF até ondas milimétricas) têm sido gerados por meios puramente elétricos. Entretanto, mesmo empregando as técnicas mais recentes, os atuais geradores elétricos de sinais de RF com formas de onda arbitrárias apresentam limitações em termos de banda e máxima frequência de operação (cerca de 20 GHz), o que não atende às demandas de uma série de novas aplicações para diversos tipos de sistemas, como por exemplo os sistemas de radar, redes de comunicações, imageamento e espectroscopia. Para ultrapassar esta “barreira elétrica”, inúmeras técnicas para a geração de sinais de RF que empregam componentes ópticos, denominadas técnicas de “fotônica de RF” (RF Photonics) ou, mais comumente, “Fotônica de Micro-Ondas” (Microwave Photonics), foram desenvolvidas (e continuam em franco desenvolvimento), apresentando resultados extremamente promissores.

Nesta dissertação, após uma breve descrição das técnicas fotônicas de geração de sinais de RF mais conhecidas, apresenta-se um estudo detalhado, teórico e experimental, da técnica denominada ‘auto-heterodinagem’. Esta técnica, devido a sua simplicidade, flexibilidade, capacidade de reconfiguração em tempo real e potencial baixo custo, apresenta grande possibilidade de implementação prática, com aplicações em praticamente qualquer tipo de sistema.

Neste contexto, o objetivo principal desta pesquisa é a geração fotônica, por auto-heterodinagem, de sinais pulsados de micro-ondas com banda-única ou banda-dupla, com ‘chirp’ linear, com potencial aplicação em novas arquiteturas de sistemas de radar, denominadas ‘radares fotônicos’. Para atingir este objetivo, utiliza-se uma característica típica apresentada pelos lasers de diodos semicondutores, o efeito de ‘chirp’, onde as frequências ópticas emitidas variam com a corrente de modulação do laser. Assim, através do emprego de uma função de modulação adequada para o laser, o ‘chirp’ possibilita a geração de um sinal óptico com

comprimento de onda variável que, em conjunto com as técnicas de auto-heterodinagem e multiplexação de polarização, e com o auxílio de um amplificador óptico a semicondutor ('Semiconductor Optical Amplifier' – SOA) operando como uma chave ('gate') óptica, viabiliza a geração de pulsos de micro-ondas incorporando uma banda de frequências, ou mesmo duas bandas simultâneas (banda-única – 'single-band', ou banda-dupla – 'dual-band'), sintonizáveis e reconfiguráveis. Em ambos os casos, os pulsos de RF gerados apresentam ampla largura de faixa, elevado produto largura de pulso x largura de banda (time bandwidth product – TBWP) e modulação linear de frequências ('linear chirped pulse' ou 'linear frequency modulation' – LFM).

Palavras-Chaves: Fotônica de Micro-ondas; Geração Fotônica de RF/Micro-ondas; Auto-Heterodinagem; 'Chirp' Linear; Modulação Linear de Frequência (LFM); Multiplexação em polarização (PolM); Radar Fotônico; Produto Largura de Pulso x Largura de Banda (TBWP); Banda-Simples; Banda-Dupla.

Abstract

This dissertation presents a study on photonic generation of radiofrequency (RF) signals. These signals are usually classified in three categories: CW, continuously tuning CW and arbitrary, in which the last one can present any frequency modulation wave format, large pulse widths and extremely wide bandwidths.

Traditionally, RF signal (VHF to millimeter waves) have been generated exclusively by electrical means. Nevertheless, even if the most recent techniques are employed, the existing RF electric arbitrary waveform generators have maximum bandwidth and frequency limitations (around 20 GHz), which are not enough to comply with a great number of new demanding systems' applications, like radar systems, communications networks, imaging and spectroscopy. To overcome this "electric barrier", numerous RF signals generation techniques implemented with the aid of optical components, known as RF "photonic generation techniques", or simply "RF Photonics" or "Microwave Photonics" have been developed (and still are under plain development), presenting extremely promising results.

In this dissertation, after a brief discussion of the most popular RF photonic generation techniques, a detailed theoretical and experimental study of the technique known as the 'self-heterodyne technique' is presented. This technique, due to its simplicity, flexibility, real time reconfigurability and potential low cost, has innumerable possibilities for practical implementation, with possible applications in any kind of system.

In this context, the main objective of this research is the photonic generation, by self-heterodyning, of single-band and dual-band linear 'chirped' pulsed microwave signals, with potential application in novel radar systems architectures, known as 'photonic radars'. To reach this goal, a typical characteristic of semiconductor laser diodes is used, the 'chirp effect', in which the laser optical emission frequency varies with the modulation current. By using a proper modulation function, the 'chirp' makes it possible to generate an optical signal with varying frequency which, in conjunction with the self-heterodyne and polarization multiplexing techniques, and with the aid of a semiconductor optical amplifier (SOA) working as an optical gate, raises the viability of microwave pulses generation incorporating a single band or even

simultaneous dual-bands, with good tunability and reconfigurability. In both cases, the generated RF pulses present wide bandwidth, high time-bandwidth product (TBWP) and linear frequency modulation (LFM) or linear chirp.

Keywords: Microwave Photonics; RF/Microwave Photonic Generation; Self-Heterodyne; Linear Chirp; Linear Frequency Modulation (LFM); Polarization Multiplexing (PolM); Photonic Radar; Time-Bandwidth Product (TBWP); Single-Band; Dual-Band.

Lista de Figuras

CAPÍTULO 2	
Figura 2.1 – Procedimento geral para geração fotônica de sinais de RF [13].....	38
Figura 2.2 – Geração de um sinal de RF empregando a técnica de heterodinagem, onde na figura ω representa uma frequência óptica angular [35].....	41
Figura 2.3 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de OIL com um laser mestre e dois lasers escravos [5].....	43
Figura 2.4 – Geração de sinais de RF baseada na técnica OPL [35].....	44
Figura 2.5 – Diagrama genérico de um sistema combinado Optical Injection Phase-Locked Loop (OIPLL) para geração de sinais de RF [5].....	46
Figura 2.6 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de modulação externa a partir de um modulador de Mach-Zehnder – MZM e um filtro ‘notch’ [5].....	48
Figura 2.7 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de modulação externa a partir de um modulador óptico em fase – PM [5].....	50
Figura 2.8 – Geração de sinais de RF empregando a técnica do Oscilador Optoeletrônico [35].	52
Figura 2.9 – Diagrama genérico para geração de sinais de RF arbitrários empregando a técnica Direct Space to Time Pulse Shaping – DSTPS [11, 75].....	53
Figura 2.10 – Formatador de pulsos (pulse shaper) implementado com um AWG [11].....	54
Figura 2.11 – Geração de um sinal de micro-ondas com ‘chirp’ a partir de um trem de pulsos ópticos com espaçamentos variáveis [11, 76]	54
Figura 2.12 – Tom quase puro em milimétrica em aproximadamente 48 GHz, gerado por sequência de pulsos ópticos. A linha tracejada apresenta um ‘fitting’ senoidal do sinal [75].	55
Figura 2.13 – Tom com ‘chirp’ em ondas milimétricas com modulação em frequência gerado por sequência de pulsos ópticos. Os três primeiros pulsos geram um sinal em aproximadamente 48 GHz, enquanto os dois últimos geram um sinal de aproximadamente 24 GHz [75].....	55

Figura 2.14 – Diagrama esquemático para geração de sinais arbitrários de RF empregando a técnica ‘Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping’ SS-WTTM (Adaptada de [7, 11]).....	56
Figura 2.15 – Ação do elemento dispersivo sobre o sinal óptico, após sua formatação espectral no SS [11].....	57
Figura 2.16 – Princípio básico do processo WTTM realizado por um elemento dispersivo [7].....	57
Figura 2.17 – Diagrama a esquerda: SS-WTTM empregando MLL e um LCFBG com dupla função: Realizar a formatação do espectro (SS) e seu mapeamento no domínio do tempo (WTTM). As respostas em amplitude e fase são apresentadas no gráfico da direita [11].....	32
Figura 2.18 – Esquema para geração de pulsos de RF com ‘chirp’ por SS-WTTM, empregando um LCFBG gravado em fibra co-dopada com erbium–ytterbium (Er/Yb) [77].	58
Figura 2.19 – Diagrama genérico de um sistema de geração de formas de onda de RF empregando a técnica Temporal Pulse Shaping – TPS [80].....	61
Figura 2.20 – Sistema TPS desbalanceado para geração de sinais de RF com ‘chirp’ e taxa de ‘chirp’ e frequência central sintonizáveis [82].....	62
Figura 2.21 – Princípio básico da geração de formas de onda arbitrárias de RF empregando filtros fotônicos de micro-ondas (Microwave Photonic Filter – MWPF) [13].	63
Figura 2.22 – Esquema genérico de um filtro fotônico de micro-ondas [39].....	64
Figura 2.23 – Diagrama genérico de um filtro fotônico de micro-ondas implementado com linhas de retardo múltiplas [5].....	65
Figura 2.24 – Geração de sinal de RF com ‘chirp’ empregando um MWPF resposta impulsiva finita (FIR – Finite Impulse Response). O sistema emprega uma fonte óptica multi-espectral, um modulador de fase e uma fibra óptica como linha de retardo. Em azul observa-se o pulso de RF primário e em vermelho o sinal de RF com ‘chirp’ gerado, ambos no domínio do tempo [85].....	65
Figura 2.25 – Ação do MWPF da figura 2.24 sobre o sinal de RF primário. Gráfico da esquerda: Espectro do sinal primário $X(\omega)$ e a função de transferência do filtro. Gráfico da direita: Sinal de RF com ‘chirp’ gerado pelo sistema [85].....	66
Figura 2.26 – Esquema de um circuito integrado para geração fotônica de sinais de RF baseada na técnica Microwave Photonic Delay Line Filter (MWP-DLF) [18].....	67

CAPÍTULO 3	
Figura 3.1 – Diagrama básico da técnica de auto-heterodinagem (adaptado de [87]).....	69
Figura 3.2 – Curvas características obtidas para o DFB-LD empregado nos experimentos descritos nos Capítulos 4 e 5. (a) Curva Corrente x Frequência (‘chirp’ estático – α_{ch}) [94]; (b) Curva Corrente x Potência.....	71
Figura 3.3 – Funções de correntes de modulação direta. (a) Linear e (b) Quadrática.....	71
Figura 3.4 – Sinais ópticos na saída do MZI (em vermelho): Direta (mais à esquerda) e atrasada (mais a direita) (adaptado de [40]). Apresentam a variação da frequência óptica em função do tempo. A função $v(t)$ é obtida a partir das características de ‘chirp’ do DL, da função de corrente $i_L(t)$ aplicada, e da corrente de polarização do laser (‘bias’).....	72
Figura 3.5 – Pulso de micro-ondas com banda-única, com ‘chirp’ de RF gerado pela técnica de auto-heterodinagem. Para este exemplo foi escolhida a banda X de radar [40]....	73
CAPÍTULO 4	
Figura 4.1 – Montagem experimental para a geração fotônica de pulsos de pulsos de micro-ondas com banda-única.....	82
Figura 4.2 – Fotografia da montagem experimental. <u>Observação:</u> O VOA (Variable Optical Attenuator) não foi empregado nos primeiros experimentos.....	82
Figura 4.3 – Réplicas do sinal óptico primário (em vermelho). Cada curva fornece a frequência óptica emitida pelo laser em função do tempo, atrasadas entre si de τ pela ação do MZI. A variação no tempo (função $v_i(t) \times t$) depende do parâmetro de ‘chirp’ e da forma de onda da corrente de modulação.....	83
Figura 4.4 – Espectro de potência dos pulsos de micro-ondas. Em preto, é mostrado resultado obtido imediatamente após o fotodiodo (configuração B2B – Back-to-Back) e comparação com os pulsos obtidos após detecção a uma distância de 41,3 km de fibra óptica padrão do circuito principal (vermelho). Em azul o nível de ruído do AEE [87].....	88
Figura 4.5 – Pulso de RF observado no domínio do tempo, com máxima frequência limitada a 3,5 GHz. O sinal de RF está condensado devido ao valor da largura do pulso de 2,6 μ s [40].....	88
Figura 4.6 – Procedimento para verificação da linearidade do ‘chirp’ dos pulsos de RF. À esquerda, observa-se (em vermelho) o pulso de ‘chopper’ empregado para gerar toda a faixa de frequências. À direita, um pulso estreito de ‘chopper’, gerando uma faixa muito estreita, que pode ser considerada como o valor instantâneo de frequência no instante 5 μ s [40]	89
Figura 4.7 – Curva não-linear (esquerda) e curva linearizada (direita) da variação da frequência de RF (‘chirp’). Os resultados estão apresentados para as configurações em B2B (em preto) e para geração remota (em vermelho) após transmissão à 41,3 km através de fibra óptica padrão [87].....	90

Figura 4.8 – Espectro de potência do pulso de micro-ondas com maior largura de faixa e sua comparação com o pulso de maior TBWP (em verde) [87].....	91
Figura 4.9 – Sinal óptico parabólico e réplica com retardo ‘ τ ’ (em vermelho), presentes na saída do MZI. Em preto os parâmetros envolvidos no cálculo do TBWP.....	93
Figura 4.10 – ‘Trade off’ entre banda e TBWP: BW em azul (eixo vertical à esquerda) e o TBWP em vermelho (eixo vertical à direita) resultantes do batimento dos sinais ópticos em função dos atrasos ‘ τ ’ normalizados em relação à duração do pulso de corrente de modulação ‘ W ’ (eixo horizontal τ/W).....	97
Figura 4.11 – Montagem experimental para a geração de pulsos com banda-única (incluindo o VOA).....	100
Figura 4.12 – Espectro do pulso de micro-ondas com 23,2 GHz de banda, para as situações ‘back-to-back’ (B2B) e após transmissão através de 25 e 41 km de fibra óptica monomodo padrão [40].....	102
Figura 4.13 – Curva não-linear (esquerda) e curva linearizada (direita) da variação da frequência de RF (‘chirp’) com banda de 23,2 GHz. Os resultados estão apresentados para as configurações em B2B (em preto) e para geração remota (em vermelho) após transmissão através de 41,3 km de fibra óptica padrão [40].....	103
Figura 4.14 – Medidas da distorção harmônica dos pulsos de micro-ondas [40].....	105
Figura 4.15 – Largura de linha do laser DFB utilizado nesta dissertação [40].....	106
Figura 4.16 – Espectro do pulso com 26,4 GHz de largura de banda [40].....	107
Figura 4.17 – Espectros dos pulsos de micro-ondas com ‘chirp’ para bandas de radar [40].	108
CAPÍTULO 5	
Figura 5.1 – Exemplo de um pulso de RF com banda-dupla e seu espectro.....	117
Figura 5.2 – Montagem experimental para geração de sinais de RF com banda-dupla.....	118
Figura 5.3 – Forma de onda da corrente de modulação do laser.....	119
Figura 5.4 – Sinais ópticos após passagem pelo MZI (atraso de τ_1).....	120
Figura 5.5 – Janelas de tempo para seleção de multi-bandas não simultâneas.....	120
Figura 5.6 – Sinal óptico composto na saída do PBC (saída do MZ2). O par em vermelho (braço inferior) está polarizado verticalmente (V_{pol}), enquanto o par em azul (braço superior) está polarizado horizontalmente (H_{pol}).....	121
Figura 5.7 – Efeito de superposição de bandas.....	123
Figura 5.8 – Espectro do pulso de RF com banda-dupla obtido a partir de um pulso de corrente de modulação empregando apenas uma parábola.....	125

Figura 5.9 – Verificação da linearidade do ‘chirp’ das bandas de RF.....	125
Figura 5.10 – Esboço do sinal de modulação do laser com dois pulsos de corrente.....	126
Figura 5.11 – Montagem experimental para geração de sinais de RF com banda-dupla empregando dois pulsos de corrente de modulação.....	126
Figura 5.12 – Variação da frequência óptica (diminui em relação ao valor de referência) para dois pulsos consecutivos de corrente de modulação.....	127
Figura 5.13 – Em cima: Forma de onda óptica primária (em preto) e sua réplica (em cinza) atrasada no MZ1 (H_{pol}). Embaixo: Réplica da forma de onda óptica após passagem pelo MZ2 (V_{pol}) [15].....	128
Figura 5.14 – Forma de onda de modulação com pulsos de estabilização (em vermelho)....	128
Figura 5.15 – Esquerda: Formas de onda de corrente sem (em preto) e com (em vermelho) pulsos de estabilização. Direita: Estabilização natural do laser (em preto) e estabilização acelerada (em vermelho) [15].....	129
Figura 5.16 – Instante de aplicação do segundo pulso de corrente, após a estabilização acelerada do laser.....	130
Figura 5.17 – Pulsos de corrente de modulação com pulsos de estabilização.....	131
Figura 5.18 – Formas de onda ópticas geradas a partir de pulsos de corrente com estabilização. Em cima: Forma de onda óptica primária (em preto) e sua réplica (em cinza) atrasada no MZ1 (H_{pol}). Embaixo: Réplica da forma de onda óptica após passagem pelo MZ2 (V_{pol}).....	132
Figura 5.19 a) – Bandas ‘S’ e ‘C’	133
Figura 5.19 b) – Bandas ‘S’ e ‘X’	133
Figura 5.19 c) – Bandas ‘S’ e ‘Ku’	134
Figura 5.19 d) – Bandas ‘C’ e ‘X’	134
Figura 5.19 e) – Bandas ‘C’ e ‘Ku’	134
Figura 5.19 f) – Bandas ‘X’ e ‘Ku’	135
Figura 5.20 – Efeito do ajuste de atenuação no VOA para as bandas ‘L’ e ‘C’ (preto – com ajuste de atenuação; vermelho – sem ajuste de atenuação).....	136
Figura 5.21 a) – Bandas ‘S’ e ‘C’ [15].....	137
Figura 5.21 b) – Bandas ‘S’ e ‘X’ [15].....	137
Figura 5.21 c) – Bandas ‘S’ e ‘Ku’ [15].....	137

Figura 5.21 d) – Bandas ‘C’ e ‘X’ [15].....	138
Figura 5.21 e) – Bandas ‘C’ e ‘Ku’ [15].....	138
Figura 5.21 f) – Bandas ‘X’ e ‘Ku’ [15].....	138
Figura 5.22 – Espectros de Potência para os seis pulsos de micro-ondas com banda-dupla gerados por auto-heterodinagem [15].....	139

Lista de Tabelas

Tabela 4.1 – Lista de Equipamentos e Componentes (Banda Única).....	85
Tabela 5.1 – Lista de Equipamentos e Componentes (Banda-Dupla).....	124

Lista de Acrônimos e Abreviaturas

A/D	<i>Analógico/Digital</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AEE	<i>Analizador de Espectro Elétrico</i>
ArbExpress®	<i>Arbitrary Signal Generator Software (Tektronix)</i>
ATT	<i>Attenuator</i>
AFG	<i>Arbitrary Function Generation</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generation ou Arrayed Waveguide Grating</i>
B2B	<i>Back-to-Back</i>
BC	<i>Beam Combiner</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BS	<i>Beam Splitter</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
CETUC	<i>Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro</i>
DCF	<i>Dispersion Compensating fiber</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesizer</i>
DFB	<i>Distributed Feedback</i>
DFB-DL	<i>Distributed Feedback Diode Laser</i>
DLF	<i>Delay Line Filter</i>
DL	<i>Diodo Laser</i>
DR	<i>Dynamic Range</i>
DSB-SC	<i>Double Side Band - Suppressed Carrier</i>
DSO	<i>Digital Oscilloscope</i>
DST	<i>Direct Space-to-Time Shaping</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>

ED	<i>Electronic Driver ou Elemento Dispersivo</i>
EM	<i>External Modulation</i>
ESA	<i>Electrical Spectrum Analyzer</i>
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FI	<i>Frequência Intermediária</i>
FM	<i>Frequency Modulation/Modulator</i>
FRP	<i>Frequência de Repetição de Pulsos</i>
FSR	<i>Free Spectral Range</i>
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i>
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>
GE	<i>Guerra Eletrônica</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus (padrão IEEE-488)</i>
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>
LabVIEW®	<i>Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench (National Instruments)</i>
LACOP	<i>Laboratório de Comunicações Ópticas do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense</i>
LBS	<i>Laser Bias Source</i>
LCFBG	<i>Linearly Chirped Fiber Bragg Grating</i>
LD	<i>Laser Diode</i>
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i>
LPI	<i>Low Probability of Intercept</i>
MATP	<i>Maximum Transmission (Bias) Point</i>
ME	<i>Modulação Externa</i>
MITP	<i>Minimum Transmission (Bias) Point</i>
MLL	<i>Mode-Locked Laser</i>
MPO	<i>Medidor de Potência Óptico</i>

MTI	<i>Moving Target Identification</i>
MWP	<i>Microwave Photonics</i>
MWP-DLF	<i>Microwave Photonic-Delay Line Filter</i>
MWPF	<i>Microwave Photonic Filter</i>
MZI	<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NLC-FBG	<i>Nonlinearly Chirped – Fiber Bragg Grating</i>
NLFM	<i>Nonlinear Frequency Modulation</i>
OEO	<i>Optoelectronic Oscillator (Oscilador Optoeletrônico)</i>
OIL	<i>Optical Injection Locking</i>
OIPLL	<i>Optical Injection Phase-Locked Loop</i>
OPLL	<i>Optical Phase Locked Loop</i>
OPM	<i>Optical Power Meter</i>
OSA	<i>Optical spectrum Analyzer</i>
PC	<i>Polarization Controller</i>
PD	<i>Photodetector/Photodiode</i>
PM	<i>Phase Modulation/Modulator</i>
PM-IM	<i>Phase Modulation – Intensity Modulation</i>
PS-FBG	<i>Phase-Shift Fiber Bragg Grating</i>
PSLR	<i>Peak-Sidelobe Level Ratio</i>
PSP	<i>Phase Stationary Principle</i>
QP	<i>Quadrature Point</i>
RCS	<i>Radar Cross Section</i>
RDS	<i>Radar Definido por Software ou Radio Definido por Software</i>
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SDR	<i>Software Defined Radar ou Software Defined Radio</i>
SFDR	<i>Spurious Free Dynamic Range</i>

SLM	<i>Spatial Light Modulator</i>
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>
SS	<i>Spectral Shaper ou Spread Spectrum</i>
SS-WTTM	<i>Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping</i>
STALO	<i>Stable Local Oscillator</i>
TBWP	<i>Time-Bandwidth Product</i>
TCA	<i>Transconductance Amplifier</i>
TDL	<i>Tunable Delay Line</i>
TEC	<i>Thermoelectric Cooler</i>
TPS	<i>Temporal Pulse Shaping</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VSA	<i>Vector Signal Analyzer</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
WTTM	<i>Wavelength-To-Time Mapping</i>

Lista de Símbolos

$A(t)$ – Função de correção imposta pelo amplificador óptico

c – Velocidade da luz no vácuo

E – Campo elétrico escalar

f – Frequência elétrica

I_B – Corrente de bias do laser DFB

$i_L(t)$ – Corrente de Modulação do laser DFB

I_{th} – Corrente de limiar do laser DFB

L – Comprimento da bobina de fibra óptica no braço de retardo do MZI

P – Potência óptica emitida pelo laser DFB

$T(\nu)$ – Função de transferência do MZI

W – Largura do pulso de corrente de modulação do laser DFB

W_B – Intervalo de batimento

W_C – Largura do pulso de ‘chopper’ ou ‘gate’

α_{ch} – Parâmetro de ‘chirp’

δ – Atraso temporal do pulso de ‘chopper’ ou ‘gate’

$\Delta\lambda$ – Diferença de comprimento de onda

$\Delta\nu$ – Largura de linha ou diferença de frequência óptica

$\Delta\nu_i(t)$ – Desvio instantâneo de frequência óptica

λ – Comprimento de onda

$\phi(t)$ – Fase instantânea dos campos ópticos ou da corrente no fotodiodo

\mathfrak{R} – Responsividade do fotodiodo

τ – Atraso no braço desbalanceado do MZI

$\theta(t)$ – Ângulo total dos campos ópticos harmônicos

ω – Frequência angular

ν – Frequência óptica

Sumário

Dedicatória.....	
Agradecimentos.....	
Resumo.....	
Abstract.....	
Lista de Figuras.....	
Lista de Tabelas.....	
Lista de Acrônimos e Abreviaturas.....	
Lista de Símbolos.....	
Sumário.....	
1 – Introdução.....	27
2 – Geração Fotônica de Sinais de RF.....	37
2.1 – Procedimento geral.....	37
2.2 – Tecnologias de Implementação.....	38
2.3 – Técnicas de Geração Implementadas com Fibras Ópticas	39
2.4 – Descrição Funcional das Técnicas de Geração.....	40
2.4.1 – Heterodinagem.....	40
2.4.2 – Optical Injection Locking (OIL).....	42
2.4.3 – Optical Phase-Locked Loop (OPLL).....	44
2.4.4 – Estrutura Combinada OIL e OPLL (OIPLL – Optical Injection Phase-Locked Loop).....	45
2.4.5 – Modulação Externa (ME).....	46
2.4.5.1 – Geração de Sinais de RF Sintonizáveis Empregando Moduladores de Intensidade.....	47
2.4.5.2 – Geração de Sinais de RF Sintonizáveis Empregando Moduladores Ópticos em Fase.....	49
2.4.5.3 – Modulação Externa – Observações Finais.....	51
2.4.6 – Oscilador Opto-Eletrônico (Opto-Electronic Oscillator – OEO).....	51

2.4.7 – Direct Space-to-Time Pulse Shaping – DSTPS.....	53
2.4.8 – Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping (SS-WTTM).....	56
2.4.9 – Temporal Pulse Shaping (TPS).....	60
2.4.10 – Microwave Photonic Delay Line Filter (MWP-DLF).....	63
2.5 – Sistemas Integrados de Geração de Sinais de RF.....	66
2.6 – Técnicas de Geração de Sinais de RF com Banda-Dupla.....	67
3 – A Técnica de Auto-Heterodinagem.....	68
3.1 – Princípios Básicos.....	69
3.2 – Análise Matemática.....	73
3.2.1 – Modelo do Modulador em Fase.....	73
3.2.2 – Modelo do Modulador em Frequência.....	77
3.2.3 – Equação da Frequência de RF Instantânea a Partir da Montagem Experimental para Geração de sinais de RF por Auto-Heterodinagem.....	78
4 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-Única Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem.....	81
4.1 – Geração de Pulsos com Banda-Única – Descrição da Montagem Experimental.....	81
4.2 – Resultados Experimentais.....	85
4.2.1 – Pulsos de Banda-Única com 12.4 GHz de Largura Espectral.....	86
4.2.1.1 – Verificação da Linearidade do ‘Chirp’ de RF.....	88
4.2.1.2 – Otimização do TBWP (Banda de 12.4 GHz).....	90
4.2.1.3 – Pulsos de Banda-Única com 12.4 GHz – Comentários Finais.....	91
4.2.2 – Condições Teóricas para Obtenção de Valores Máximos para TBWP ou para Largura de Faixa.....	92
4.2.2.1 – TBWP: Descrição/Definição.....	92
4.2.2.2 – Modelo para Otimização do TBWP.....	93
4.2.2.3 – Modelo Quadrático.....	94
4.2.2.4 – Condição para Máxima Largura de Faixa.....	94
4.2.2.5 – Condição para Máximo TBWP.....	96

4.2.2.6 – Verificação Experimental das Condições de Máxima BW e TBWP.....	96
4.2.2.7 – Compromisso entre Máxima BW e Máximo TBWP – Comentários Finais.....	98
4.2.3 – Pulsos de Banda-Única com 23,2 GHz e 26,4 GHz de Largura Espectral.....	99
4.2.3.1 – Banda-Única de 23,2 GHz e TBWP de 68.440.....	100
4.2.3.2 – Verificação da Linearidade do ‘Chirp’ de RF (Banda de 23,2 GHz).....	103
4.2.3.3 – Avaliação da Distorção Harmônica e do Ruído de Fase.....	104
4.2.3.4 – Banda-Única de 26,4 GHz e TBWP de 74.000.....	106
4.2.4 – Bandas de Radar.....	107
4.3 – Vantagens e Desvantagens da Auto-Heterodinagem.....	108
4.3.1 – Vantagens.....	108
4.3.2 – Desvantagens.....	110
5 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem.....	112
5.1 – Geração de Sinais com Banda-Dupla por Auto-Heterodinagem.....	117
5.1.1 – Geração de Pulso de RF com Banda-Dupla Empregando Apenas um Pulso de Corrente como Sinal de Modulação.....	118
5.1.1.1 – Princípio de Funcionamento do Sistema.....	119
5.1.1.2 – Resultados Experimentais com Parábola Simples e Discussões.....	124
5.1.2 – Corrente de Modulação com Duas Parábolas Consecutivas.....	126
5.1.2.1 – Princípio de Funcionamento do Sistema.....	127
5.1.2.2 – Resultados Experimentais com Duas Parábolas e Pulsos de Estabilização.....	132
6 – Conclusão e Sugestões para Futuros Desenvolvimentos.....	140
Referências Bibliográficas.....	146
Anexo A – “Optical Generation and Transmission of Linearly Chirped Microwave Pulses with High Time-Bandwidth Product”.....	155
Anexo B – “Photonic Generation and Transmission of Linearly Chirped Microwave Pulses with High TBWP by Self-Heterodyne Technique”.....	158

Anexo C – “Time-Resolved Spectroscopy for Laser Chirp Characterization and Self-Heterodyne Generation of Apodized-NLFM Microwave Pulses”.....	166
Anexo D – “Optical Self-Heterodyne Generation of Dual-Band Linear Frequency Modulated Microwave Pulses”.....	170

1 – Introdução

A geração, transmissão, detecção e processamento de sinais de RF¹ empregando técnicas de fotônica despertaram grande interesse ao longo das últimas três décadas do século XX, e se intensificaram significativamente no início do século XXI [1-6]. Este crescente interesse na busca de soluções que empregam a fotônica para o projeto e implementação de componentes e sistemas, bem como para a transmissão e recepção de sinais analógicos (e digitais) através de enlaces de fibras ópticas, a curtas e longas distâncias, principalmente na faixa de micro-ondas, levou ao surgimento de uma nova área de pesquisa e desenvolvimento tecnológico denominada *fotônica de micro-ondas*² (*Microwave Photonics - MWP*). Adicionalmente, como já ressaltado, as aplicações não se restringem somente à geração e a transmissão/recepção de sinais, mas também incluem seu processamento, controle e gerenciamento de sua distribuição em simples enlaces e em redes ópticas [5-7].

A fotônica de micro-ondas se beneficia de várias características intrínsecas ao emprego de frequências ópticas (valores elevados, da ordem de 200 THz), e sua propagação em fibras ópticas. Dentre as principais vantagens que estas características proporcionam, pode-se citar, primeiramente com relação ao meio de transmissão, a fibra óptica: banda larga, baixa perda, pequena distorção, imunidade à interferência eletromagnética (ruídos elétricos em geral), diâmetro e peso reduzidos, isolamento elétrica (galvânica) e boa segurança (baixa susceptibilidade à interceptação de informações) [8]. Quanto à geração de sinais, estes podem apresentar ultra-elevada largura de faixa instantânea, elevado produto largura de pulso x largura de faixa (elevado TBWP – Time BandWidth Product), acompanhados de outras importantes propriedades como baixo ruído de fase e grande faixa de sintonia espectral, características desejadas para muitas aplicações que serão apresentadas no próximo parágrafo [8, 9]. Além disso, os sinais de RF podem ser processados através de diversos componentes ópticos como grades de difração, interferômetros, moduladores, amplificadores, controladores de polarização e filtros, entre outros, abrindo inúmeras perspectivas para o projeto e implementação de técnicas alternativas àquelas puramente elétricas [6, 7, 10, 11]. Adicionalmente, as técnicas fotônicas

¹ Nesta dissertação, o termo RF abrange a faixa de frequências de 100 MHz até 300 GHz. Também serão consideradas as seguintes subdivisões: VHF/UHF (100 MHz a 1 GHz), Micro-ondas (1 GHz a 40 GHz) e Ondas Milimétricas (40 GHz a 300 GHz).

² Em geral, as técnicas de fotônica de micro-ondas se estendem também às faixas de VHF/UHF e de ondas milimétricas do espectro de RF, sendo o termo micro-ondas o mais empregado pela comunidade científica.

nos possibilitam gerar sinais simples ou arbitrários³ em todo o espectro de RF, com grande precisão, coerência, estabilidade e flexibilidade, através de circuitos e sistemas compactos (leves e com pequenas dimensões), compatíveis com as técnicas de transmissão de sinais de RF sobre fibras ópticas (RoF – Radio Over Fiber) e que podem, inclusive, ser dinamicamente reconfiguradas por software, técnica conhecida por RDS – Rádio (ou Radar) Definido por Software [5, 8, 9, 12-16]. Por fim, pesquisadores já estão implementando estes sistemas em circuitos fotônicos integrados (PICs – Photonic Integrated Circuits), conforme apresentado em experimentos recentes [6, 7, 17, 18], o que deve expandir significativamente seu emprego em dispositivos, equipamentos e sistemas comerciais no futuro próximo, com a vantagem adicional de viabilizar a implementação de sistemas compactos, leves e com pequenas dimensões, possibilitando também reduções no consumo de energia [8].

Este conjunto de propriedades e técnicas vêm sendo exploradas para criar uma grande quantidade de funcionalidades em sistemas de RF em geral, tanto para aplicações civis quanto militares, particularmente nas áreas de radar e comunicações [2, 3, 5, 12, 19].

Na área de comunicações, a geração de formas de onda arbitrárias, incluindo sinais complexos como ‘doublets’ e sinais para sistemas que empregam a técnica de espectro espalhado (spread spectrum – SS), vêm contribuindo para a obtenção de menores taxas de erros (Bit Error Rate – BER), e para a minimização de interferências multi-caminho nos sistemas sem fio [10, 19, 20]. Adicionalmente, no contexto dos sistemas de transmissão/recepção fotônica de informações, se destacam as redes ópticas integradas com redes sem fio operando em taxas de dezenas de Gbps, como nos atuais sistemas 5G [19, 21], e a interconexão entre estações terrenas de comunicações via satélite através de enlaces de fibras ópticas. Destaca-se que estas aplicações vêm empregando com intensidade crescente a técnica de rádio-sobre-fibra (Radio over Fiber – RoF) [19, 21-24].

Na área de radar, a geração de sinais de RF com banda-simples (single-band radar), banda-dupla (dual-band radar) e até mesmo com mais de duas bandas, denominado radar com bandas-múltiplas (multi-band radar), estão em pleno desenvolvimento, empregando variadas formas de onda de transmissão [9, 12, 14, 25, 26]. Recentemente, em 2014 foi concluído o desenvolvimento do primeiro radar coerente integrando técnicas de fotônica (com banda-única), incluindo testes de campo iniciais, com performance superior aos atuais radares de

³ As formas de onda de RF geradas podem ser sinais mais simples do tipo CW ou pulsados com frequência constante, ou sinais arbitrários. Estes também podem ser CW ou pulsados, com modulação FM linear (Linear FM ou LFM) ou com modulação FM não-linear (Non-Linear FM ou NLFM), entre outros. Isto será discutido com detalhes nos Capítulos 2 e 3.

micro-ondas que operam em frequências acima de 2 GHz [25]. O sistema foi implementado em banda ‘X’ empregando, para a geração de micro-ondas, dois modos longitudinais de um laser ‘mode locked’ (Mode Locked Laser - MLL) e heterodinagem. Este sistema foi ampliado, ainda em 2014, através da introdução de um segundo ‘front-end’, para, pela primeira vez com o auxílio da fotônica, implementar um radar com banda-dupla (bandas S e X) [26], com vantagens e aplicações adicionais sobre o modelo de banda-única, a serem destacadas no Capítulo 5. Desde então, novos trabalhos nesta linha de pesquisa vêm sendo realizados, tornando-se uma importante tendência na evolução destes sistemas [8, 9, 12, 14, 26-29].

Diversos sistemas de radar atualmente em desenvolvimento, tanto na área militar como para aplicações civis, vêm empregando estas novas tecnologias fotônicas que deverão levar, em curto espaço de tempo (poucos anos), ao surgimento de uma geração completamente nova de radares [8, 12, 14, 25, 26]. Os requisitos principais destes sistemas vão desde o aprimoramento de alguns parâmetros e características dos sistemas atuais, bem como à inserção de algumas novidades visando melhorias no seu desempenho geral, além da implementação de novas funções como geração e processamento de imagens, identificação de objetos (objetos móveis e acidentes geográficos) e adaptação de suas características ao cenário de operação do equipamento, através de alterações dinâmicas, por software, dos parâmetros do sinal transmitido (RDS – Radar Definido por Software). As aplicações englobam variados tipos de radares, como por exemplo os de navegação, vigilância (busca de superfície e aérea), busca e acompanhamento (‘tracking’) de vários alvos simultaneamente em duas e três dimensões, Doppler (medidas de velocidade), meteorológicos, de imageamento, controle aéreo no ar e em aeroportos, entre outros de aplicação mais específica, como por exemplo monitoramento de encostas [28]. Dentre os principais requisitos destacam-se:

- Maiores alcances de detecção
- Melhor resolução em alcance/distância
- Refinada discriminação em marcação
- Melhor resolução de velocidade
- Visibilidade em ambientes sujeitos a ‘clutter’⁴
- Transmissões em banda larga com diversidade/agilidade⁵ de frequência

⁴ Clutter – Sinais que retornam ao receptor do radar, refletidos pelo terreno, ondas do mar, nuvens ou chuva, e que provocam interferência na recepção dos alvos e acidentes geográficos desejados.

⁵ Agilidade de frequência – Técnica implementada em alguns sistemas de radar, onde estes alteram rapidamente sua frequência de transmissão, em geral para evitar interferências, intencionais ou não. Difere da diversidade de frequência, onde a informação é transmitida independentemente sobre diferentes portadoras simultaneamente, com o objetivo de prevenir perdas de informações, principalmente devido a efeitos de desvanecimento.

- espalhamento espectral
- reconhecimento de imagens para sistemas de vigilância, através da geração de imagens multiespectrais
- Elevada confiabilidade
- Detecção e acompanhamento em três dimensões
- RDS – Radar Definido por Software (SDR – Software Defined Radar)

Ainda sobre sistemas de radar, o uso da fotônica permite que os sinais de RF sejam distribuídos por redes ópticas (transmitidos e recebidos) do transceptor (transceiver site) para uma ou várias antenas (antenna site), próximas ou distantes, onde é realizada a conversão optoeletrônica/eletro-óptica para transmissão/recepção de sinais ao/do espaço livre. [9, 30, 31]. Esta distribuição óptica torna o sistema mais simples, reduz seu custo global [5], e pode ser estratégico na questão da segurança, pois permite implementar as antenas de radar a quilômetros de distância dos equipamentos de geração, processamento e controle, fazendo as conexões empregando cabos de fibra óptica [8, 9, 25].

Outras aplicações também vêm ganhando destaque, como o desenvolvimento de sintetizadores de micro-ondas no contexto de geração de sinais com banda ultra-larga [32], com potencial aplicação em espectroscopia [33]), detecção coerente [12], instrumentação, análise espectral, imageamento de alta resolução (radar, tomografias, etc.) e sistemas de guerra eletrônica (equipamentos de comunicações, radar e MAE⁶ em geral) [2, 5, 7, 13, 33, 34].

Especificamente para as aplicações na área de radar, principal objetivo deste trabalho, a geração fotônica de pulsos de RF com diferentes características é de grande interesse. Dependendo do tipo de radar, podem ser empregados sinais do tipo CW, CW sintonizáveis ou totalmente arbitrários, com banda-simples, dupla ou múltipla ('single-band', 'dual-band' ou 'multi-band'), incluindo algumas aplicações que demandam elevados valores de TBWP [8, 10, 12, 14, 25, 35-37, 38]. Estes sinais, em geral associados à variação linear (LFM) e não-linear (NLFM) da portadora de RF (modulação FM 'intrapulso'), viabilizam o emprego de técnicas como espalhamento espectral e de compressão de pulsos, incluindo reconfigurações em tempo real, tornando os sistemas tecnicamente mais robustos e eficientes. Adicionalmente, o emprego de pulsos de RF com grande largura temporal (elevada LP - largura de pulso) possibilita a transmissão de maiores valores de energia com menores potências de pico, possibilitando

⁶ MAE - Medidas de Ataque Eletrônico. São equipamentos em geral de emprego militar, utilizados para gerar sinais de interferência ou dissimulação, com o objetivo de reduzir a confiabilidade dos sinais recebidos por radares e/ou equipamentos de comunicação.

reduções de tamanho e custo dos equipamentos. Conforme já mencionado, as aplicações são várias, abrangendo radares de navegação e vigilância de superfície e aérea, que podem incluir técnicas de identificação de alvos móveis (moving target identification - MTI) e de guerra eletrônica, radares Doppler e FM-CW, bem como os radares com emprego bem específico, como os de monitoramento de encostas [5, 12, 27, 28, 39].

O espalhamento espectral, geralmente empregado como uma das Medidas de Proteção Eletrônica⁷ (MPE) implementadas nos radares de aplicação militar, permite dificultar tentativas de interferência intencional, pois o equipamento deixa de ter uma portadora preferencial para emissão dos sinais. Além disso, a distribuição da potência por todo o espectro espalhado reduz bastante a probabilidade de interceptação do sinal por equipamentos de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica⁸ (MAGE).

Na compressão de pulsos, as taxas de compressão são diretamente proporcionais ao TBWP do sinal [40, 41] sendo, portanto, mais elevadas em sistemas fotônicos do que nos sistemas elétricos similares. Isto implica em uma série de vantagens: alto ganho de processamento, menores potências de transmissão, maiores alcances de detecção, obtenção de melhores resoluções em alcance e no processamento de imagens (para radares de imageamento) e melhor controle de interferências multi-caminho, esta última, conforme já mencionado, também com aplicações em telecomunicações [7, 38, 42]. Além disso, pode-se obter menores erros em medidas de velocidade de objetos em rastreamento, devido à melhor precisão e estabilidade na medição de frequências Doppler [8, 38, 43]. Por fim, os pulsos com modulação não-linear (NLFM) podem ser usados para melhorar a discriminação de objetos que estejam muito próximos entre si, além de aumentar a faixa dinâmica útil (dynamic range – DR) do radar [44, 45].

Em resumo, no caso especial de radares de emprego militar, o espalhamento espectral e a compressão de pulso melhoram muitos parâmetros do sistema, como alcance mínimo e máximo de detecção, resolução em velocidade, resolução em alcance, entre outros, além de possibilitar o gerenciamento das frequências e da potência transmitida, o que contribui para reduzir a probabilidade de detecção pelo inimigo e o risco de sofrer interferências intencionais a partir de equipamentos MAE [15, 38, 46], operados pelo referido inimigo.

⁷ MPE – Medidas de Proteção Eletrônica – São técnicas desenvolvidas no campo da Guerra Eletrônica empregadas para garantir a efetiva utilização, pelas unidades amigas, do espectro eletromagnético a despeito do uso de MAE e MAGE⁸ pelo inimigo.

⁸ MAGE – Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica. São equipamentos, em geral de emprego militar, que monitoram o espectro eletromagnético com o objetivo de detectar qualquer tipo de sinal (radar ou comunicações) presente numa determinada área.

Pesquisas mais recentes mostram ainda que a evolução dos sistemas de radar através do emprego da Fotônica para gerar sinais de micro-ondas arbitrários, está possibilitando o surgimento de uma nova geração de equipamentos através do emprego de transmissão de sinais de RF com banda-dupla ('dual-band radars') ou bandas múltiplas ('multi-band radars'), com características multifuncionais bastante promissoras, incluindo grande flexibilidade e reconfigurabilidade [8, 12]. Comparando com os radares convencionais com banda-única, os sistemas de mais de uma banda, através de uma combinação apropriada dos sinais simultaneamente recebidos durante seu processamento (empregando algoritmos de fusão de dados), proporcionam melhor sensibilidade e resolução para a detecção de pequenos objetos, além de significativo aumento do alcance de detecção [8, 38]. Concomitantemente, estes sistemas podem gerar múltiplos sinais coerentes de RF simultâneos e em diferentes frequências, possibilitando a implementação de imageamento multi-espectral com larga aplicação em sistemas de vigilância [8]. Outras funções adicionais de interesse, como o reconhecimento de padrões, acompanhamento ('tracking'), mapeamento, entre outras, também podem apresentar melhor performance a partir do emprego de bandas-múltiplas [8]. De fato, sistemas de radar com banda de RF dupla, com possibilidade de extensão para radares multi-bandas estão em pleno desenvolvimento. Por exemplo, sistemas com banda-dupla empregando fotônica de micro-ondas para geração dos sinais transmitidos já foram construídos e estão em fase de testes de campo [9, 14, 26-28]. Entretanto, estes primeiros sistemas empregam bandas de RF estreitas, da ordem de dezenas de MHz.

Uma extensão destes sistemas que empregue maiores larguras de faixa de micro-ondas em cada banda (da ordem de alguns GHz), pode apresentar eficiência ainda maior, se beneficiando dos algoritmos de fusão de dados, bem como da técnica de compressão de pulso anteriormente mencionados. Por exemplo, esta última pode apresentar uma maior taxa de compressão que, conforme já mencionado, é diretamente proporcional ao TBWP, melhorando ainda mais os parâmetros de detecção do sistema. Assim, para dar suporte ao desenvolvimento destes novos radares, a geração fotônica de pulsos de micro-ondas com banda larga, coerentes e de elevada TBWP é uma alternativa atrativa, senão indispensável para sistemas que busquem empregar frequências das regiões mais elevadas do espectro de micro-ondas e de ondas milimétricas.

Sinais de RF pulsados, com ou sem modulação em frequência ('chirp'⁹), vêm sendo empregados em sistemas de radar e comunicações desde as décadas de 1930 e 1940 [11, 47],

⁹ Um sinal de RF pulsado, cuja frequência varia ao longo da duração do pulso (ou seja, com modulação em frequência), é usualmente denominado de pulso com 'chirp' ('chirped pulse').

com especial atenção à técnica de compressão de pulsos. Tradicionalmente estes sinais são gerados empregando técnicas eletrônicas, geralmente utilizando osciladores controlados por tensão (VCO – Voltage Controlled Oscillators), sintetizadores digitais (DDS – Direct Digital Synthesizers), conversores AD (analógico-digitais ou ADC – Analog to Digital Converters) e dispositivos de ondas acústicas (SAW – Surface Acoustic Wave) [8, 25, 38, 48, 49]. Mais recentemente, circuitos integrados digitais especiais de alta velocidade, como os ‘high-speed large gate-count Field Programmable Gate Arrays (FPGA)’, permitem a geração de sinais do tipo RF-LFM (RF-Linear Frequency Modulation) com alta fidelidade, grande precisão e largura de faixa relativamente larga [50]. Porém, em todos os casos as frequências geradas são limitadas e, mesmo empregando as técnicas mais recentes, os atuais geradores elétricos de sinais arbitrários apresentam limitações em termos de banda e máxima frequência de operação (cerca de 20 GHz [51]), o que não atende às demandas de uma série de novas aplicações para diversos tipos de sistemas, como por exemplo os sistemas de radar, comunicações, imageamento e espectroscopia [38]. Isto se deve principalmente às taxas de conversão analógica-digital, que limitam o valor máximo de frequência, bem como a largura de faixa nos sistemas digitalizados [7, 11] que, se forem muito elevadas, reduzem a precisão dos conversores AD, pois estes necessitam de conversão para frequências mais baixas antes da etapa de amostragem do processo de digitalização na recepção [8, 12]. Além disso, as técnicas elétricas apresentam susceptibilidade à interferência eletromagnética, baixas relações sinal-ruído e altas perdas em sistemas cabeados metálicos, especialmente nas frequências mais elevadas [7].

Técnicas de conversão para frequências mais altas podem ser utilizadas, também com o objetivo de aumentar a banda de RF. Porém, em geral são circuitos complexos, com vários estágios compostos por filtros e amplificadores em cascata, que apresentam limitação de banda de FI (frequência intermediária), dificuldades no casamento de impedâncias, elevado ‘jitter’ temporal e aumento nos níveis de ruídos de amplitude e de fase, devido aos desvios de fase (‘drifts’) dos osciladores locais e do emprego de misturadores eletrônicos com níveis de ruído não desprezíveis [7, 8, 12, 38]. Adicionalmente, a estabilidade dos osciladores locais, que geralmente são incoerentes entre si, diminui rapidamente com o aumento da frequência de RF [8, 12]. Todos estes aspectos contribuem para tornar difícil seu emprego em sistemas coerentes que necessitem elevada sensibilidade nas bandas de frequências mais elevadas (especialmente acima da banda Ku), característica típica de radares de alta performance [8, 12, 38] e de comunicações via satélite de banda larga.

Entretanto, após a invenção dos lasers a semiconductor (diodos laser), fotodiodos rápidos e das fibras ópticas com perdas muito baixas, além de diversos tipos de componentes

ópticos específicos, o emprego de técnicas fotônicas para gerar, transmitir, detectar/receber e processar sinais de RF com formas de onda arbitrárias, elevada precisão e bandas ultra-largas passou a ser uma alternativa promissora para contornar estas dificuldades, possibilitando a geração de sinais com grande flexibilidade e extremamente estáveis, especialmente no que tange às técnicas de geração de frequências muito elevadas (micro-ondas acima de 10 GHz e ondas milimétricas) [7, 11, 13, 19, 25]. O emprego de diodos laser, de pequenas dimensões e peso, é uma alternativa atraente pois viabiliza diversas possibilidades para a geração destes sinais, sendo alguns exemplos citados a seguir:

- Geração de pulsos com duração controlada, da ordem de nanosegundos até vários microssegundos [7, 11, 40, 45];
- Variações intrapulso de frequência linear (LFM - Linear Frequency Modulation) e não-linear (NLFM – Non-linear FM), conhecidos como pulsos com ‘chirp’ linear e ‘chirp’ não-linear, sintonizáveis em ampla faixa de variação de frequências, viabilizando TBWP da ordem de dezenas até centenas de milhares [10 (TBWP = 80.000), 40 (TBWP = 74.000), 48 (TBWP = 120.000)];
- Geração de um pulso incorporando duas ou mais bandas de frequências diferentes, sintonizáveis e simultâneas, de grande interesse para sistemas de radar multi-bandas. [12, 15, 38].

De fato, diversas técnicas especificamente desenvolvidas para a geração fotônica de pulsos de RF vêm sendo reportadas desde a década de 1980 [5]. Esta geração pode ser realizada por diversos métodos e técnicas, algumas específicas para ondas contínuas (CW), outras para ondas arbitrárias, e ainda algumas técnicas mais gerais que podem gerar quaisquer tipos de sinais. Como introdução, pode-se citar algumas das mais importantes [6, 7, 10, 11, 19, 34]:

- Heterodinagem e Auto-Heterodinagem Ópticas
- Optical Injection Locking (OIL)¹⁰
- Optical Phase Locked Loop (OPLL)
- OIPLL (OIL+OPLL)
- Optoelectronic Oscillator (OEO) – Oscilador Optoeletrônico
- Multiplicação de frequências empregando Modulação Externa (ME)

¹⁰ Na maioria dos casos foram mantidos os termos em inglês, por serem usualmente empregados mesmo em teses, dissertações e artigos técnicos redigidos em português.

- Direct Space-to-Time Pulse Shaping (DSTPS)
- Microwave Photonic Delay-Line Filtering (MWP-DLF)
- Temporal Pulse Shaping (TPS)
- Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping (SS-WTTM)

Estas técnicas serão brevemente descritas no Capítulo 2, onde suas possibilidades, aplicações, vantagens, desvantagens, bem como uma sugestão de classificação serão apresentadas. Entretanto, devido a sua simplicidade e flexibilidade, a técnica de auto-heterodinagem foi escolhida para a implementação do sistema fotônico de geração dos pulsos de micro-ondas empregado neste trabalho, e será objeto de estudo detalhado no Capítulo 3.

Para o caso de sinais com banda-dupla, tendo em vista aplicações em radares ‘dual-band’ com elevada largura de banda, pulsos de micro-ondas sintonizáveis e simultâneos com modulação linear de frequência já foram gerados através da técnica fotônica de multiplicação (quadruplicação) de frequências, empregando moduladores Mach-Zehnder em paralelo e multiplexação de polarização [38]. Entretanto, este método requer o uso de geradores (ou osciladores) sintonizáveis de micro-ondas, que por sua vez são utilizados como fontes primárias na montagem experimental.

Dentro deste contexto, este trabalho propõe como objetivo, utilizar pela primeira vez dentro da extensão da pesquisa realizada, uma técnica totalmente óptica, baseada em auto-heterodinagem, para a geração de pulsos de micro-ondas com banda-dupla simultânea e sintonizável. Adicionalmente, os experimentos buscam a obtenção de elevadas larguras de faixa, com amplos produtos largura de pulso x largura de faixa (amplo TBWP), apresentando ainda, em cada banda, modulação linear de frequência (‘chirped’ LFM), tendo em vista sua aplicação em radares fotônicos com banda-dupla (dual-band photonic radars). Os detalhes teóricos e experimentais de todos os procedimentos estão detalhados nos Capítulos 3, 4 e 5 desta dissertação.

A seguir apresenta-se a organização da dissertação por capítulos:

Capítulo 1 – Introdução.

Capítulo 2 – Técnicas de Geração Fotônica de Sinais de RF.

São apresentadas descrições qualitativas das técnicas de geração fotônica de RF mais conhecidas.

Capítulo 3 – A Técnica de Auto-Heterodinagem.

Discute-se detalhadamente a teoria e conceitos fundamentais relacionados à técnica de auto-heterodinagem.

Capítulo 4 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-Única Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem.

São apresentados os experimentos realizados para demonstrar como sinais pulsados de micro-ondas de banda-única podem ser gerados pela técnica de auto-heterodinagem. As vantagens e desvantagens de desta técnica também são avaliadas.

Capítulo 5 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem.

São apresentados os conceitos e os experimentos realizados para demonstrar como sinais pulsados de micro-ondas com banda-dupla podem ser gerados pela técnica de auto-heterodinagem, em conjunto com a multiplexação de polarização.

Capítulo 6 – Conclusão.

São apresentadas as conclusões com relação aos estudos conceituais e os experimentos realizados, assim como algumas sugestões para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa.

2 – Geração Fotônica de Sinais de RF¹¹

A geração de sinais de RF, principalmente os sintonizáveis e de banda larga, utilizando dispositivos eletrônicos (principalmente eletrônica digital), conforme já comentado na Introdução desta dissertação, é atualmente limitada a cerca de 20 GHz [11, 51]. Para atingir valores mais elevados de frequência e de largura de banda, a implementação destes geradores requerem a assistência de circuitos conversores e/ou multiplicadores de frequência e conversores analógico-digitais (A/D) com elevadas taxas de amostragem, procedimentos que levam à degradação do desempenho global do sistema, principalmente em termo da relação sinal-ruído e precisão nas conversões A/D [11, 12, 34].

Uma solução para suplantiar as limitações dos geradores elétricos, é empregar técnicas fotônicas. Estas técnicas apresentam uma série de vantagens sobre seus similares elétricos, pois podem gerar sinais de RF com formas de onda completamente arbitrárias, altamente estáveis, sintonizáveis e reconfiguráveis, em frequências centrais e larguras de faixa instantâneas muito maiores, podendo atingir dezenas, ou até centenas de GHz. Outra característica muito importante desta tecnologia, é a sua compatibilidade com componentes e sistemas que empregam fibras ópticas, tanto para processamento de sinais como para distribuição de informações em grandes quantidades, com baixas perdas, elevada confiabilidade e outras vantagens [1-7, 10-13].

Diversas técnicas para a geração fotônica de sinais de RF vêm sendo pesquisadas desde a década de 1980 [52-54], algumas já bem estabelecidas, outras em desenvolvimento. O objetivo deste capítulo, é apresentar de forma qualitativa, uma descrição das técnicas mais conhecidas e empregadas atualmente. Entretanto, a técnica de auto-heterodinagem, empregada nos experimentos realizados nesta pesquisa para a geração de sinais arbitrários de micro-ondas, será discutida detalhadamente nos Capítulos 3, 4 e 5.

2.1 – Procedimento geral

O procedimento geral para a geração fotônica de sinais de RF pode ser apresentado a partir do diagrama da figura 2.1 [13]. Os sistemas, independentemente da técnica empregada, são implementados a partir de uma fonte de luz, contínua ou pulsada, com apenas um ou com múltiplos comprimentos de onda, uma etapa de processamento de sinal no domínio óptico, e um módulo de conversão opto-eletrônica.

¹¹ Sinais de RF, no escopo desta dissertação, engloba frequências do espectro eletromagnético na faixa de 30 MHz até 300 GHz (VHF até ondas milimétricas).

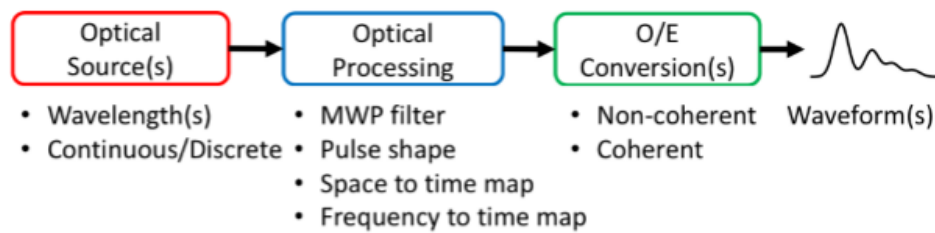


Figura 2.1 – Procedimento geral para geração fotônica de sinais de RF [13].

A etapa de processamento óptico executa, sobre o sinal proveniente da fonte de luz, algumas operações como por exemplo filtragem, modulação, dispersão de pulsos e transformação (mapeamento) de características de distribuição espacial e/ou espectral para o domínio do tempo. O objetivo é impor determinadas alterações em suas características originais, de forma que estas passem a apresentar uma estrutura adequada para posterior conversão ao domínio elétrico.

Existem diferentes possibilidades para implementar estes sistemas, que serão discutidas de forma qualitativa nas próximas seções.

2.2 – Tecnologias de Implementação

A implementação física dos sistemas de geração de sinais de RF pelo procedimento geral apresentado acima pode ser feita com base em três tecnologias [6]: 1) sistemas baseados óptica no espaço livre (FSO – Free Space Optics), 2) sistemas baseados em fibras ópticas e 3) sistemas baseados em circuitos fotônicos integrados (PIC – Photonic Integrated Circuits). FSO, apesar de ser uma técnica bastante flexível e reconfigurável em tempo real, tem como desvantagens sua grande dimensão, elevadas perdas, alta sensibilidade a variações do meio ambiente, além de custos elevados [6, 7, 10, 11]. Já o desenvolvimento de circuitos integrados para geração de RF é relativamente recente (2010 [55]), exigindo componentes dedicados e relativamente complexos [7, 11, 13, 18]. Entretanto, de acordo com o exposto em recentes e importantes conferências na área de fotônica de micro-ondas (Microwave Photonics – MWP), os PICs vem sendo cada vez mais de interesse tecnológico e econômico para o processamento fotônico de sinais de RF. Porém, como o desenvolvimento de circuitos com fibras ópticas é mais simples, com implementação rápida, de baixo custo e bastante flexível, esta é a tecnologia mais empregada atualmente e foi escolhida para as montagens experimentais empregadas neste trabalho. Além disso, para fins de testes de viabilidade, circuitos baseados em fibra usualmente precedem as implementações em PICs. Levando em conta estas considerações, somente as técnicas relacionadas à esta tecnologia serão descritas neste capítulo.

2.3 – Técnicas de Geração de RF Implementadas com Fibras Ópticas

As técnicas conhecidas para geração de sinais, independentemente da tecnologia de implementação, são geralmente classificadas tomando por base o tipo de sinal de RF a ser produzido: 1) Sinal com frequência constante, 2) Sinal com frequência constante, porém sintonizável e 3) Sinal com frequência variável, ou seja, modulado em frequência (FM)¹². Para o terceiro tipo, a variação da frequência pode ser linear (LFM) com uma certa taxa, ou não-linear (NLFM). Neste último caso, as variações podem obedecer a uma função específica, ou mesmo apresentar variação completamente arbitrária¹³.

Diversas arquiteturas para sistemas implementados com fibras ópticas já foram desenvolvidas, com capacidade de gerar quaisquer dos sinais mencionados no parágrafo anterior, seja CW ou arbitrário. Algumas empregam apenas um laser, enquanto outras são implementadas com dois ou mais lasers. Os tipos de laser também variam: Geralmente são empregados lasers de diodo DFB, porém algumas técnicas empregam lasers mais sofisticados, como os lasers ‘mode-locked’ (MLL), Distributed Bragg Reflection – DBR, e lasers com dois comprimentos de onda (dual wavelength lasers) [5, 11]. Os componentes ópticos empregados são também bastante diversificados. Dependendo da técnica escolhida, pode-se utilizar, por exemplo, estruturas do tipo Mach-Zehnder (MZ) operando como interferômetros (MZI) ou moduladores (MZM), linhas de retardo implementadas com grades de Bragg (fiber Bragg gratings – FBG) ou com bobinas de fibra óptica, laços de Sagnac, divisores/combinadores de sinal, multiplexadores/moduladores/combinadores de polarização [5, 7, 11, 38, 56], entre outros. A seguir é apresentada uma lista das principais arquiteturas hoje conhecidas. As próximas subseções apresentam uma descrição funcional de cada uma delas, onde são delineados seus princípios de funcionamento, tipos de sinais que podem ser gerados, e suas vantagens e desvantagens. Exceção é feita para a técnica de auto-heterodinagem que, conforme já mencionado no início deste capítulo, será discutida detalhadamente nos próximos capítulos (3-5).

Principais arquiteturas implementadas com fibras ópticas

As principais arquiteturas empregadas na geração fotônica de sinais de RF baseadas em fibras ópticas encontram-se listadas a seguir. A elaboração desta lista foi baseada nas referências [5-7, 11, 13, 34-36, 57].

¹² Sinais de RF com modulação em intensidade podem também ser produzidos, mas não serão discutidos nesta dissertação.

¹³ A classificação ‘arbitrária’ geralmente abrange todos os tipos de modulação.

- Heterodinagem
- Auto-Heterodinagem
- Optical Injection Locking (OIL)¹⁴
- Optical Phase Locked Loop (OPLL)
- Optical Injection Phase Locked Loop (OIPLL) – (OIL + OPLL)
- Multiplicação de frequências empregando Modulação Externa (ME)
- Oscilador Opto-Eletrônico (Opto-Electronic Oscillator – OEO)
- Direct Space-to-Time Pulse Shaping (DSTPS) ou Direct Space-to-Time Mapping (DSTM)
- Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping (SS-WTTM)
- Temporal Pulse Shaping (TPS)
- Microwave Photonic - Delay Line Filter (MWP-DLF)

2.4 – Descrição Funcional das Técnicas de Geração

Esta seção descreve, de forma qualitativa, vários métodos empregados na geração fotônica de sinais de RF. As técnicas são descritas seguindo a lista apresentada anteriormente sendo que, para cada uma delas, destaca-se as possíveis aplicações e os tipos de sinais que podem ser gerados, como: CW, continuamente sintonizável, arbitrário do tipo LFM, NLFM ou outro tipo, bem como suas vantagens e desvantagens (ruído de fase, complexidade de implementação, planicidade do dos espectros em banda larga, TBWP, taxa de ‘chirp’ de RF, etc.). Entretanto, a partir da Seção 2.4.6, serão descritas as técnicas desenvolvidas especificamente com o propósito de gerar sinais arbitrários.

2.4.1 – Heterodinagem

A técnica mais intuitiva, e possivelmente a mais simples, para geração fotônica de sinais de RF é a heterodinagem [5, 34, 35, 52]. Nesta técnica, dois sinais ópticos, provenientes de dois lasers operando em comprimentos de onda diferentes, são combinados e encaminhados a um fotodetector onde, após passar por um processo de batimento, um sinal de RF na frequência dada pela diferença de frequências ópticas entre os sinais (ópticos) é produzido. A figura 2.2 ilustra este procedimento [35].

¹⁴ OIL, OPLL e ME são variantes da heterodinagem [2].

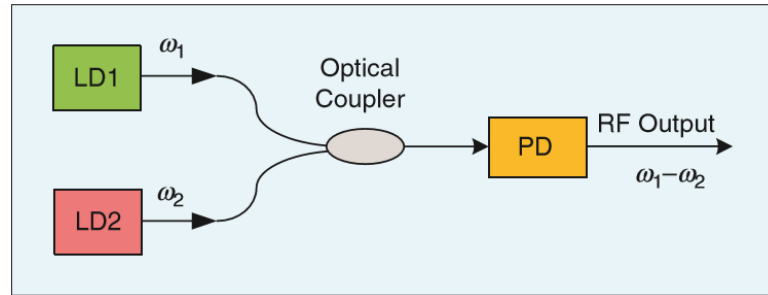


Figura 2.2 - Geração de um sinal de RF empregando a técnica de heterodinação, onde na figura ω representa uma frequência óptica angular [35].

Introduzindo na descrição um breve estudo quantitativo, considera-se que os campos ópticos gerados pelos lasers sejam dados por [58]:

$$E_1(t) = \sqrt{P_1(t)} e^{j(2\pi\nu_1 t + \phi_1(t))} \quad (2.1a)$$

$$E_2(t) = \sqrt{P_2(t)} e^{j(2\pi\nu_2 t + \phi_2(t))} \quad (2.1b)$$

onde P é a potência emitida pela fonte óptica, ν representa uma frequência óptica linear, e os termos $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ representam as fases instantâneas, variantes no tempo, devido ao ruído de fase ou a qualquer modulação em frequência ou em fase eventualmente aplicada a uma das fontes ópticas. Assim, o campo resultante após o combinador óptico será:

$$E_T(t) = E_1(t) + E_2(t) \quad (2.2)$$

Em seguida, este sinal composto é encaminhado ao fotodiodo onde, devido ao fenômeno de batimento, uma foto-corrente elétrica $i(t) = \Re(f) \cdot |E_T(t)|^2$ é gerada, onde $\Re(f)$ é a responsividade do fotodiodo, que é um parâmetro dependente da frequência [59]. Substituindo 2.1a, 2.1b e 2.2 nesta equação, pode-se mostrar que a foto-corrente resultante é dada por [2, 5, 35, 58 e 59]:

$$i(t) = \Re(f) \cdot \left\{ P_1(t) + P_2(t) + 2\sqrt{P_1(t)P_2(t)} \cdot \cos[2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + [\phi_1(t) - \phi_2(t)]] \right\} \quad (2.3)$$

Os dois primeiros termos correspondem à detecção direta dos campos $E_1(t)$ e $E_2(t)$ individualmente e não contribuem para a geração de RF. Já o terceiro termo apresenta o importante fator $\Delta\nu = f_{RF} = (\nu_1 - \nu_2)$, correspondente à diferença entre as frequências ópticas lineares, cujo valor, após cuidadoso ajuste dos sinais ópticos emitidos pelos lasers, produz um sinal de RF na frequência desejada.

O valor desta frequência de RF pode alcançar uma grande porção do espectro (desde MHz até THz), dependendo apenas da faixa de variação de comprimentos de onda dos lasers e

da banda do fotodetector empregado, em geral um fotodiodo. Adicionalmente, a heterodinagem permite que os sinais de RF sejam gerados no modo CW, com modulações FM linear (LFM) ou não-linear (NLFM), ou mesmo com modulações completamente arbitrárias, bastando para isso modular um dos lasers com um sinal de corrente convenientemente escolhido.

Entretanto, esta técnica apresenta uma séria desvantagem [5, 6, 11, 34, 35]: O batimento de dois sinais ópticos gerados por dois lasers independentes e incoerentes (não estabilizados, ou cada um operando em ‘free-running’), irá gerar um sinal de RF com elevado ruído de fase, pois não há correlação entre os termos de fase destes sinais (termo $\phi_1(t) - \phi_2(t)$ na (2.3)). Assim, o processo de batimento irá transferir o ruído de fase dos dois lasers para o sinal de RF.

Na prática, é muito difícil estabilizar as frequências dos lasers DFB para operar com baixos níveis de ruído de fase, e assim obter precisão suficiente para garantir elevada estabilidade e pureza espectral. Devido a esta limitação, algumas técnicas foram desenvolvidas com o objetivo de reduzir o ruído de fase nos sinais de RF gerados. Dentre elas, as mais importantes são [2, 35]: 1) Optical Injection Locking (OIL), 2) Optical Phase-Locked Loop (OPLL), 3) Geração de Micro-ondas empregando Moduladores Ópticos Externos (ME) operando como multiplicadores de frequência e 4) Geração de micro-ondas empregando Osciladores Opto-Eletrônicos (Opto-Electronic Oscillators – OEO). Entretanto, estas técnicas podem ser consideradas variações da heterodinagem, nas quais são incluídos mecanismos apropriados de travamento de fase entre os dois sinais ópticos [34]. Por fim, a auto-heterodinagem, que emprega apenas uma fonte de luz, pode também ser uma solução para este problema, desde que seja empregada uma fonte de luz com largura de linha bastante estreita. Este caso será discutido com maiores detalhes nos próximos capítulos (3-5), que tratam especificamente desta técnica.

2.4.2 – Optical Injection Locking (OIL)

A técnica OIL foi introduzida no início da década de 1980 com o objetivo principal de reduzir o problema de ruído de fase típico dos sistemas heteródinos com lasers a diodo [5, 35, 53]. A técnica é implementada com três lasers, sendo um empregado como ‘mestre’ e os outros dois com ‘escravos’, conforme mostra o diagrama em blocos apresentado na figura 2.3 [5]. O laser ‘mestre’ é submetido a um tom modulante senoidal puro f_m , já na faixa de RF, de forma que o sinal óptico de saída apresenta um espectro de raias típico da modulação FM, ou seja, os comprimentos de onda ópticos das raias laterais resultantes na saída são bastante coerentes e espaçados pelo valor da frequência de modulação f_m . Em consequência, os lasers ‘escravos’

são escolhidos de forma que possuam, cada um, comprimento de onda de operação muito próximo a uma destas raiais, em geral simétricas, por exemplo $\pm\lambda_2$ [5], conforme indicado na figura.

Nesta situação, cada laser ‘escravo’ passa a operar coerentemente, ou seja, na condição de travamento de fase (phase-locked), induzidos pela injeção do sinal do laser ‘mestre’ e passam a funcionar com suas fases correlacionadas. A partir deste ponto, a técnica se assemelha à de heterodinagem, porém com a vantagem de apresentar uma melhor estabilidade do sinal de RF gerado (menor ruído de fase), limitado pelo ruído de fase da própria fonte de RF de referência. Dependendo das componentes espectrais escolhidas, o sinal de RF na saída do detector poderá ter frequências 2, 4, 6 vezes a do sinal de RF de modulação, e assim sucessivamente, ou seja, um múltiplo do valor do sinal de RF de modulação [5]. Uma variação desta técnica, que não será detalhada, realiza, empregando também as raiais laterais em FM de um laser ‘mestre’, o travamento de fase de dois modos longitudinais de apenas um laser ‘escravo’, reduzindo para dois o número de lasers da configuração [54]. Neste experimento, um sinal CW de 35 GHz foi obtido, com uma largura de linha de 3 dB reportada da ordem de apenas 10 Hz.

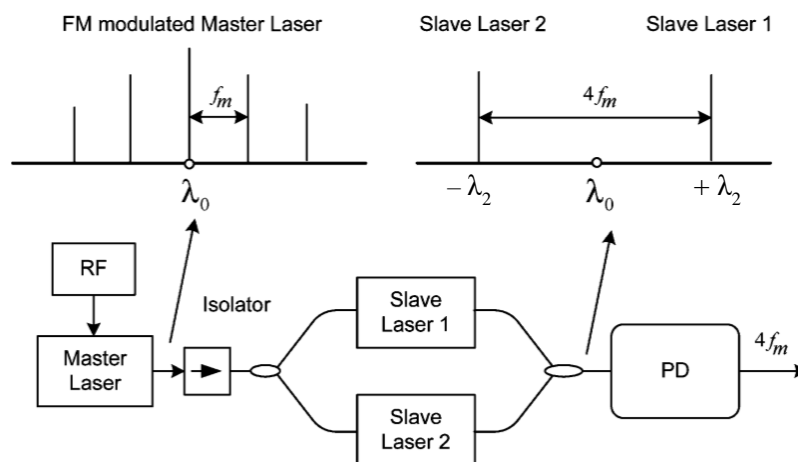


Figura 2.3 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de OIL com um laser mestre e dois lasers escravos [5]. PD – Photodiode

Observa-se que, com esta configuração (e sua variante), a técnica é empregada para geração de sinais de onda contínua. Entretanto, recentemente foi demonstrado que a OIL pode também ser empregada para gerar sinais de RF com ‘chirp’ linear e elevado TBWP [48]. Neste experimento, que também não será detalhado, foi obtido um sinal de micro-ondas com varredura linear em frequências (LCMW – Linearly Chirped Microwave Waveform) de 10 GHz até 22 GHz, com frequência determinada pela intensidade do sinal proveniente do laser

‘mestre’. O TBWP resultante para um pulso de RF de 10 μ s de duração foi de 120.000, ou seja, equivalente a 12 GHz x 10 μ s.

É interessante notar também que o sinal de RF pode ser gerado remotamente, pois o fotodiodo pode ser posicionado após a transmissão dos sinais ópticos através de uma bobina de fibra óptica de extensão relativamente longa (dezenas de quilômetros), agregando a vantagem da distribuição óptica de sinais de RF [35, 40].

2.4.3 – Optical Phase-Locked Loop (OPLL)

Outra solução para atingir a desejada coerência das fases entre os sinais ópticos é empregar uma malha (loop) de controle de fase (PLL – Phase-Locked Loop), onde a fase de um dos lasers é travada à do segundo através de um circuito de realimentação, conforme ilustrado na figura 2.4. Esta técnica é denominada Optical Phase-Locked Loop (OPLL).

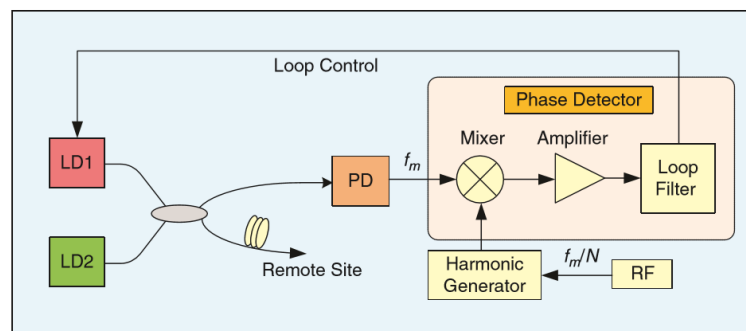


Figura 2.4 – Geração de sinais de RF baseada na técnica OPLL [35].

Inicialmente, um sinal de RF CW é obtido através de batimento por heterodinagem simples no fotodiodo. Em seguida, um detector de fase elétrico compara a fase deste sinal com a de um sinal de RF de referência. Uma eventual diferença de fase entre estes sinais gera uma tensão proporcional à esta diferença (sinal de erro do PLL) que, através da malha de realimentação, é empregada para controlar corrente de injeção de um dos lasers e, conseqüentemente, a fase do sinal óptico gerado [5]. O gerador de harmônicos (GH) tem por finalidade permitir que o sinal de referência tenha frequência mais baixa que a do sinal de RF a ser gerado pelo batimento óptico no fotodiodo. Por exemplo, uma frequência de referência de 15 GHz pode ser empregada para gerar um sinal em 60 GHz através do emprego do quarto harmônico obtido no GH [35].

Dimensionando adequadamente o ganho de realimentação e o tempo de resposta da malha, as flutuações relativas de fase entre os dois lasers são significativamente reduzidas, e a fase do sinal de RF gerado fica coerente com a do sinal de referência. Um sistema implementado

com dois lasers Nd: YAG foi capaz de produzir sinais CW sintonizáveis continuamente desde 6 GHz até 34 GHz, com largura de linha de 1 mHz [5, 60]. Outros experimentos, empregando lasers semicondutores com largura de linha combinada (summed) da ordem de 10 MHz, possibilitaram a geração de sinais de RF com ruídos de fase melhores do que -100 dBc/Hz para o desvio ('offset') de 10 kHz, limitados pelo sinal de referência [2, 61]. Como nos casos anteriores, esta configuração permite também a transmissão e distribuição remota dos sinais.

Desvantagens deste método incluem pelo menos dois requisitos específicos para que um travamento de fase efetivo seja obtido [2, 5, 35]: 1) As larguras de linha dos lasers devem ser relativamente estreitas e 2) Os atrasos de malha para sistemas que empregam lasers semicondutores devem ficar na faixa de sub-nanosegundos. Estes atrasos, que devem ser muito reduzidos para viabilizar o cancelamento das flutuações de fase dos lasers a diodo, exigem o emprego de circuitos miniaturizados [2], inviabilizando assim o emprego destes tipos de fontes ópticas nas aplicações que envolvem distribuição remota de sinais. Com o objetivo de mitigar esta segunda limitação, uma configuração combinada OIL + OPLL foi desenvolvida, e será descrita na próxima seção.

Neste ponto, é interessante mencionar que esta coerência pode ser implementada com apenas um laser do tipo mode-locked (MLL), selecionando qualquer par de modos longitudinais do seu espectro, que intrinsecamente atendem a condição de travamento de fase [25]. Esta solução permite ainda a sintonia dos sinais de RF gerados através da seleção de modos longitudinais com comprimento de onda variável, bem como a introdução de modulação arbitrária, através da modulação de um dos modos do laser [25]. Entretanto, a geração fotônica de RF baseada em MLL produz sinais com banda relativamente estreita, cerca de 20 MHz [14], limitada principalmente pela taxa de repetição do MLL [38].

2.4.4 – Estrutura Combinada OIL e OPLL (OIPLL – Optical Injection Phase-Locked Loop)

Para suplantarmos a necessidade de fabricação de micro-circuitos em sistemas OPLL que empregam diodos laser com larguras de linha relativamente elevadas, deve-se quebrar o requisito de pequeno atraso de propagação introduzido pela malha de realimentação. Uma configuração que soluciona este problema pode ser implementada através da combinação das técnicas de OIL e OPLL, formando um sistema denominado Optical Injection Phase-Locked Loop (OIPLL) [2, 5, 62]. Como pode ser observado na figura 2.5, o sinal óptico proveniente do laser 'mestre' é dividido em duas réplicas, sendo uma delas acoplada ao modulador de Mach-Zehnder (MZM) antes de ser conduzido ao laser 'escravo'. Dessa forma, o laser fica travado

em apenas uma das bandas laterais do espectro gerado pelo MZM, sendo esta a etapa correspondente ao ‘travamento óptico por injeção’ (optical injection locking) do sistema. A réplica do sinal ‘master’, encaminhada pela segunda saída do divisor óptico, é combinada com o sinal produzido pelo laser ‘escravo’, sendo o sinal composto guiado ao fotodiodo. Em seguida, o sinal CW resultante passa pelo PLL, onde as fases deste sinal e do sinal de RF de referência são comparadas, gerando um sinal de tensão de controle (sinal de erro). Por fim, este atua sobre o laser ‘escravo’ para obter o travamento de fase com o sinal do laser ‘mestre’.

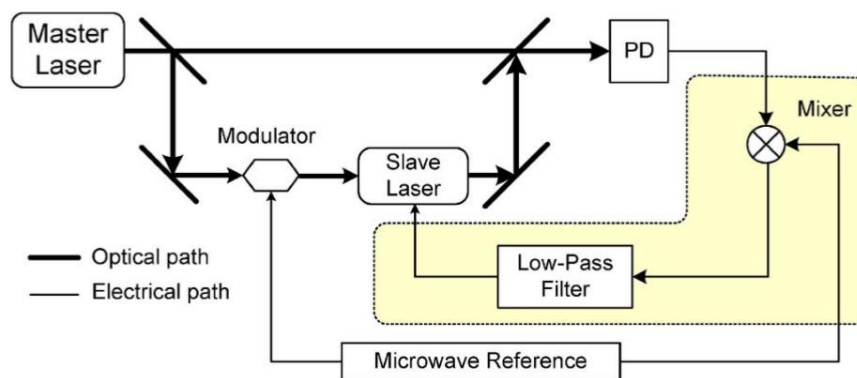


Figura 2.5 – Diagrama genérico de um sistema combinado Optical Injection Phase-Locked Loop (OIPLL) para geração de sinais de RF [5].

Em um experimento realizado através da implementação desta configuração, foram registrados ruídos de fase mais baixos do que os obtidos pela utilização das técnicas de OIL e OPLL individualmente [62]. Empregando diodos laser com largura de linha combinada maior do que 70 MHz, um sinal de RF foi gerado na frequência de 36 GHz, sendo obtidos valores de ruídos de fase melhores do que -92 dBc/Hz, para desvios de 10 kHz. Entretanto, esta configuração apresenta como desvantagem a geração de sinais CW apenas.

2.4.5 – Modulação Externa (ME)

Sinais de RF de alta qualidade podem também ser gerados com o auxílio de moduladores externos [5, 34, 35, 63-67]. Nesta técnica, um sinal de RF de alta frequência é obtido a partir de outro sinal de RF de referência, de frequência mais baixa, valendo-se de um procedimento fotônico de multiplicação de frequências.

As metodologias podem ser divididas de duas formas:

1) Quanto ao tipo de modulador

- Modulador de intensidade, normalmente um modulador do tipo Mach-Zehnder
- Modulador de fase

2) Quanto ao tipo de sinal de referência:

- CW
- CW, porém com sintonia contínua de frequências no domínio elétrico

Em geral, o sinal de RF gerado acompanha as características do sinal de referência. Dessa forma, conforme já indicado acima, tanto sinais de RF de frequência fixa como sinais sintonizáveis podem ser gerados, independentemente do tipo de modulador escolhido. Porém, como será destacado mais adiante, os moduladores de fase possibilitam melhores resultados em termos de estabilidade do sinal de RF gerado.

A geração de sinais de RF com maior flexibilidade, ou seja, com maior controle sobre a frequência de RF a ser gerada, bem como sobre sua banda de sintonia, é de grande interesse para muitos sistemas de radar, especialmente os definidos por software (RDS ou Software Defined Radar – SDR), de espalhamento espectral (spread spectrum – SS) e de rádio definido por software (RDS ou Software Defined Radio – SDR), pois a frequência de operação do equipamento pode ser sintonizada num determinado valor dentro da banda do espectro de RF gerado, e, se desejado, ser continuamente variável ao longo da banda [5, 34]. Entretanto, sistemas que empregam sinais de referência modulados em frequência, que podem gerar sinais de RF com ‘chirp’ em bandas de frequência mais elevadas não foram mencionados em associação à estas técnicas (com moduladores externos) nas referências pesquisadas.

Tendo em vista o parágrafo anterior, e a possibilidade de geração de sinais puramente CW a partir dos circuitos projetados para sinais sintonizáveis, serão descritas apenas duas técnicas referentes a estes últimos, uma para cada tipo de modulador externo.

2.4.5.1 – Geração de Sinais de RF Sintonizáveis Empregando Moduladores de Intensidade

Para descrever esta técnica será considerado um experimento que utiliza um modulador Mach-Zehnder [5, 63]. A descrição do procedimento pode ser acompanhada pela figura 2.6. Inicialmente, um sinal de RF de referência (sinal modulante), é aplicado ao MZM, juntamente com o sinal óptico proveniente do laser. Após sua passagem pelo modulador, o sinal óptico na saída passa a apresentar um espectro característico da modulação em intensidade dos MZM.

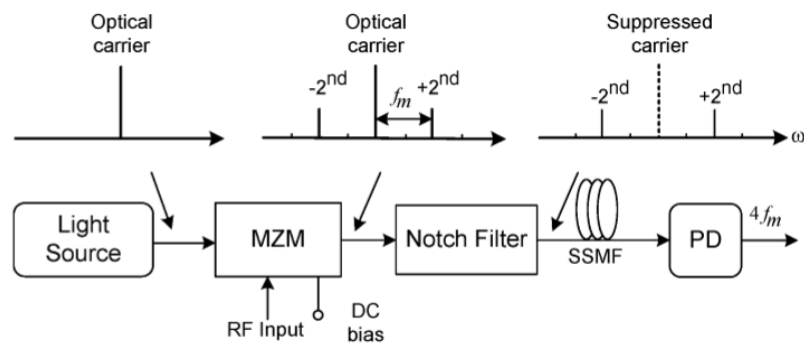


Figura 2.6 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de modulação externa a partir de um modulador de Mach-Zehnder – MZM e um filtro ‘notch’ [5]. SSMF – Standard Single Mode Fiber.

As bandas laterais presentes no espectro, também mostradas na figura, dependem tanto das características do sinal de modulação quanto das características de polarização do MZM. Este segundo aspecto será comentado com maiores detalhes mais adiante. Porém, independentemente do ponto de operação do MZM, estas raias ópticas terão espaçamento em frequência que é um múltiplo da frequência de referência. Ao alcançarem o fotodiodo sucede o processo de batimento típico da heterodinagem, que irá produzir sinais de RF nas frequências-diferença, ou seja, o sinal detectado será um múltiplo da frequência de referência. O fator de multiplicação dependerá das bandas laterais escolhidas para batimento e será sempre um múltiplo par da referência, pois os sinais ópticos selecionados para batimento e encaminhados ao fotodiodo são simétricos em torno da portadora. Por exemplo, tomando um sinal modulante com frequência f_m (sintonizável) e escolhendo as raias laterais $\pm f_m$, a frequência de RF será duplicada, bem como a faixa de sintonia. Se a escolha recair sobre o segundo harmônico ($\pm 2f_m$), teremos $f_{RF} = 4f_m$, e assim sucessivamente. Esta última possibilidade foi a implementada no experimento em questão [5], cujo diagrama é o da figura 2.6.

A escolha do ponto de operação do MZM irá determinar quais sinais do espectro óptico serão suprimidos e quais serão encaminhados a um filtro, ou eventualmente direto ao fotodiodo. Dependendo do sinal de bias, pode-se suprimir as bandas laterais pares ou as ímpares, e inclusive a própria portadora óptica. Os pontos típicos da função de transferência do MZM operando como modulador em intensidade são: 1) Ponto de máxima transmissão de potência (Maximum Transmission Point – MATP; 2) ponto de mínima transmissão de potência (Minimum Transmission Point – MITP; e 3) ponto de quadratura (Quadrature Point – QP).

Para a duplicação de frequências, a supressão da portadora, importante para evitar a geração de frequências indesejadas, é obtida através da polarização do MZM no MITP. Se o requisito for quadruplicar as frequências, as raias laterais de ordem ímpar deverão ser

suprimidas e a polarização do MZM deverá ser no MATP. Entretanto, neste caso a portadora não é suprimida e um filtro óptico ‘notch’ deve ser incluído no sistema.

No experimento que utiliza a polarização MATP e multiplicação por quatro, foi gerado, a partir de um sinal de RF de referência variando na faixa de 8 GHz a 12,5 GHz (banda ‘X’), um sinal na faixa de ondas milimétricas sintonizável de 32 GHz a 50 GHz [5, 34, 63]. A intensidade do sinal de modulação foi ajustada de forma que os harmônicos de quarta ordem sejam fracos o suficiente para não gerar produtos de intermodulação.

É importante notar que esta técnica possibilita a geração de sinais com varredura de frequências, continuamente sintonizáveis, porém incluindo no circuito um filtro de frequência fixa (‘notch’) para suprimir a portadora óptica, conforme já mencionado. Esta é uma vantagem adicional desta configuração, pois o emprego de filtros sintonizáveis torna mais complexa a implementação do sistema, além de serem componentes de custo elevado [5, 63].

Trabalhos recentes reportaram frequências de $8.f_m$, obtendo sinais de micro-ondas com f_{RF} sintonizável de 27,2 a 30,4 GHz, para f_m com sintonia ajustável de 3,4 a 3,8 GHz [35, 64], e até $16.f_m$, obtendo sinais de ondas milimétricas com f_{RF} sintonizável de 32 a 112 GHz, para f_m com sintonia ajustável de 2 a 7 GHz [65]. Porém, para realizar multiplicação por fatores maiores do que quatro vezes, é necessário prover o sistema com mais de um MZM. O primeiro caso ($8.f_m$), empregou dois MZM configurados em série [35, 63], enquanto o segundo ($16.f_m$), empregou uma configuração Dual-Parallel – Dual-Drive – Mach-Zehnder Modulator (DP-DD-MZM) [65, 66].

Entretanto, apesar de melhorar significativamente o problema do ruído de fase dos sistemas heteródinos simples, os sistemas baseados em moduladores de intensidade do tipo MZM apresentam flutuações nos pontos de polarização (bias) da função de transferência (‘drifting’), o que compromete um desempenho otimizado em termos de estabilidade do sinal de RF [5]. Para melhorar este aspecto, soluções empregando moduladores de fase foram desenvolvidas, discutidas a seguir.

2.4.5.2 – Geração de Sinais de RF Sintonizáveis Empregando Moduladores Ópticos em Fase

A geração de sinais de RF empregando moduladores de fase (PM – Phase Modulators) busca resolver o problema de estabilidade dos sinais gerados por modulação em intensidade, resultante do ‘drifting’ dos pontos de operação dos MZM comentados na seção anterior. A principal característica que viabiliza esta solução é que os PM não requerem polarização DC para sua operação. Em contrapartida, o espectro dos moduladores de fase é completo, ou seja,

inclui a portadora e todas as raias laterais. Assim, a supressão da portadora e de componentes espectrais indesejadas deve ser efetuada por filtragem óptica, em geral empregando grades de Bragg [5, 67]. A figura 2.7 apresenta o diagrama de um experimento implementado com esta técnica.

A modulação da portadora óptica, como no caso anterior, é feita por um sinal de RF de referência que, da mesma forma, pode ser CW ou de frequência sintonizável. Porém, neste procedimento, o espectro óptico resultante na saída do modulador é PM, e inclui, conforme já mencionado, a portadora e todas as raias laterais. Dessa forma, o sinal modulado é encaminhado a um filtro óptico de grade de Bragg em fibra óptica (Fiber Bragg Grating – FBG) para suprimir a portadora. Para tornar a filtragem mais eficiente, o laser empregado é sintonizável, de forma a emitir exatamente na frequência de máxima atenuação do filtro. Após o filtro, de forma similar aos casos anteriores, o sinal óptico composto é encaminhado ao fotodiodo para geração do sinal de RF.

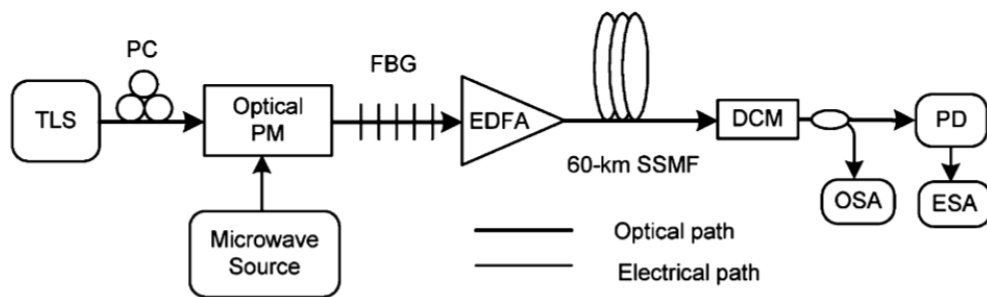


Figura 2.7 – Geração de sinais de RF empregando a técnica de modulação externa a partir de um modulador óptico em fase – PM [5]. TLS – Tunable Laser Source; FBG – Fiber Bragg Grating; SSMF – Standard Single Mode Fiber; DCM – Dispersion Compensating Module; PD Photodiode; OSA – Optical Spectrum Analyser; ESA – Electrical Spectrum Analyser

A análise teórica realizada neste trabalho [67], confirmada experimentalmente, mostra que o sinal óptico PM com a portadora suprimida produz, após detecção no fotodiodo, somente componentes espectrais de RF de ordem par. No experimento realizado empregando o diagrama da figura 2.7, foram gerados sinais na faixa de ondas milimétricas, a partir de um sinal de modulação variando (sintonizado continuamente) de 18,8 GHz a 25 GHz. Devido a presença de todas as raias PM, foram produzidos simultaneamente, portanto em banda-dupla, sinais com duplicação e quadruplicação de frequências, com faixas sintonizáveis de 37,6 GHz a 50 GHz e de 75,2 GHz a 100 GHz com elevada estabilidade de frequência e largura de linha bastante estreita (aproximadamente 5 Hz em 49 GHz) [67]. A amplitude do sinal de modulação foi controlada para limitar o espectro até o quarto harmônico.

2.4.5.3 – Modulação Externa - Observações Finais

Uma desvantagem associada aos circuitos de geração fotônica de RF que empregam modulação externa é a necessidade de um sinal de referência, em geral já na faixa de micro-ondas, para ser multiplicado. Adicionalmente, estas técnicas não geram sinais arbitrários, mas apenas sinais CW e sinais continuamente sintonizáveis. Entretanto, pode empregar um único laser, bem como gerar sinais de RF com banda-dupla.

Por fim, conforme pode ser também observado nas figuras 2.6 e 2.7, a transmissão remota é também uma possibilidade para estes sistemas, uma perspectiva para todos os sistemas baseados na técnica de heterodinagem, exceto o OPLL.

2.4.6 – Oscilador Opto-Eletrônico (Opto-Electronic Oscillator – OEO)

Conforme mencionado na Seção 2.4.1, as técnicas de OIL, OPLL, OIL + OPLL e ME são variantes da heterodinagem, com o objetivo de melhorar o desempenho do circuito em termos de estabilidade e ruído de fase do sinal de RF gerado. Nesta seção será abordada a técnica do Oscilador Opto-Eletrônico (OEO¹⁵), desenvolvida com este mesmo objetivo, porém empregando uma metodologia diferente destas anteriores em pelo menos três aspectos: 1) quanto a forma de processamento do sinal óptico; 2) pelo fato de não necessitar de um sinal de RF de referência; e 3) por não empregar heterodinagem antes de estabelecido o início da oscilação.

Originalmente proposta em 1996 para gerar apenas sinais CW [68], esta técnica evoluiu para se tornar uma solução bastante promissora para a geração de sinais de RF em geral, sendo atualmente capaz de gerar tanto sinais sintonizáveis [69] como arbitrários [70], incluindo, neste último caso, sinais com ‘chirp’ linear e elevado TBWP (da ordem de 1.000) [71]. Além disso, estão em desenvolvimento projetos de circuitos integrados fotônicos de silício para estes osciladores, visando a implementação de sistemas compactos para diversas aplicações [72].

A descrição da técnica será baseada na referência [35], e incluirá apenas o princípio básico de operação de um OEO para geração de sinais CW altamente estáveis e com baixo ruído de fase, cujo diagrama pode ser visualizado na figura 2.8.

Este OEO consiste em um diodo laser (DL) e uma malha de realimentação responsável por criar as condições de oscilação do circuito. Para garantir esta condição, o ganho desta malha de realimentação deve superar suas perdas. Assim, um amplificador de RF (EA – Electronic

¹⁵ Nesta dissertação será empregada a sigla do termo em inglês: Opto-Electronic oscillator – OEO.

Amplifier) foi incluído no circuito. Entretanto, para obter um sinal com baixo ruído de fase, principal objetivo da técnica, verificou-se que uma outra condição deve ser imposta: o caminho óptico deve ser bastante longo, da ordem de alguns quilômetros a dezenas de quilômetros [35, 73].

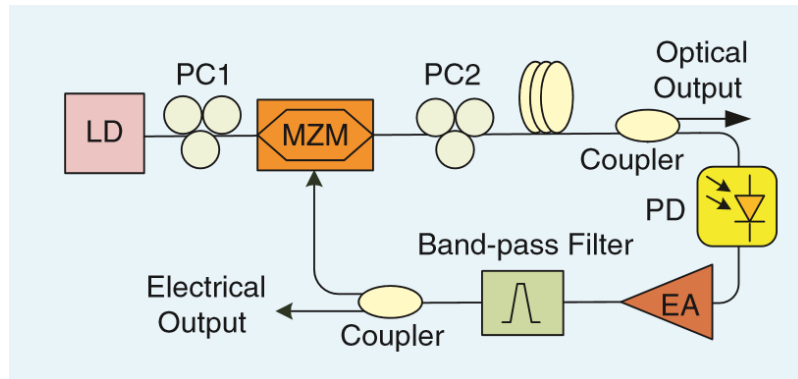


Figura 2.8 – Geração de sinais de RF empregando a técnica do Oscilador Optoeletrônico [35].
LD – Laser Diode; PD – Photodiode; MZM – Mach Zehnder Modulator

Porém, como caminhos ópticos longos admitem a existência de inúmeros modos de oscilação muito próximos entre si, posicionou-se, após o EA, um filtro de micro-ondas com elevado fator de qualidade (fator Q) e banda passante extremamente estreita, para garantir que o oscilador opere em apenas uma frequência. Fechando a malha, o sinal de micro-ondas é encaminhado a um MZM, onde será criado um espectro de raias na frequência de interesse, que será novamente encaminhado ao PD. Assim, o sinal de RF desejado é novamente amplificado e filtrado, possibilitando a geração de um sinal com elevado grau de estabilidade e baixo ruído de fase, encaminhado à saída através do acoplador elétrico.

O trabalho original de 1996 indicou a possibilidade de geração de sinais com frequências de até 75 GHz extremamente estáveis, com ruídos de fase menores do que -140 dBc/Hz para um ‘offset’ de 10 kHz [68].

OBSERVAÇÃO:

As próximas seções tratam especificamente de técnicas desenvolvidas para a geração de sinais arbitrários. Sinais de RF com formas de onda arbitrárias, especialmente aquelas do tipo LFM e NLFM, são amplamente utilizadas em diversos equipamentos e sistemas, principalmente nas áreas de radar, comunicações, imageamento, espectroscopia e instrumentação. A geração fotônica destes sinais tornou-se uma solução imprescindível para os sistemas que requerem frequências muito elevadas, com grande largura de faixa, elevados TBWP, flexibilidade de sintonia, reconfigurabilidade por software, entre outros atributos que serão abordados oportunamente ao longo desta dissertação.

Existem pelo menos cinco técnicas que viabilizam especificamente a geração de sinais arbitrários¹⁶ [7, 11, 13, 57]: 1) Direct Space-to-Time Pulse Shaping (DSTPS) ou DST Mapping (DSTM), 2) Spectral Shaping and Wavelength-To-Time Mapping (SS-WTTM) ou Spectral Shaping and Frequency-To-Time Mapping (SS-FTTM), 3) Temporal Pulse Shaping (TPS), 4) Microwave Photonic - Delay Line Filter (MWP-DLF) e 5) Auto-Heterodinagem. As próximas seções apresentam uma descrição qualitativa das quatro primeiras, destacando a forma como são empregadas para geração de pulsos de micro-ondas com ‘chirp’ e com codificação de fase (phase-coded). A auto-heterodinagem, conforme já mencionado, é tratada com detalhes nos Capítulos 3 a 5. Adicionalmente, é importante mencionar que a técnica do OEO, descrita na seção anterior, que originalmente gerava apenas sinais CW e sinais CW sintonizáveis, recentemente evoluiu para produzir também sinais arbitrários [70, 71].

2.4.7 – Direct Space-to-Time Pulse Shaping – DSTPS

A geração de sinais arbitrários empregando a técnica ‘Direct Space-to-Time Pulse Shaping – DSTPS’, desenvolvida no início dos anos 2000 [74], pode ser realizada a partir da geração de uma sequência de pulsos ópticos com espaçamento temporal variável, que em seguida é encaminhada a um conversor opto-eletrônico (normalmente um fotodiodo) para produzir frequências no espectro de RF [11, 75]. A figura 2.9 apresenta um diagrama genérico para implementação desta técnica. Inicialmente, um pulso óptico ultra-estrito, gerado por um laser pulsado (em geral um laser mode-locked [75]) é encaminhado a um formatador de pulsos ópticos (optical pulse shaper), com o objetivo de produzir na saída uma sequência de pulsos ópticos com espaçamentos temporais que podem ser crescentes, decrescentes ou mesmo aleatórios.

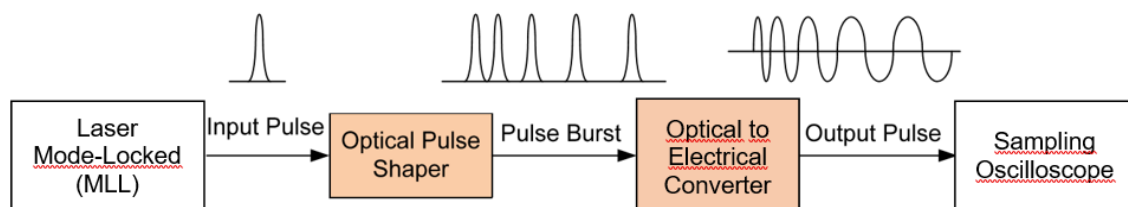


Figura 2.9 – Diagrama genérico para geração de sinais de RF arbitrários empregando a técnica Direct Space to Time Pulse Shaping – DSTPS [11, 75].

¹⁶ Na maioria dos casos serão empregados os termos utilizados pela língua inglesa.

O componente principal neste esquema é o formatador de pulsos, usualmente um ‘arrayed waveguide grating’ (AWG) nos sistemas implementados com fibras ópticas, e apresentado na figura 2.10.

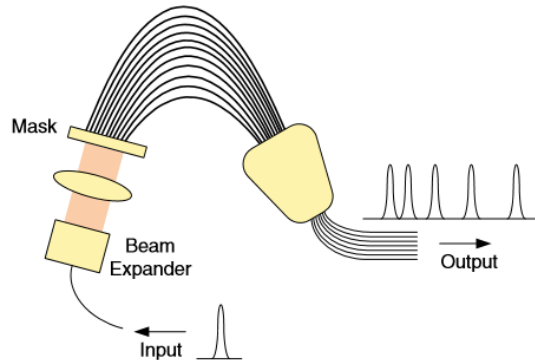


Figura 2.10 – Formatador de pulsos (pulse shaper) implementado com um AWG [11].

O pulso curto proveniente do laser é acoplado à entrada do AWG que, devido aos diferentes atrasos temporais impostos pelos caminhos ópticos de comprimentos diferentes, constrói uma sequência de pulsos idênticos na saída, porém com determinados espaçamentos temporais entre eles, ilustrados como crescentes nas figuras 2.9 e 2.10. Porém, este espaçamento temporal entre os pulsos pode ser controlado pela colocação de uma máscara posicionada após a expansão do pulso luminoso original, que bloqueia a passagem de luz através de alguns guias ópticos selecionados.

Observa-se que na saída do AWG a sequência de pulsos ópticos passa a apresentar uma modulação do tipo PPM (figuras 2.10 e 2.11), que possui um espectro de bandas laterais bem característico, cujo esboço está representado na figura 2.11 [11, 76]. Em seguida, estes pulsos são convertidos num sinal elétrico por um fotodiodo e podem ser analisados num osciloscópio de amostragem [75]. Devido a limitação de banda do fotodiodo, ele funciona também como um filtro de micro-ondas passa-faixa, onde as frequências mais elevadas contidas na sequência de pulsos são descartadas, resultando no sinal de RF contido na primeira banda lateral, conforme também ilustrado na figura 2.11, que novamente apresenta a situação para ‘chirp’ crescente [11, 76].

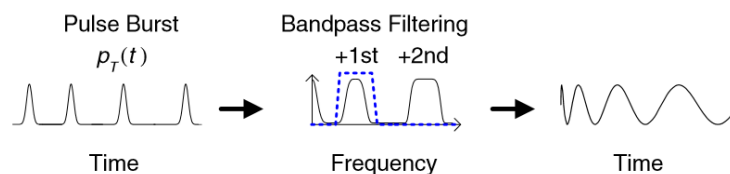


Figura 2.11 – Geração de um sinal de micro-ondas com ‘chirp’ a partir de um trem de pulsos ópticos com espaçamentos variáveis (após passagem pelo AWG) [11, 76].

Se o espaçamento entre os pulsos for idêntico, o sinal de RF será CW. Este caso pode ser observado na figura 2.12, onde um pulso de ondas milimétricas em aproximadamente 48 GHz foi gerado a partir de seis pulsos ópticos espaçados de aproximadamente 20 ps [75].

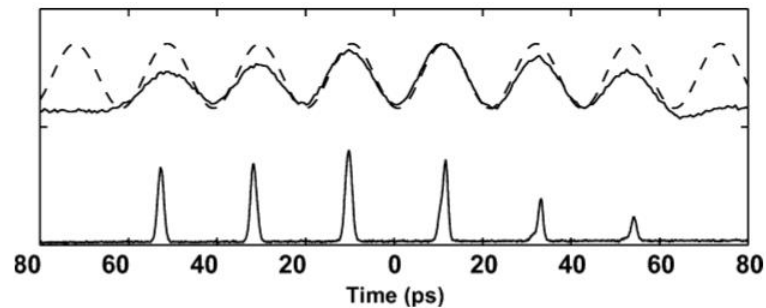


Figura 2.12 – Tom quase puro em onda milimétrica em aproximadamente 48 GHz, gerado por uma sequência de pulsos ópticos com período de 20 ps. A linha tracejada apresenta um 'fitting' senoidal do sinal [75].

A possibilidade de variar o espaçamento entre os pulsos na saída do AWG possibilita a geração de sinais modulados em frequência ou em fase [75]. A figura 2.13 apresenta o resultado de um experimento que empregou pulsos com espaçamentos variáveis com o objetivo de produzir um sinal modulado em frequência. Neste experimento, três pulsos espaçados de aproximadamente 20 ps são seguidos de dois pulsos espaçados de aproximadamente 40 ps. Neste experimento foram empregados pulsos de pré-distorção, observáveis principalmente nos espaçados por 40 ps, com o objetivo de obter equalização em amplitude do sinal de RF. O resultado é uma forma de onda exibindo 3 ciclos em aproximadamente 48 GHz, e dois em 24 GHz [75].



Figura 2.13 – Tom com 'chirp' em ondas milimétricas com modulação em frequência gerado por uma sequência de pulsos ópticos. Os três primeiros pulsos geram um sinal em aproximadamente 48 GHz, enquanto os dois últimos geram um sinal de aproximadamente 24 GHz [75].

Desvantagens desta técnica incluem a geração de pulsos estreitos, da ordem de picosegundos a nanosegundos, conforme pode ser observado nas figuras 2.12 e 2.13 [75, 76], e a dificuldade de reconfiguração da máscara de controle do espaçamento entre os pulsos. A primeira limitação restringe o emprego desta técnica para a maioria dos sistemas de radar, que empregam pulsos da ordem de microssegundos.

2.4.8 – Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping (SS-WTTM)

A geração arbitrária de pulsos de RF empregando a técnica ‘Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping’ (SS-WTTM), de forma similar a técnica DSTPS, pode ser obtida a partir de uma fonte de luz emitindo pulsos ultra-curtos, que em seguida passam por um procedimento de formatação. Entretanto, no presente caso, esta formatação ocorre no domínio da frequência óptica, através do emprego de um filtro óptico, sendo o componente genericamente denominado ‘spectral-shaper’ (SS). A principal função do SS é modificar o espectro da luz emitida pelo laser, conforme será detalhado mais adiante. Esta técnica é bastante flexível, e proporciona uma melhor performance em termos da complexidade do sinal de RF gerado [7].

A figura 2.14 apresenta um diagrama genérico para implementação desta técnica, que inclui também um componente dispersivo, que pode ser um trecho de fibra óptica que apresente dispersão no comprimento de onda de operação ou uma grade de Bragg com espaçamentos variáveis (‘chirped’). Finalizando o sistema, emprega-se um fotodiodo para a conversão ao domínio elétrico.

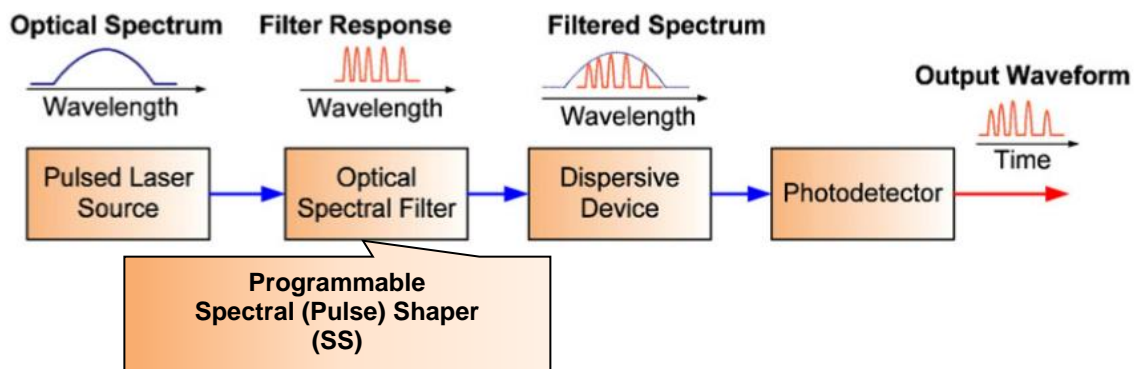


Figura 2.14 – Diagrama esquemático para geração de sinais arbitrários de RF empregando a técnica ‘Spectral-Shaping and Wavelength-To-Time Mapping’ SS-WTTM. (Adaptada de [7, 11]).

O componente principal desta técnica é o SS. Este deve ser projetado para apresentar uma resposta em amplitude cujo espectro (formatado na saída do SS) tenha exatamente a forma do espectro desejado para o sinal de RF na saída do sistema. Conforme já mencionado, a formatação realizada pelo SS é implementada por um filtro óptico. Dependendo do tipo de sinal de RF desejado, CW ou com ‘chirp’ (linear ou não linear), o FSR (free spectral range) deste filtro pode ser constante (CW) ou variável (‘chirp’), podendo inclusive ser programável [7]. Um componente muito empregado para implementar este tipo de filtro é a grade de Bragg em fibra óptica, usualmente, porém não exclusivamente, com espaçamentos variáveis do tipo ‘chirp’ linear (LCFBG – Linearly Chirped Fiber Bragg Grating). Com efeito, este componente

pode ser projetado para apresentar uma resposta em frequência arbitrária, viabilizando seu emprego para a geração de formas de onda de RF arbitrárias [6].

A função de mapeamento do espectro do sinal no domínio do tempo é implementada pelo elemento dispersivo. Neste componente, cada comprimento de onda sofre um atraso diferente, fazendo com que cada um deles atinja o fotodiodo em instantes distintos, ‘mapeando’ assim o espectro óptico no tempo. Sua ação, que resulta no procedimento denominado WTTM, está ilustrada na figura 2.15. O meio dispersivo, que pode ser um trecho de fibra óptica dispersiva ou também um FBG, estende o pulso óptico no tempo, de forma que o espectro na sua saída seja uma versão em escala do espectro impresso no pulso pelo SS.

Conforme pode ser observado na figura, se um pulso retangular for aplicado na entrada do componente, sua resposta temporal (saída) será uma função ‘sinc’. Entretanto, os espectros do pulso e da função ‘sinc’ são similares, ou seja, o envelope do espectro de potência de saída do elemento dispersivo é proporcional ao envelope do espectro do sinal na entrada, proveniente do SS. Estes espectros estão ilustrados em vermelho na figura 2.15. Dessa forma, o espectro formatado no SS é transferido para a saída do sistema. Uma ilustração do mapeamento do espectro no tempo pode ser vista na figura 2.16 [7].

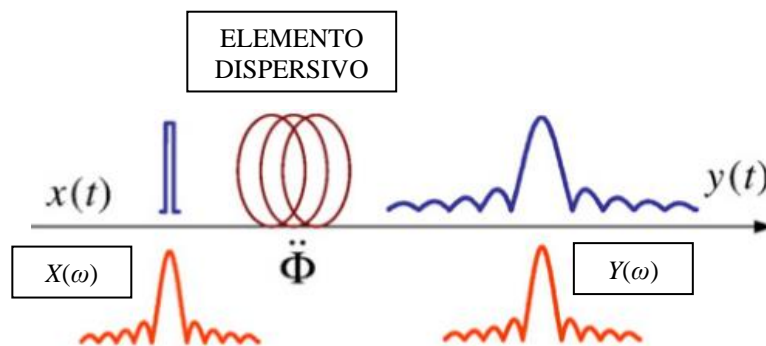


Figura 2.15 – Ação do elemento dispersivo sobre o sinal óptico, após sua formatação espectral no SS [11].

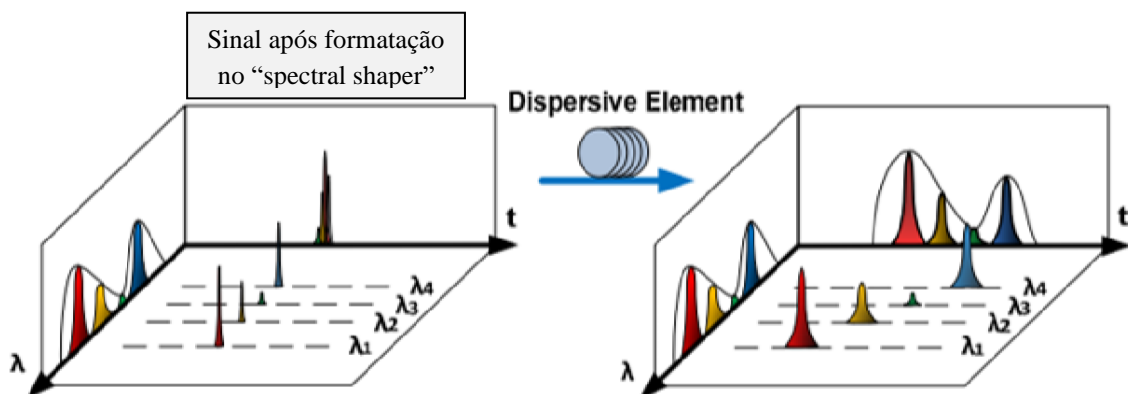


Figura 2.16 – Princípio básico do processo WTTM realizado por um elemento dispersivo [7].

A figura 2.17 da esquerda apresenta um exemplo de implementação da técnica para geração de um sinal de RF com ‘chirp’ linear (LCFM). Esta configuração emprega um LCFBG que exerce as duas funções básicas da técnica: SS e WTTM. As respostas em amplitude e fase (atraso de grupo) estão mostradas na figura da direita, onde o fotodiodo opera também como um filtro de RF (limitação em banda). A desvantagem desta solução é a flexibilidade restrita, pois os LCFBG usuais não podem ser alterados após sua fabricação.

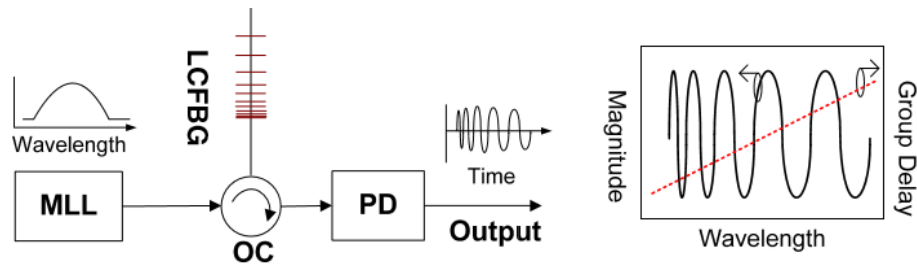


Figura 2.17 – Diagrama a esquerda: SS-WTTM empregando MLL e um LCFBG com dupla função: Realizar a formatação do espectro (SS) e seu mapeamento no domínio do tempo (WTTM). As respostas em amplitude e fase são apresentadas no gráfico da direita [11].

MLL – Mode-Locked Laser; LCFBG – Linearly Chirped Fiber bragg Grating;
OC – Optical Circulator; PD - Photodetector

Buscando melhorar este aspecto, outro experimento, agora empregando o elemento dispersivo separadamente, implementou o SS utilizando uma grade de Bragg gravada numa fibra co-dopada com erbium–ytterbium (Er/Yb) em conjunto com um MZI. A figura 2.18 mostra o diagrama deste sistema. Este esquema possibilita a geração de sinais de RF com ‘chirp’ linear sintonizáveis, através de bombeamento do LCFBG por intermédio de um diodo laser, o que possibilita a implementação de um filtro com FSR variável [77]. Adicionalmente, este esquema possibilita o controle do tipo de ‘chirp’, se crescente ou decrescente, através da interferência temporal entre dois pulsos ópticos na saída de um MZI desbalanceado [77].

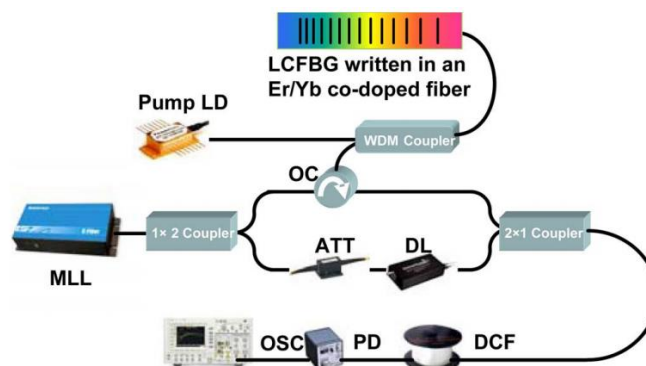


Figura 2.18 – Esquema para geração de pulsos de RF com ‘chirp’ por SS-WTTM, empregando um LCFBG gravado em fibra co-dopada com erbium–ytterbium (Er/Yb) [77].

MLL – Mode-Locked Laser; LCFBG – Linearly Chirped Fiber bragg Grating; LD – Laser Diode;
ATT – Attenuator; OC – Optical Circulator; DL – Delay Line; DCF – Dispersion Compensating Fiber; PD – Photodetector; OSC – Oscilloscope

A técnica SS-WTTM vem sendo bastante empregada por pesquisadores, principalmente devido a sua simplicidade, baixo custo, possibilidade de realização de SS programáveis e flexibilidade de implementação [7, 10, 36]. Quanto a este último aspecto, por exemplo, as limitações dos sistemas que empregam as LCFBG convencionais, como dificuldades para reconfigurar o sistema e geração de pulsos muito estreitos (da ordem de ns [7, 10, 11, 36, 57]), dificultam seu emprego na maioria dos sistemas de radar e outras aplicações. Para suplantarem estas desvantagens, esta técnica vem sendo implementada com outras configurações, com o objetivo de viabilizar seu emprego nas novas gerações de sistemas e equipamentos.

Uma solução é efetuar a implementação através de um ‘loop’ de Sagnac que incorpora uma linha de retardo sintonizável (tunable delay line – TDL) [11]. Esta configuração permite pequenos ajustes na taxa de ‘chirp’ e na sintonia da frequência central do sinal de RF [11, 36].

Outros trabalhos apresentam sistemas que permitem um grau maior de reconfigurabilidade. Esta funcionalidade geralmente é implementada através do emprego de tipos especiais de SS, como por exemplo o LCFBG gravado em Er/Yb citado anteriormente. Em outro trabalho, a realização de um filtro óptico empregando uma grade de Bragg do tipo ‘tilted’ (‘tilted fiber Bragg grating’ - TFBG)¹⁷ permite a geração de um sinal de micro-ondas com ‘chirp’ continuamente sintonizável [78]. Em outra configuração, um SS foi integrado em substrato de silício, construído com micro-anéis ressonadores, que podem ser termicamente controlados para reconfigurar a forma de onda de RF [79]. Esta última solução, além de gerar pulsos com largura de banda ultra-larga, tem ainda as vantagens de reduzir o volume do componente (‘chip-scale’) e aumentar a estabilidade do sistema [36, 79].

Entretanto, estas soluções não resolvem o problema da largura de pulso estreita. Assim, para sistemas que requerem elevados valores de TBWP, outras técnicas devem ser empregadas. Recentemente, uma técnica combinando WTTM e repetição pulso a pulso dos pulsos de RF estreitos gerados (pulsos base), demonstrou a possibilidade de formar um novo pulso longo (formado por uma sequência de pulsos base), com largura temporal na faixa de microssegundos, atingindo um TBWP de 80.000 (pulsos de 4 μ s com banda de 20 GHz) [7, 10]. Nesta técnica destaca-se também a flexibilidade de gerar sinais com largura temporal controlada, programando o número de pulsos base que compõem a sequência final.

¹⁷ Um TFBG é diferente de um FBG tradicional pois a variação do índice de refração apresenta uma inclinação em relação ao plano transversal da fibra óptica (‘tilted angle’). Esta construção resulta em múltiplas ressonâncias no seu espectro de transmissão, que passa a apresentar picos múltiplos com espaçamentos não uniformes entre si. Através de controle externo, as respostas em amplitude e dos atrasos de grupo dos modos de ressonância podem ser alteradas, e isto pode ser empregado para implementar um filtro fotônico de micro-ondas sintonizável, baseado em linha de retardo (Tilted Fiber Bragg Grating-Delay Line Filter – TFBG-DLF) [78].

2.4.9 – Temporal Pulse Shaping (TPS)

Nas técnicas DSTPS e SS-WTTM, descritas anteriormente, foram apresentadas duas formas de formatação dos pulsos ópticos primários, preparando-os para a posterior geração de sinais de RF arbitrários: 1) controle do espaçamento espacial/temporal dos pulsos e 2) introdução de modificações do seu espectro. Nesta seção será introduzida uma terceira forma, denominada “Formatação Temporal de Pulsos” (Temporal Pulse Shaping – TPS), onde são introduzidas alterações na própria forma do pulso no domínio do tempo.

Da mesma forma que as demais as técnicas abordadas neste capítulo, a TPS é uma técnica bastante atrativa pois pode gerar formas de onda de RF arbitrárias a partir de um sistema baseado em fibras ópticas e componentes associados, com possibilidades de reconfigurabilidade em tempo real [80-82]. Através do seu emprego, pode-se obter sinais de frequências muito elevadas, com características baseadas na forma de onda temporal de um sinal primário de baixa frequência, provisionado por um gerador de forma de ondas arbitrárias elétrico (EAWG¹⁸) [81].

Um sistema TPS usualmente é implementado a partir de dois elementos dispersivos conjugados (EDC), com um modulador eletro-óptico posicionado entre eles, conforme ilustrado na figura 2.19 [80]. Os elementos dispersivos são geralmente implementados por LCFBGs ou fibras ópticas dispersivas, como fibras com compensação de dispersão (dispersion compensating fibers – DCFs) ou fibras monomodo padrão (single-mode fibers – SMFs) [82]. O modulador pode ser em amplitude (em geral um MZM) ou em fase [11].

Neste sistema, um pulso óptico ultra-curto (portanto de espectro largo), em geral emitido por um MLL, é aplicado na entrada do primeiro elemento dispersivo, onde sofre um alargamento temporal por dispersão espectral [80, 81]. Em seguida, este sinal é modulado (geralmente apenas em amplitude) por um sinal primário de RF modelado num EAWG, produzindo assim uma alteração no espectro do sinal óptico, vinculada à forma de onda temporal de baixa frequência delineada pelo EAWG.

A partir deste ponto, para viabilizar a geração de sinais de RF de frequência elevada, impõe-se ao pulso modulado uma compressão temporal, fazendo com que este passe por um segundo elemento dispersivo, com dispersão conjugada, ou seja, de módulo igual à do primeiro, porém com sinal contrário. Finalizando o procedimento, o sinal é encaminhado ao fotodiodo.

¹⁸ A sigla AWG usualmente é empregada em duas situações: “Arrayed Waveguide Grating” e “Arbitrary Waveform Generator”. Nesta dissertação, para evitar possíveis dúvidas, o gerador será representado por EAWG – Electric Arbitrary Waveform Generator.

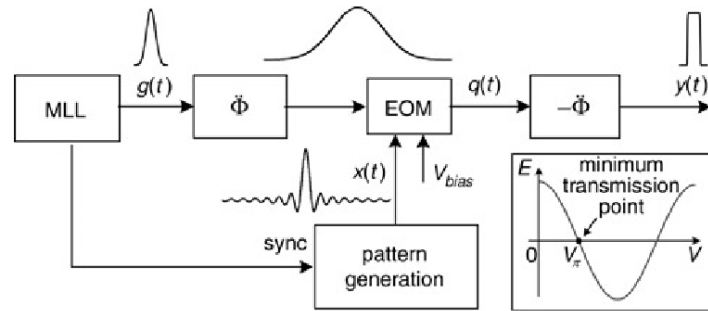



Figura 2.19 – Diagrama genérico de um sistema de geração de formas de onda de RF empregando a técnica Temporal Pulse Shaping – TPS [80].

MLL – Mode-Locked Laser; EOM – Electro-optic Modulator.

A operação como um todo produz, na saída do sistema, um novo sinal de RF cuja forma de onda, no domínio do tempo, é proporcional à forma de onda do espectro do sinal de RF primário. Em outras palavras, a forma de onda óptica de saída, no domínio do tempo, é impressa conforme a forma de onda da transformada de Fourier do sinal de RF primário [81]. A figura 2.19 ilustra este procedimento, onde um pulso retangular foi gerado a partir de um pulso de RF primário implementado no domínio do tempo por uma função ‘sinc’, representada na figura por $x(t)$ [81]. É importante observar que, neste exemplo, o pulso gerado após a compressão no segundo EDC é muito estreito (“high speed pulse” [82]) quando comparado com o sinal primário do EAWG, viabilizando a geração de sequências de pulsos ultra-rápidos, com potencial aplicação principalmente em análise espectral [82].

O modulador em geral é um MZM e, como o sistema trabalha com a curva de modulação baseada em campo elétrico (figura 2.19), não em intensidade, o MZM é polarizado no ponto de transmissão mínima para operação no regime linear com supressão de portadora [81]. Entretanto, se for empregado um modulador de fase, sequências de pulsos ultra-curtos com taxa de repetição reconfigurável podem ser gerados. Isto é possível devido à não-linearidade de modulação inerente a este tipo de modulador [81]. Uma limitação desta configuração, que emprega apenas um modulador (em geral de amplitude), é que as formas de onda geradas são simétricas, ou seja, não são totalmente arbitrárias. Formas de onda do tipo quadrada, retangular, triangular e ‘doublets’¹⁹ foram reportadas [11, 80]. Entretanto, é possível introduzir assimetrias no sinal de RF. Para isto, um modulador em fase (adicionalmente ao de amplitude) deve ser incluído, porém com a

¹⁹ ‘Doublets’ são pulsos com forma de onda construída pela superposição parcial de dois pulsos bipolares complementares. A figura ao final desta nota mostra um ‘doublet’ formado por dois pulsos gaussianos bipolares complementares, denominados ‘monocycles’. Muito empregados em telecomunicações, podem melhorar o desempenho dos sistemas em termos de taxas de erro (BER – Bit Error Rates) e minimizar distorções devidas a efeitos de multi-percurso [20].  (Doublet)

desvantagem de trabalhar com um sistema mais complexo, pois os sinais com variações em amplitude e em fase devem ser sincronizados de forma precisa [11, 80, 81].

Outra limitação desta configuração é a falta de flexibilidade. Uma forma de melhorar este aspecto é empregar elementos dispersivos desbalanceados, ou seja, com parâmetros de dispersão cromática opostos, porém com magnitudes ligeiramente diferentes [82]. Esta flexibilidade pode ser obtida pela introdução de um terceiro ED no sistema, sintonizável, com a desvantagem de torná-lo mais complexo. A figura 2.20 mostra um sistema empregado para obter um sinal com ‘chirp’ e com ‘taxa de ‘chirp’ (‘chirp rate’) e frequência central continuamente sintonizáveis.

Neste sistema, os dois primeiros elementos dispersivos são implementados empregando uma DCF e uma SMF, e um terceiro ED é adicionado, uma grade de Bragg não linear sintonizável (NLC-FBG), responsável por introduzir o desbalanceamento dos parâmetros de dispersão, possibilitando assim a sintonia da frequência central do sistema, bem como a variação da taxa de ‘chirp’ [82]. Neste experimento, um sinal CW de RF primário de 1,3 GHz gerado pelo EAWG foi aplicado ao MZM, onde ocorre a modulação do sinal óptico proveniente do MLL (após passagem pelo primeiro ED), produzindo na saída pulsos de RF (não retangulares), com frequência variável de 6,5 GHz a 8,0 GHz, frequência central de aproximadamente 6,8 GHz e largura temporal de 1,6 ns [82]. Observa-se que um fator multiplicativo de aproximadamente cinco vezes foi obtido, porém com TBWP relativamente baixo, da ordem de 2,4. Entretanto, um trabalho mais recente (2017, [83]) reportou a geração de sinais arbitrários com ‘chirp’ e TBWPs na faixa de 100 a 150.

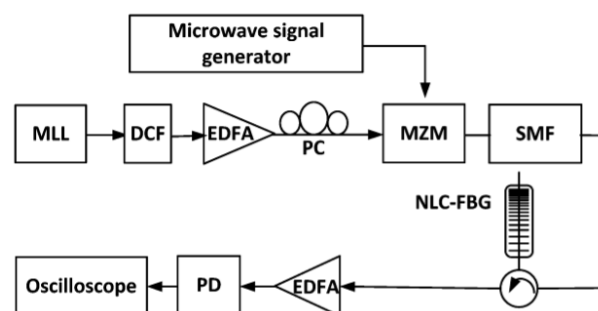


Figura 2.20 – Sistema TPS desbalanceado para geração de sinais de RF com ‘chirp’ e taxa de ‘chirp’ e frequência central sintonizáveis [82]. MLL – Mode-Locked Laser; DCF – Dispersion Compensating Fiber; EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier; MZM – Mach-Zehnder Modulator; NLC-FBG – Non-Linearly Chirped – Fiber Bragg Grating; PD – Photodiode

2.4.10 – Microwave Photonic Delay Line Filter (MWP-DLF)

Os filtros fotônicos de micro-ondas (Microwave Photonic Filters - MWPF), muito empregados em sistemas que envolvem processamento de sinais de RF com o auxílio de portadoras de luz e componentes ópticos, podem também ser utilizados na geração fotônica de sinais de RF arbitrários [11, 13, 84]. A figura 2.21 apresenta um diagrama que ilustra o princípio básico desta técnica. O ponto central neste procedimento é delinear um filtro cuja resposta impulsiva resulte num sinal de RF com o formato de interesse. Em termos espectrais, isto pode ser interpretado como a filtragem de um pulso óptico estreito no tempo, com espectro de frequências bem largo que, ao ser aplicado na entrada do MWPF produza, através de processamento fotônico adequado, um sinal cujo espectro seja a transformada de Fourier da forma de onda temporal pretendida [13].

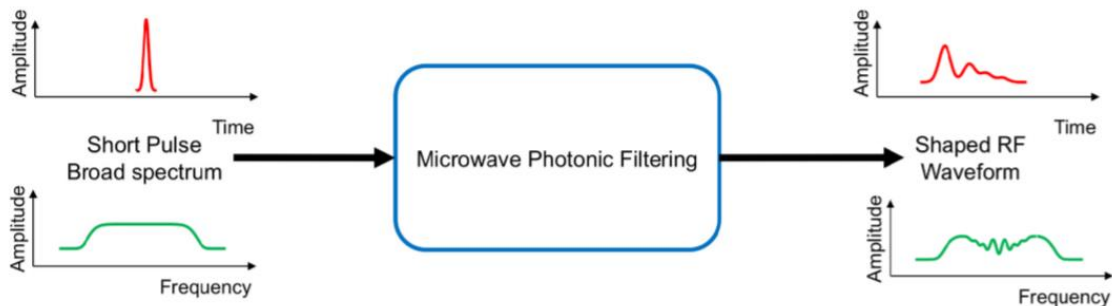


Figura 2.21 – Princípio básico da geração de formas de onda arbitrárias de RF empregando filtros fotônicos de micro-ondas (Microwave Photonic Filter – MWPF) [13].

Filtros fotônicos de micro-ondas são subsistemas projetados para realizar tarefas equivalentes àsquelas dos filtros de micro-ondas elétricos. Entretanto, estes componentes fotônicos oferecem uma série de vantagens adicionais inerentes aos sistemas ópticos, como baixas perdas, imunidade a interferência eletromagnética, além de serem sintonizáveis e reconfiguráveis ao longo de uma ampla faixa de frequências de RF [39].

A figura 2.22 apresenta o diagrama básico de um MWPF [39]. Entretanto, esta configuração permite que ele seja empregado em diferentes aplicações sistêmicas. Primeiramente, executando sua função primária, ele pode realizar uma operação de filtragem tradicional, ou seja, atuar sobre um sinal de RF proveniente de um estágio anterior, por exemplo uma antena. Este sinal é aplicado na entrada de RF (input RF signal), passa ao domínio óptico através de modulação de uma ou mais portadoras ópticas geradas pela fonte de luz sendo, em seguida, processado no subsistema óptico de forma a adquirir um formato adequado ('pulse shaping') à geração do sinal de RF pretendido. Por fim, este sinal é submetido, no receptor, às

operações finais de limitação em banda, retirada de ruídos, interferências, harmônicos, etc., sendo em seguida convertido de volta ao domínio elétrico.

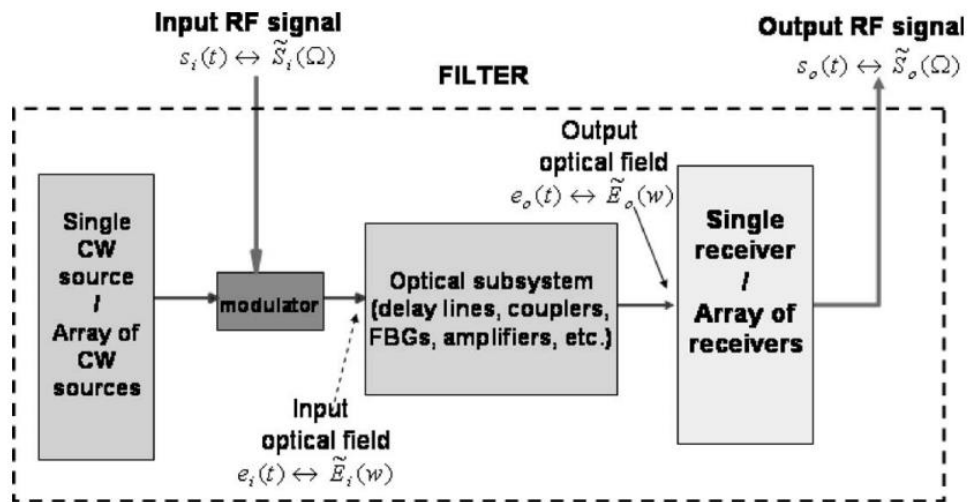


Figura 2.22 – Esquema genérico de um filtro fotônico de micro-ondas [39].

Em outra importante aplicação, de interesse maior nesta dissertação, o MWPF pode ser utilizado como parte integrante de um sistema de geração de sinais de RF. Neste caso, a entrada de RF pode ou não ser empregada, dependendo do tipo de processamento a ser imposto às portadoras ópticas para a obtenção do sinal de RF desejado. Tem-se então duas possibilidades, de forma similar às técnicas descritas anteriormente: Pode-se obter um novo sinal de RF, em geral de frequência mais elevada, a partir de sinais de RF primários (multiplicação de frequências), ou obter um sinal arbitrário de RF a partir de processamento integralmente óptico.

Voltando diagrama geral do MWPF na figura 2.22, observa-se que a arquitetura genérica do filtro inclui uma fonte de luz, um modulador, um subsistema óptico e um receptor. Geralmente, sua construção é baseada em fibras ópticas e componentes desenvolvidos em circuitos integrados fotônicos [39]. O estágio principal do filtro é o subsistema óptico, que pode incluir diferentes componentes como linhas de retardo, acopladores, divisores de potência, isoladores, circuladores, grades de Bragg em fibra, multiplexadores, filtros ópticos, amplificadores, etc. [5, 39].

Para a geração de sinais arbitrários de RF, as linhas de retardo assumem um papel prioritário. Estas podem ser implementadas empregando FBGs, AWGs, MZIs múltiplos, ou mesmo fibras ópticas dispersivas e acopladores ópticos [5]. As linhas de retardo ópticas, conforme já mencionado para o filtro como um todo, possuem perdas muito baixas, praticamente independentes da frequência do sinal de RF, possibilitando a obtenção de TBWPs bastante elevados. Além disso, são pequenas e leves e, principalmente, permitem que atrasos

muito pequenos sejam implementados, possibilitando a realização de filtros que operem com frequências acima de 100 GHz [39]. Por fim, estruturas totalmente sintonizáveis e reconfiguráveis podem ser delineadas, por exemplo com o emprego de FBGs programáveis [39].

O projeto do filtro pode ser realizado empregando apenas um comprimento de onda e várias linhas de retardo ou, de forma inversa, utilizar-se de vários comprimentos de onda e uma única linha de retardo. No primeiro caso, cada linha de retardo está associada a um determinado comprimento de onda sendo, na prática, uma derivação ou ‘tap’ da estrutura [11, 34]. A figura 2.23 mostra um diagrama genérico de MWPF delineado a partir deste esquema [5].

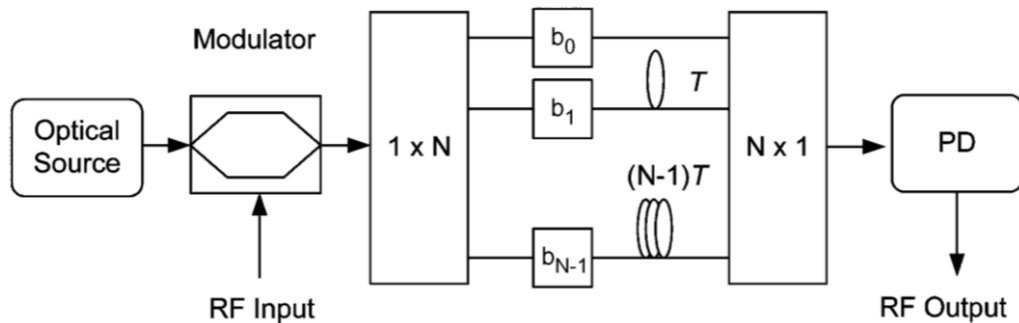


Figura 2.23 – Diagrama genérico de um filtro fotônico de micro-ondas implementado com linhas de retardo múltiplas [5].

Por outro lado, existem projetos de filtros que empregam uma fonte óptica com múltiplos comprimentos de onda e uma única linha de retardo, em que as defasagens são decorrentes da dispersão cromática da fibra dispersiva [34, 84, 85]. Por exemplo, a figura 2.24 apresenta o diagrama de um sistema desenvolvido para gerar um sinal de RF com ‘chirp’, utilizando um filtro fotônico com resposta impulsiva finita (FIR – Finite Impulse Response). O MWPF é implementado a partir de uma fonte óptica multi-espectral, um modulador de fase e uma fibra óptica como linha de retardo variável, dependente dos comprimentos de onda, emitidos pela fonte óptica com espaçamentos espectrais não-uniformes [85]. A figura 2.25 apresenta a ação do MWPF sobre o sinal de RF primário.

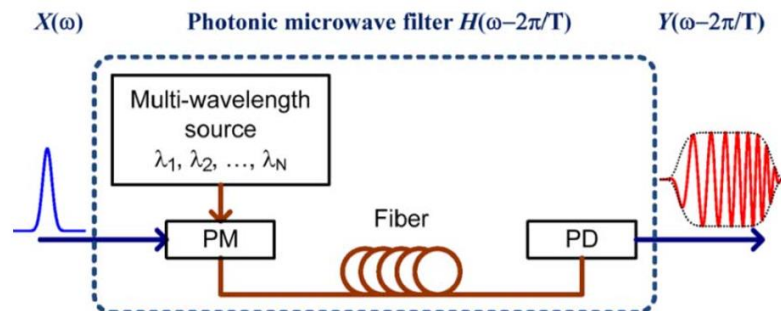


Figura 2.24 – Geração de sinal de RF com ‘chirp’ empregando um MWPF com resposta impulsiva finita (FIR – Finite Impulse Response). O sistema emprega uma fonte óptica multi-espectral, um modulador de fase e uma fibra óptica como linha de retardo. Em azul observa-se o pulso de RF primário e, em vermelho, observa-se o sinal de RF gerado com ‘chirp’, ambos no domínio do tempo [85].

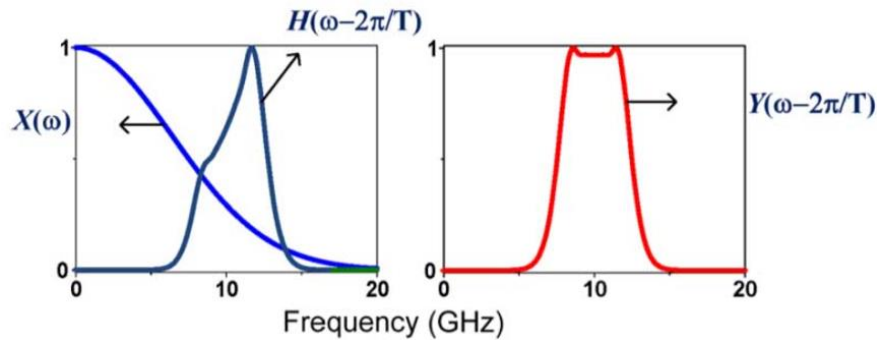


Figura 2.25 – Ação do MWPF da figura 2.24 sobre o sinal de RF primário. Gráfico da esquerda: Espectro do sinal primário $X(\omega)$ e a função de transferência do filtro. Gráfico da direita: Sinal de RF com ‘chirp’ gerado pelo sistema [85].

Por fim, como os MWPFs podem ser projetados para apresentar funções de transferência completamente arbitrárias, o emprego destes filtros torna-se uma técnica alternativa e bastante atraente para a implementação de sistemas de geração de sinais de RF arbitrários [11].

2.5 – Sistemas Integrados de Geração de Sinais de RF

Os anos recentes vêm apresentando uma grande atividade de pesquisa e desenvolvimento em direção à implementação de sistemas de geração de sinais RF empregando circuitos fotônicos integrados (PIC – Photonic Integrated Circuits), atividade alternativamente denominada por “On-Chip Photonic Integration”. Dentre variadas técnicas possíveis, os melhores resultados vêm sendo obtidos pela integração híbrida de compostos semicondutores do tipo III-V (principalmente InP), silício sobre substrato (‘silicon on insulator’ – SOI) e o composto nitrato de silício (SiN) [18].

Estes circuitos são projetados para viabilizar a implementação do sistema completo em um único ‘chip’, onde as fontes de luz e moduladores ópticos podem ser fabricados com base nos materiais semicondutores III-V; os guias de onda ópticos, com controle de dispersão e perdas extremamente baixas, fabricados em SiN e, no caso do silício (Si), sua compatibilidade com componentes micro-eletrônicos do tipo CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) torna viável uma co-integração opto-eletrônica (‘silicon photonics’), possibilitando assim a fabricação de circuitos fotônicos integrados, especialmente na área de fotônica de RF/micro-ondas (RF ou microwave photonics) [18]. A figura 2.26 mostra um possível esquema para implementação de um circuito integrado de geração fotônica de sinais de RF empregando a técnica ‘Microwave Photonic Delay Line Filter’ (MWP-DLF) [18].

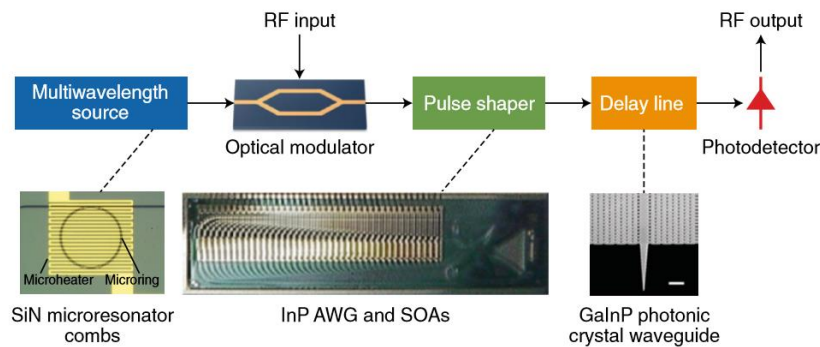


Figura 2.26 – Esquema de um circuito integrado para geração fotônica de sinais de RF baseada na técnica Microwave Photonic Delay Line Filter (MWP-DLF) [18].

Pode-se prever que sistemas deste tipo, compactos, programáveis, de custo relativamente baixo e permitindo alto grau de reconfigurabilidade, formarão a base dos componentes a serem utilizados nos futuros equipamentos e sistemas em todas as áreas tecnológicas que empregam sinais de RF [5, 7, 11-13, 18].

2.6 – Técnicas de Geração de Sinais de RF com Banda-Dupla

A geração de sinais de RF com banda-dupla é de grande interesse na área de radar, com a finalidade de melhorar vários parâmetros relacionados aos objetos detectados [12]. Sistemas desenvolvidos com duas frequências praticamente fixas (chirp de RF de poucos MHz), para diferentes aplicações como por exemplo navegação marítima e monitoramento de encostas, já estão em fase de teste de campo, apresentando resultados promissores [27, 28]. A evolução destes sistemas através do emprego de sinais de RF com banda larga (‘chirp’ de RF de vários GHz) são também de grande interesse para sistemas de radar que empregam o efeito Doppler, compressão de pulso e diversidade/agilidade de frequência, pois viabilizam melhorias ainda mais significativas em parâmetros como as resoluções em velocidade e alcance, discriminação em distância, imunidade a interferências, entre outros.

Como a geração fotônica de sinais de RF com banda-dupla é o objetivo central desta pesquisa, as técnicas relacionadas a estes tipos de sinais serão discutidas detalhadamente no Capítulo 5.

3 – A Técnica de Auto-Heterodinagem

A auto-heterodinagem pertence ao conjunto das diversas técnicas fotônicas desenvolvidas para a geração de sinais de RF em geral, e pode ser empregada para gerar sinais do tipo CW, CW sintonizáveis e sinais completamente arbitrários. De acordo com os estudos realizados nesta pesquisa, esta técnica foi introduzida no início da década de 1980 [52], modificada em 2007 e 2008 [33, 86], e retomada em 2015 [36], sendo empregada para a geração de diferentes tipos de formas de onda, através de diferentes arranjos experimentais [34, 36, 40, 45, 33, 87, 88]. No entanto, todos os trabalhos apresentados até o momento são para geração de sinais do tipo banda-única (single-band).

A presente pesquisa emprega, pela primeira vez, no melhor do conhecimento do autor, a auto-heterodinagem para a geração de sinais (pulsos) de micro-ondas que incorporam, cada um individualmente, duas bandas de frequências distintas, simultâneas e sem sobreposição (dual-band microwave pulses). Neste capítulo, apresenta-se um estudo conceitual desta técnica. O detalhamento da parte experimental foi dividido em duas partes: inicialmente, no Capítulo 4, discute-se a montagem do experimento e são apresentados os resultados para a geração de pulsos com banda-única, passo intermediário para atingir o objetivo principal, os pulsos com banda-dupla, apresentados no Capítulo 5.

No Capítulo 2, diversas técnicas de geração fotônica de sinais de RF foram brevemente apresentadas. Dentre estas técnicas, a auto-heterodinagem foi escolhida para implementar um sistema de geração de micro-ondas em banda-dupla, com potencial aplicação em radares fotônicos, devido à vários aspectos: flexibilidade para gerar pulsos com grande largura temporal, frequências centrais de portadora que podem variar desde centenas de MHz até valores na faixa de ondas milimétricas, elevada largura de faixa independentemente da frequência central, formas de modulação totalmente arbitrárias (incluindo ‘chirp’ linear e não-linear), simplicidade de implementação e capacidade de reconfiguração em tempo real, inclusive com a possibilidade de controle por software. Além disso, é importante observar que se trata de uma técnica de geração cem por cento óptica, sem necessidade de qualquer tipo de oscilador ou gerador de RF primário na montagem experimental, com os sinais de RF resultantes obtidos após a etapa de foto-detecção. Estes e outros pontos serão discutidos com maiores detalhes após uma descrição teórica da técnica, apresentada a seguir.

3.1 – Princípios Básicos

O termo auto-heterodinagem óptica vem da possibilidade de empregar a técnica de heterodinagem (descrita no Capítulo 2, Seção 2.4.1) a partir de uma única fonte de luz, em geral um diodo laser semiconductor (DL ou LD – Laser Diode) do tipo DFB (Distributed Feedback) devido à sua propriedade de emissão monomodo longitudinal e transversal²⁰. O diagrama em blocos de um sistema básico de geração de RF empregando esta técnica é apresentado na figura 3.1.

O fenômeno físico fundamental que permite a geração de sinais de RF através da auto-heterodinagem é a variação do comprimento de onda (ou da frequência de oscilação óptica) dos DLs em função da variação da corrente de modulação direta (ou corrente de injeção) e da temperatura na cavidade óptica. A modulação direta dos lasers de diodo (do tipo DFB, por exemplo) causa, além das variações em potência/intensidade (ou modulação em amplitude), variações na fase/frequência do sinal óptico (ou modulação em ângulo). Esta variação de fase/frequência é uma consequência extremamente importante da modulação direta nestes lasers e é usualmente denominada como ‘chirp’ ou “optical chirp” do laser, que se pode traduzir como “varredura de frequências ópticas”. Nas tecnologias de comunicações e de radar, este fenômeno é também conhecido como “gorjeio”. O ‘chirp’, discutido com mais detalhes na Seção 3.2, induz, principalmente a partir da corrente de modulação em ângulo, entre outros fenômenos citados no próximo parágrafo, as mencionadas variações na frequência óptica de saída do laser, de grande importância para a técnica de auto-heterodinagem.

O ‘chirp’ é uma propriedade intrínseca deste tipo de laser (diodo). Diversos parâmetros e fenômenos físicos envolvidos na sua construção e operação, como as características dinâmicas (inclusive térmicas) da cavidade e encapsulamento do laser, estrutura de bandas semicondutoras

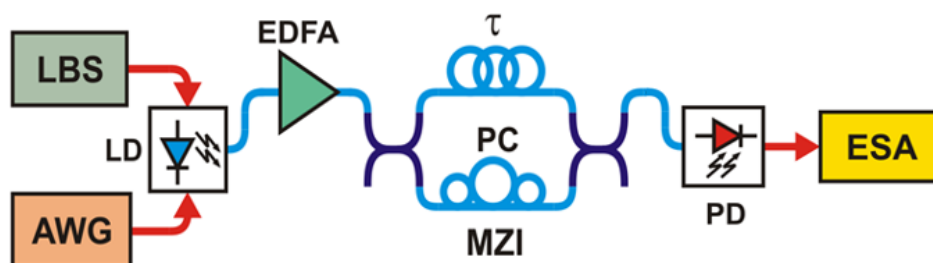


Figura 3.1 – Diagrama básico da técnica de auto-heterodinagem (adaptado de [87]).

AWG: Gerador de Formas de Ondas Arbitrárias; **EDFA:** Amplificador Óptico Dopado com Érbio;
ESA: Analisador de Espectro Elétrico; **LBS:** Fonte de Alimentação (Bias) do Laser; **LD:** Diodo Laser;
MZI: Interferômetro de Mach-Zehnder; τ : Linha de atraso com fibra óptica;
PC: Controlador de Polarização; **PD:** Fotodiodo.

²⁰ Este trabalho emprega apenas um DFB-LD. Portanto, todas as menções a parâmetros e princípio de operação de fontes ópticas serão referentes a este tipo de laser. Qualquer exceção será explicitamente definida onde necessário.

e a forma de onda da corrente de modulação (injeção) contribuem para sua ocorrência e comportamento. Como exemplo, seguem alguns fatores que influenciam no ‘chirp’ destes dispositivos [34, 33, 89-91, 92]: 1) Índice de refração complexo do meio ativo e suas alterações no interior da cavidade óptica quando há variação da densidade de portadores livres no meio ativo do laser. Esta variação é conhecida por dispersão de plasma dos portadores; 2) Tempo de vida dos portadores; 3) Corrente de modulação injetada na região ativa (o índice de modulação também influencia); 4) Temperatura da junção e de todo o encapsulamento do laser e 5) Dimensões da cavidade. Na prática, todos estes fatores são quantificados através de um parâmetro conhecido como “parâmetro de ‘chirp’ do laser”, representado neste trabalho por α_{ch} . Este parâmetro é, em geral, obtido experimentalmente para cada laser de forma individualizada [34, 36, 58, 59, 90, 91, 93]. A análise matemática apresentada na Seção 3.2 discute em maiores detalhes seu papel na geração fotônica de sinais de RF.

Inicialmente, o laser é polarizado com uma corrente de ‘bias’ I_B previamente definida, fornecida pela fonte de ‘bias’ do dispositivo (LBS – Laser Bias Source). Nesta situação, uma frequência óptica inicial de referência ν_0 é acoplada à fibra óptica do sistema, com potência P_0 , conforme ilustrado nas curvas características das figuras 3.2(a) [94] e 3.2(b), obtidas experimentalmente para o DFB-LD empregado nos experimentos desta dissertação. Nas figuras, a corrente de 60 mA foi tomada como exemplo. Em seguida, empregando um gerador de funções arbitrárias elétrico (EAWG – Electric Arbitrary Waveform Generator), é aplicado um sinal pulsado e periódico de corrente de modulação $i_L(t)$ que se sobrepõe à corrente I_B . A função que regula a variação da amplitude dos pulsos de corrente de modulação pode ter qualquer forma. As mais usuais são a linear e a quadrática, ilustradas nas figuras 3.3(a) e 3.3(b). Porém, por razões a serem discutidas mais adiante neste capítulo e no Capítulo 4, funções mais complexas, implementadas a partir de polinômios de ordem superior a 2, devem ser empregadas caso seja desejado garantir a linearidade do ‘chirp’ dos sinais de RF a serem gerados.

Ao deixar o diodo laser (LD na figura 3.1), o sinal óptico é encaminhado a um interferômetro de Mach-Zehnder (MZI) desbalanceado, implementado através da instalação de uma bobina de fibra óptica de comprimento L no braço superior. Porém, na montagem deste trabalho, antes de passar ao MZI, este é aplicado a um amplificador óptico dopado com érbio (EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier) operando em saturação, com o objetivo de equalizar a potência óptica ao longo do tempo, e em consequência a de RF, em toda a faixa de frequências geradas.

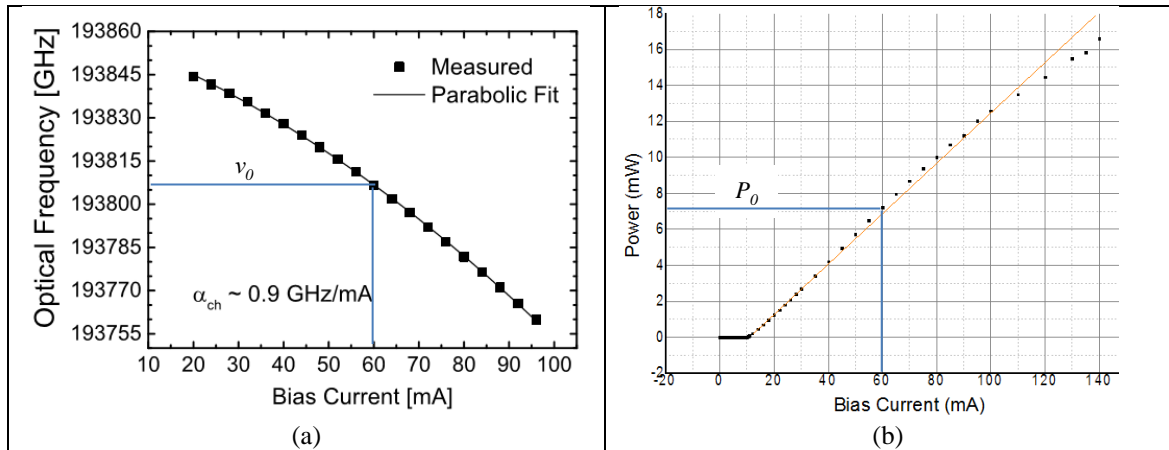


Figura 3.2 – Curvas características obtidas para o DFB-LD empregado nos experimentos descritos nos Capítulos 4 e 5.
(a) Curva Corrente x Frequência (‘chirp’ estático – α_{ch}) [94]; (b) Curva Corrente x Potência.

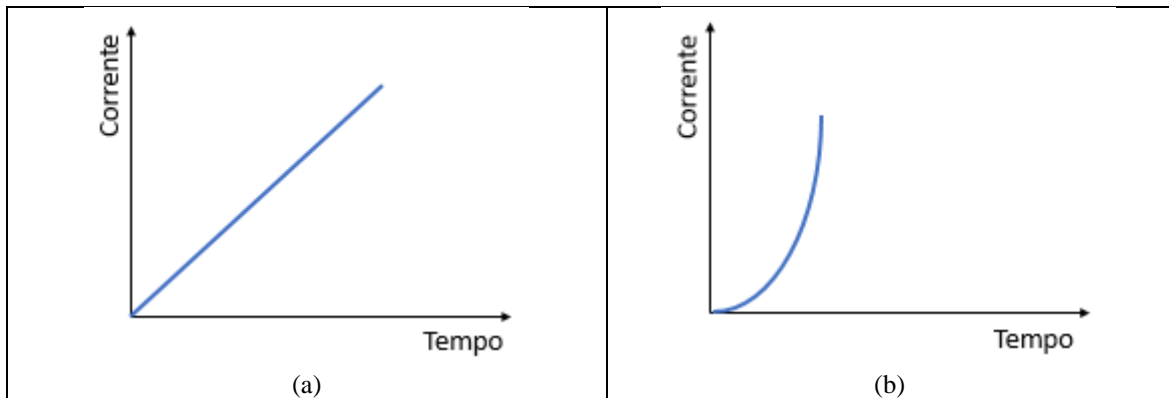


Figura 3.3 – Funções de correntes de modulação direta. (a) Linear e (b) Quadrática.

O atraso temporal τ imposto pelos braços desbalanceados do MZI possibilita obter, simultaneamente, duas frequências ópticas distintas (portadoras ópticas) a partir de um único DL, que são combinadas e sobrepostas na saída do MZI. Este atraso óptico imposto num dos braços do MZI foi escolhido de forma a ser $> 20 \text{ m}$, pois este valor corresponde, aproximadamente, ao comprimento de coerência do DL utilizado (com 8 MHz de largura de linha). A razão disto é minimizar a ocorrência de interferência óptica, mas deixar apenas ocorrer batimento óptico no fotodiodo. Este e os demais aspectos experimentais serão detalhados nos Capítulos 4 e 5.

A figura 3.4 ilustra os sinais ópticos resultantes deste procedimento para um pulso de corrente parabólico de duração $t = W$. Por exemplo, no instante t_{12} as frequências ν_1 e ν_2 são combinadas em uma única fibra óptica na saída do MZI e podem, na forma mais simples, ser encaminhadas diretamente para a detecção (figura 3.1). O controlador de polarização (PC) instalado no braço direto do MZI é empregado para maximizar o sinal combinado (batimento óptico) que chega no detector, que é um fotodiodo com banda larga.

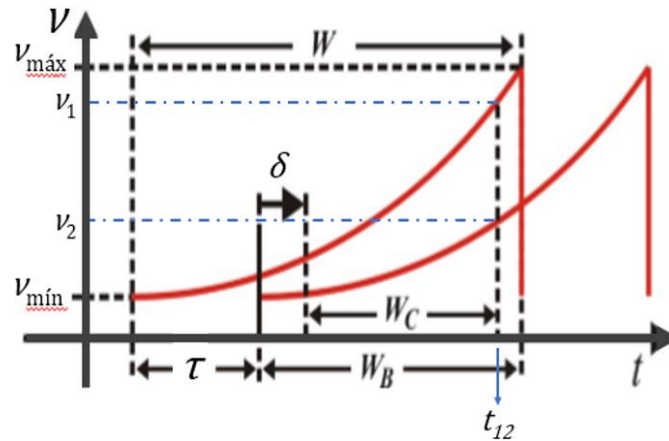


Figura 3.4 – Sinais ópticos na saída do MZI (em vermelho): Direta (mais à esquerda) e atrasada (mais a direita) (adaptado de [40]). Apresentam a variação da frequência óptica em função do tempo.

A função $\nu(t)$ é obtida a partir das características de ‘chirp’ do DL, da função de corrente $i_L(t)$ aplicada, e da corrente de polarização do laser (‘bias’).

No fotodiodo, através de um processo de batimento óptico, a diferença entre estas frequências gera um sinal de RF que é encaminhado a um analisador de espectro elétrico (ESA – Electrical Spectrum Analyzer) para observação. A figura 3.4 mostra que esta diferença no instante t_{12} , que resulta na frequência de RF desejada, é dada pela relação:

$$f_{RF} = |\nu_1 - \nu_2| \quad (3.1)$$

Neste ponto, é importante notar que, como a corrente de modulação do laser é variável ao longo do tempo, as frequências ν_1 e ν_2 também são variáveis no tempo, no intervalo de ν_{\min} até ν_{\max} . Como o batimento entre as funções direta e atrasada pode ocorrer durante todo o intervalo W_B , denominado tempo de batimento, esta variação é transferida ao sinal de RF gerado, produzindo um pulso de RF com frequência variável no tempo (frequência instantânea de RF), ou seja, um pulso com ‘chirp’. Neste caso, a equação 3.1 fica alterada para:

$$f_{RF}(t) = |\nu_1(t) - \nu_2(t)| = \Delta\nu'_i(t) \quad (3.2)$$

Entretanto, se nenhum processamento adicional for realizado sobre o sinal óptico resultante, frequências indesejadas, fora de uma determinada faixa especificada, resultantes de batimentos dentro e fora do intervalo de batimento (W_B) podem ser geradas (na ausência de modulação o laser retorna à frequência de referência ν_0). Além disso, outra possibilidade é a ocorrência de possíveis sinais espúrios como harmônicos e produtos de intermodulação que irão compor o espectro final de RF e deteriorar a pureza espectral do pulso de RF. Para evitar estes problemas, este trabalho emprega um ‘chopper’ ou ‘gate’, que é um pulso de largura

menor do que o intervalo de batimento, representado por W_C na figura 3.4 ($W_C \leq W_B$), para delimitar e ajustar o intervalo de batimento. O atraso δ ajusta o instante de aplicação deste pulso. Esta implementação será discutida mais adiante neste capítulo e nos Capítulos 4 e 5. Como ilustração inicial do resultado da técnica de auto-heterodinagem na geração de sinais pulsados de micro-ondas com ‘chirp’ (apresentando banda-única neste exemplo), a figura 3.5 mostra um pulso obtido para a banda ‘X’ de radar, que se estende de 8 a 12 GHz [40]. Este e outros resultados para banda-única serão apresentados no Capítulo 4.

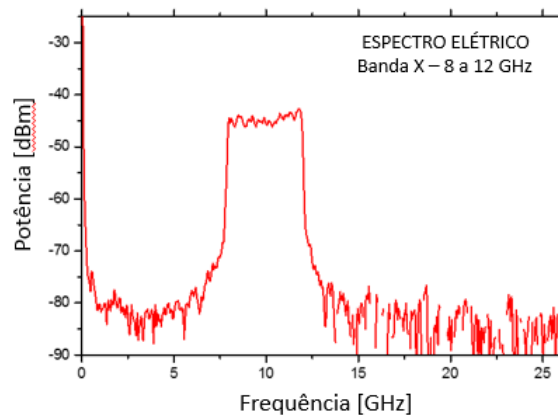


Figura 3.5 – Pulso de micro-ondas com banda-única, com ‘chirp’ de RF gerado pela técnica de auto-heterodinagem. Para este exemplo foi escolhida a banda X de radar [40].

3.2 – Análise Matemática

Esta seção apresenta uma análise matemática da técnica de auto-heterodinagem, tendo como base as discussões e os desenvolvimentos apresentados nas referências [34, 36, 40, 58, 59, 95, 96]. A análise será feita considerando dois modelos distintos para o ‘chirp’ do diodo laser: o primeiro considera que o laser se comporta como um modulador em fase, e o segundo considera o laser como um modulador em frequência, cada um resultando numa equação distinta para a frequência instantânea de RF. No final da seção obtêm-se também, para cada modelo, equações para a frequência instantânea de RF a partir da montagem experimental empregada pela técnica de auto-heterodinagem. A definição do modelo mais adequado será realizada a partir dos resultados dos experimentos, apresentados nos Capítulos 4 e 5.

3.2.1 – Modelo de Modulação em Fase

Inicialmente será considerada a variação da frequência óptica (‘chirp’) que ocorre no diodo laser semiconductor (DL), quando este é modulado em intensidade por uma corrente de modulação sobreposta à corrente de polarização (bias). Esta variação se apresenta como uma

modulação em ângulo do sinal óptico, e pode ser estudada a partir da expressão do correspondente campo elétrico emitido:

$$E(t) = |E(t)|e^{j\theta(t)} \quad (3.3)$$

Nesta equação, considerando a onda hipoteticamente monocromática quando não houver aplicação de modulação, o ângulo instantâneo pode ser representado por $\theta(t) = 2\pi\nu_o t + \phi(t)$, onde $\phi(t)$ é o desvio instantâneo de fase do campo elétrico óptico e ν_o a frequência óptica no ponto de polarização (bias) para $\phi(t) = 0$ ou constante. É importante ressaltar que, para esta situação, considera-se que o laser, ao ser submetido à corrente de modulação, apresenta comportamento similar ao de um modulador de fase (PM – Phase Modulator), ou seja, o ângulo instantâneo $\theta(t)$ varia com o desvio instantâneo de fase $\phi(t)$. Fazendo a potência óptica $P(t) = |E(t)|^2$, a equação 3.3 modifica-se para [58]:

$$E(t) = \sqrt{P(t)}e^{j(2\pi\nu_o t + \phi(t))} \quad (3.4)$$

Empregando a definição de frequência instantânea obtêm-se, para a frequência instantânea do campo óptico emitido pelo laser:

$$\nu_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = \nu_o + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (3.5)$$

Empregando agora a definição do desvio instantâneo de frequência:

$$\Delta\nu_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (3.6)$$

Chega-se a:

$$\nu_i(t) = \nu_o + \Delta\nu_i(t) \quad (3.7)$$

Observa-se então que o desvio instantâneo de frequência depende da derivada da fase instantânea do campo óptico, resultante da modulação de fase intrinsecamente associada ao DL, determinando assim o valor instantâneo da frequência óptica emitida, bem como sua faixa de variação dentro de um determinado intervalo de tempo. Esta última, por sua vez, definirá o valor ou a faixa de valores das frequências de RF a serem geradas, conforme definido pela equação 3.2, podendo atingir várias dezenas ou até centenas de GHz, viabilizando assim a geração de sinais de RF numa ampla faixa de frequências. Dependendo da forma de onda da

corrente de modulação, virtualmente qualquer tipo de sinal pode ser produzido (CW, CW sintonizável ou arbitrário), desde VHF até ondas milimétricas. Assim, dando prosseguimento a esta análise teórica, o próximo passo é determinar uma equação que permita obter o valor instantâneo da frequência de RF a partir da corrente de modulação e das características do DL, representadas pelo seu correspondente parâmetro de ‘chirp’ dinâmico.

Conforme comentado anteriormente, as equações 3.4 até 3.7 foram escritas considerando que o laser apresenta, com relação à sua variação de frequência (ou ‘chirp’), comportamento similar a um modulador em fase. Nestes moduladores, o desvio instantâneo de fase é diretamente proporcional ao sinal modulador, e usualmente equacionado na forma [95, 96]²¹:

$$\phi(t) = k_p m(t) \quad (3.8)$$

onde k_p é uma constante de proporcionalidade, denominada constante de modulação em fase, e $m(t)$ é o sinal modulador. Entretanto, esta linearidade não pode ser garantida num diodo laser semiconductor operando como fonte de luz, e o fator de proporcionalidade representado pela constante k_p deve ser modificado para incluir as características dinâmicas do laser. Assim, de forma fenomenológica, será considerado que o fator de ‘chirp’ dinâmico do laser contribui para as variações de fase observadas no campo óptico emitido, e a equação correspondente ao desvio instantâneo de fase será alterada para a forma a seguir:

$$\phi(t) = k'_p \alpha_{ch}(t) i_L(t) \quad (3.9)$$

Onde k'_p é uma nova constante de proporcionalidade, $\alpha_{ch}(t)$ é o parâmetro de ‘chirp’ dinâmico, e o sinal de modulação $m(t)$ foi substituído pela corrente de modulação do laser multiplicada por $\alpha_{ch}(t)$. Substituindo a (3.9) na (3.5) obtêm-se, para a frequência óptica instantânea:

$$\nu_i(t) = \nu_o + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \nu_o + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [k'_p \alpha_{ch}(t) i_L(t)] \quad (3.10)$$

Segue-se, para a taxa de variação da frequência óptica instantânea (ou do desvio instantâneo de frequência):

$$\frac{d\nu_i(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2}{dt^2} [k'_p \alpha_{ch}(t) i_L(t)] \quad (3.11)$$

²¹ Existe a possibilidade de o diodo laser apresentar comportamento similar a um modulador em frequência (FM). Neste caso, a frequência instantânea (e não a fase) é o parâmetro proporcional ao sinal modulador. Este caso será discutido mais adiante na seção 3.2.2, e o resultado comparado com o presente desenvolvimento para PM.

Desenvolvendo a derivada (regra de Leibniz), com $k'_p = 1$ por conveniência, temos:

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d^2\alpha_{ch}(t)}{dt^2} i_L(t) + \frac{d\alpha_{ch}(t)}{dt} \frac{di_L(t)}{dt} + \alpha_{ch}(t) \frac{d^2i_L(t)}{dt^2} \right] \quad (3.12)$$

Uma aproximação deste resultado pode ser obtida se a variação do parâmetro de ‘chirp’ for considerada lenta em relação a tempo, ou seja, com α_{ch} aproximadamente constante durante a aplicação do pulso de corrente de modulação. Esta ponderação, válida como uma forma inicial e simplificada de tratar o problema, é aceitável devido a predominância do ‘chirp’ térmico. Esta predominância efetivamente ocorre nos casos práticos em que se emprega trem de pulsos de modulação com largura relativamente grande (da ordem de microssegundos), e com baixa frequência de repetição (longos períodos ou ‘eletrônica lenta’), que é a condição usual nos circuitos de geração de RF. Porém deve-se ter em mente que o ‘chirp’ não é exatamente constante, sendo necessária uma análise mais aprofundada do seu comportamento dinâmico. Este aspecto não será abordado nesta Dissertação, mas será tratado com maiores detalhes nos Capítulos 4 e 5, onde são apresentados os resultados experimentais. Com esta aproximação, a (3.12) simplifica-se para:

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \left[\alpha_{ch} \cdot \frac{d^2i_L(t)}{dt^2} \right] \quad (3.13)$$

A partir desta expressão, pode-se obter a frequência instantânea de RF em função do parâmetro de ‘chirp’ e da corrente de modulação, tomando dois valores de frequência obtidos num pequeno intervalo de tempo Δt . Considerando a aproximação:

$$\frac{dv_i(t)}{dt} \cong \frac{\Delta v'_i(t)}{\Delta t}$$

chega-se a:

$$f_{RF}(t) = |\Delta v'_i(t)| = \left| \frac{1}{2\pi} \cdot \Delta t \cdot \left[\alpha_{ch} \cdot \frac{d^2i_L(t)}{dt^2} \right] \right| \quad (3.14)$$

Este resultado sugere que, caso o objetivo seja gerar um sinal de RF variando linearmente com a frequência (‘chirp’ de RF linear), a forma de onda da corrente de modulação em função do tempo deverá apresentar um termo de terceiro grau.

3.2.2 – Modelo de Modulação em Frequência

Na modulação em frequência, o desvio instantâneo de frequência, e conseqüentemente a própria frequência instantânea, varia proporcionalmente ao sinal modulante. A partir desta definição pode-se escrever [95, 96]:

$$\Delta v_i(t) = k_f m(t) \quad (3.15)$$

Ou, com $m(t) = i_L(t)$:

$$\Delta v_i(t) = k_f i_L(t) \quad (3.16)$$

Segue-se, para a frequência instantânea:

$$v_i(t) = v_o + \Delta v_i(t) = v_o + k_f i_L(t) \quad (3.17)$$

Nestas equações, k_f é uma constante de proporcionalidade, denominada constante de modulação em frequência. Entretanto, como o caso do modelo do modulador em fase, esta linearidade não pode ser garantida num diodo laser semiconductor operando como fonte de luz, e o fator de proporcionalidade deve ser modificado para incluir as características dinâmicas do laser. Para este caso, seguindo o mesmo procedimento da seção 3.2.1, a expressão da frequência instantânea do campo óptico emitido pelo laser pode ser modificada para [34, 36, 33]:

$$v_i(t) = v_o + \Delta v_i(t) = v_o + k'_f \alpha_{ch}(t) i_L(t) \quad (3.18)$$

onde k'_f é uma nova constante de modulação em frequência, que também será considerada unitária. Derivando esta expressão em relação ao tempo, obtêm-se a taxa de variação da frequência óptica instantânea (ou do desvio instantâneo de frequência):

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = \frac{d\alpha_{ch}(t)}{dt} i_L(t) + \alpha_{ch}(t) \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.19)$$

Já foi mencionado, em diferentes ocasiões, que o ‘chirp’ não é um parâmetro constante, e seu valor instantâneo depende da forma de onda da corrente de modulação e das características dinâmicas da cavidade do laser (incluindo variações de temperatura). Entretanto, da mesma forma que no caso do modelo PM, será considerada, para este parâmetro, uma variação lenta em relação a tempo, ou seja, α_{ch} será estimado aproximadamente constante durante a aplicação do pulso de corrente de modulação. Esta aproximação permite que a equação 3.19 assuma a seguinte forma simplificada:

$$\frac{dv_i(t)}{dt} = \alpha_{ch} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.20)$$

No entanto, para pequenos intervalos de tempo Δt , pode-se, numa primeira aproximação, considerar a variação da frequência óptica como aproximadamente linear na vizinhança de um ponto de frequência instantânea, e reescrever a equação 3.20 como:

$$\frac{dv_i(t)}{dt} \cong \frac{\Delta v'_i(t)}{\Delta t} \cong \alpha_{ch} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.21)$$

A partir desta expressão, seguindo o mesmo procedimento adotado para o modelo PM, pode-se obter a frequência instantânea de RF em função do parâmetro de ‘chirp’ e da corrente de modulação assumindo dois valores de frequência obtidos num pequeno intervalo de tempo Δt :

$$f_{RF}(t) = |\Delta v'_i(t)| = \left| \alpha_{ch} \cdot \Delta t \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \right| \quad (3.22)$$

É importante notar que este resultado difere daquele obtido anteriormente na Seção 3.2.1, quando o laser foi considerado como similar a um modulador em fase. No presente caso (FM), para obtenção de um sinal de RF com ‘chirp’ linear, a função de corrente de modulação deve ser quadrática e não cúbica como requerido pelo modelo PM. Dessa Forma, a definição de qual modelo é o mais adequado para abordar a geração de sinais de RF por auto-heterodinagem será feita a partir dos resultados experimentais apresentados no Capítulo 4.

3.2.3 – Equação da Frequência de RF Instantânea a Partir da Montagem Experimental para Geração de sinais de RF por Auto-Heterodinagem

Para possibilitar a geração prática de um sinal de RF a partir do batimento de duas frequências ópticas, geradas em instantes diferentes por apenas um DL, será retomado o sistema experimental que implementa a técnica de auto-heterodinagem (veja a figura 3.1). Nesta configuração, o sinal proveniente do DL num dado instante t passa inicialmente pelo amplificador óptico e em seguida é dividido na entrada do MZI. Como o MZI é desbalanceado, o sinal óptico do braço superior sofrerá um atraso τ em relação ao sinal do braço inferior. Assim, após um pequeno transitório inicial, os sinais, agora gerados pelo laser em diferentes instantes, serão combinados na saída do MZI e encaminhados ao fotodiodo. Neste momento, será gerada uma corrente de RF $i_{RF}(t)$, resultante do batimento destes sinais ópticos atrasados entre si. Esta corrente pode ser quantificada, na sua forma geral, pela equação [34, 36]:

$$i_{RF}(t) = \Re \cdot P_L(t) \cdot A(t) \cdot T(\nu) \quad (3.23)$$

onde \mathfrak{R} é a responsividade do fotodiodo, $P_L(t)$ a potência instantânea fornecida pela fonte óptica (que depende da corrente de modulação), $A(t)$ uma função de correção imposta pelo amplificador óptico para equalizar as variações de potência do DL, e $T(v)$ é a função de transferência do MZI, dada por [34, 36]:

$$T(v) = \frac{1}{2} \cdot \{1 + \cos[2\pi \cdot v_i(t) \cdot \tau]\} \quad (3.24)$$

Onde o termo entre colchetes da equação acima determina a diferença de fase óptica entre os sinais combinados na saída do MZI:

$$\Delta\phi(t) = 2\pi \cdot v_i(t) \cdot \tau \quad (3.25)$$

Dessa forma observa-se, das equações 3.22 até 3.25, que o resultado do batimento óptico no fotodiodo depende da diferença de fase $\Delta\phi(t)$ imposta pelo interferômetro. Com isso, a corrente de RF, e conseqüentemente sua correspondente frequência, também dependerão de $\Delta\phi(t)$, sendo esta última dada por $\Delta\phi(t) = \phi_2(t) - \phi_1(t)$, onde $\phi_2(t)$ e $\phi_1(t)$ são as fases instantâneas nos braços superior e inferior, respectivamente. Tomando como referência $\phi_1(t) = 0$, podemos escrever para a fase instantânea no fotodiodo, com $\Delta\phi(t) = \phi_2(t) = \phi(t)$:

$$\phi(t) = 2\pi \cdot v_i(t) \cdot \tau \quad (3.26)$$

Empregando novamente a definição de frequência instantânea (para o caso PM), porém agora no domínio elétrico (fotodiodo):

$$f_{RF}(t) = \left| \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \right| \quad (3.27)$$

Pode-se então determinar, do ponto de vista sistêmico, que a frequência instantânea de RF pode ser calculada a partir da expressão:

$$f_{RF}(t) = \left| \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \right| = \left| \tau \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} \right| \quad (3.28)$$

Neste ponto deve ser considerada a forma de variação da frequência instantânea do laser: se pelo modelo de modulação PM ou FM. Para o modelo PM tem-se, a partir da (3.13):

$$f_{RF}(t) = \left| \frac{dv_i(t)}{dt} \cdot \tau \right| = \left| \frac{1}{2\pi} \left[\alpha_{ch} \cdot \tau \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} \right] \right| \quad (3.29)$$

Para o modelo FM obtêm-se, a partir da (3.20):

$$f_{RF}(t) = \left| \alpha_{ch} \cdot \tau \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \right| \quad (3.30)$$

Comparando as equações 3.14, 3.22, 3.29 e 3.30, observa-se que há uma equivalência entre Δt e τ e que, com a técnica de auto-heterodinagem, Δt pode ser implementado pelo atraso τ imposto pelo braço desbalanceado do MZI, desde que pequeno o suficiente para validar as aproximações adotadas nas equações correspondentes às taxas de variação de frequência óptica instantânea. Nos Capítulos 4 e 5 serão apresentados e discutidos diferentes montagens experimentais para obter sinais de RF com banda-única e banda-dupla, com frequências variando no tempo (sinal de RF com ‘chirp’), que dependerão principalmente dos seguintes parâmetros: Amplitude e forma de onda da corrente de modulação, parâmetro de ‘chirp’ do DL e do atraso τ dos sinais ópticos no MZI.

Concluindo, a partir dos resultados anteriores, pode-se inferir que:

- 1) O tipo de modelo a ser empregado para o diodo laser semiconductor deverá ser avaliado e definido a partir de experimentos que empreguem diferentes formas de onda para a corrente de modulação.
- 2) Se $\alpha_{ch}(t)$ for considerado constante no intervalo τ , e a função de corrente $i_L(t)$ for linear, a frequência de RF gerada será aproximadamente constante (sinal CW) se considerado o modelo FM aproximado²². Entretanto, para o modelo PM, a equação simplificada não pode ser empregada pois resultaria em frequência de RF igual a zero, fato que não ocorre na prática [34].
- 3) Se $\alpha_{ch}(t)$ for considerado constante no intervalo τ e a função da corrente $i(t)$ for quadrática, a frequência de RF gerada terá variação linear com o tempo (pulso de RF com ‘chirp’ linear ou LFM) para o modelo FM e cúbica para o modelo PM.
- 4) A variação de $f_{RF}(t)$, incluindo a frequência central do sinal, pode ser ajustada através da função ou forma de onda da corrente de modulação, sua duração e variação de amplitude, e do intervalo de tempo τ (atraso no braço desbalanceado do MZI). Assim, sinais CW sem ou com ‘chirp’ (FM-CW) e pulsos de RF com largura temporal e espectros totalmente arbitrários (em termos de largura de faixa e taxa de variação de frequência) podem, em princípio, ser gerados (pulsos de RF com ‘chirp’ linear – LFM ou não-linear – NLFM).
- 5) Entretanto, conforme já mencionado, o parâmetro de ‘chirp’ dinâmico em geral não é constante, variando com a corrente instantânea. Isto resulta em não-linearidades na geração do espectro de RF (‘chirp’ não-linear). Porém, com um ajuste adequado na corrente de modulação, a não-linearidade do ‘chirp’ pode ser compensada, viabilizando a geração de pulsos com ‘chirp’ linear [40, 45, 87].

²² A referência [34] apresenta um estudo, teórico e experimental, onde foi obtido um sinal de RF com ‘chirp’ linear a partir de uma função de corrente linear. Este caso não será abordado nesta Dissertação.

4 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-Única Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem

Conforme mencionado na Introdução desta dissertação, o objetivo desta pesquisa é gerar, a partir da técnica fotônica de auto-heterodinagem, pulsos de RF (principalmente de micro-ondas) com modulação linear em frequência (LFM ou ‘chirp’ linear), banda-dupla simultânea e elevadas larguras de pulso e de faixa resultando, em consequência, elevados valores de TBWP. No Capítulo 2 foram discutidos os fundamentos teóricos de diferentes técnicas de geração fotônica de sinais de RF em geral e, no Capítulo 3, foi realizada uma discussão detalhada, também teórica, da técnica de auto-heterodinagem, escolhida para a implementação prática da geração dos pulsos de micro-ondas. A partir deste ponto, será delineada a metodologia experimental desenvolvida para a geração destes pulsos.

Entretanto, para atingir o objetivo principal (pulsos com banda-dupla), os trabalhos experimentais e de pesquisa inicialmente se desenvolveram através do estudo, projeto e implementação de sistemas de geração de pulsos com banda-única. Os resultados obtidos nesta primeira fase deram origem a três publicações, referências 29, 34 e 44, incluídas como Anexos à esta dissertação (Anexos A, B e C), e a uma tese de mestrado elaborada através do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio) [94]. Este capítulo apresenta estes resultados, destacando seus aspectos mais relevantes. A implementação e os resultados experimentais referentes à geração de pulsos com banda-dupla serão apresentados no Capítulo 5.

4.1 – Geração de Pulsos com Banda-Única – Descrição da Montagem Experimental

A montagem experimental inicialmente empregada para a geração de pulsos de micro-ondas com banda-única pode ser observada na figura 4.1. A menos de algumas modificações que serão explicitadas ao longo da descrição do experimento, este diagrama é essencialmente o mesmo que o apresentado no Capítulo 3, na figura 3.1, onde foram discutidos os princípios básicos da técnica de auto-heterodinagem. A figura 4.2 mostra uma fotografia da montagem do experimento, realizado nas dependências do Laboratório de Optoeletrônica do CETUC (Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro).

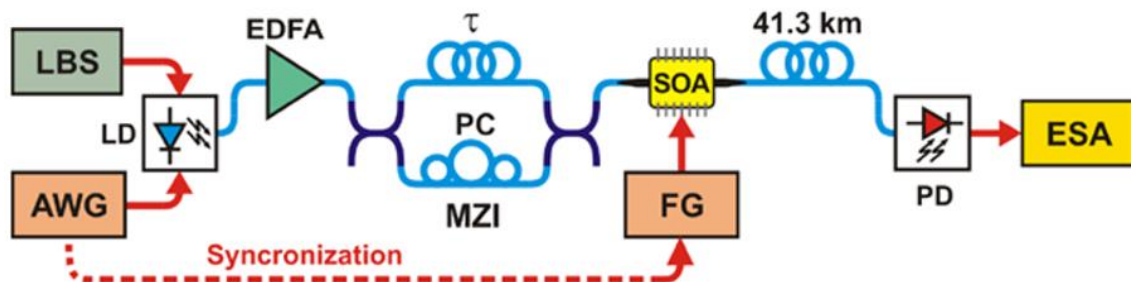


Figura 4.1 – Montagem experimental para a geração fotônica de pulsos de pulsos de micro-ondas com banda-única.

AFG: Gerador de Formas de Ondas Arbitrárias; **EDFA:** Amplificador Óptico Dopado com Érbio; **ESA:** Analisador de Espectro Elétrico; **FG:** Gerador de Funções; **LBS:** Fonte de Alimentação (Bias) do Laser; **LD:** Diodo Laser; **MZI:** Interferômetro de Mach-Zehnder; τ : Linha de atraso com fibra óptica; **PC:** Controlador de Polarização; **PD:** Fotodiodo; **SOA:** Amplificador Óptico a Semicondutor.



Figura 4.2 – Fotografia da montagem experimental.

Observação: O VOA (Variable Optical Attenuator) não foi empregado nos primeiros experimentos.

Dando início ao procedimento, o diodo laser (DFB-LD [110]) é polarizado, através de sua fonte de alimentação correspondente (LBS - Laser Bias Source [111]), num determinado ponto de operação (bias point) escolhido²³, de forma que o componente passe a emitir, dentro de sua região linear, um sinal óptico primário de comprimento de onda fixo em torno de 1546 nm (comprimento de onda de referência) e largura de linha de 8 MHz. A temperatura do laser é controlada por um controlador de temperatura termoeletrônico (TEC – TermoElectric Cooler, Newport modelo 3040), não mostrado no diagrama. Porém este pode ser visto na fotografia da figura 4.2, embaixo da LBS. Em seguida, empregando um gerador de funções arbitrárias (AFG1 – Arbitrary Function Generator [97]) aplica-se a corrente de modulação, com forma de onda inicialmente parabólica, com o objetivo de obter pulsos de RF com ‘chirp’ linear e duração típica de 3 μ s ou menos. O gerador possibilita a produção de pulsos de tensão com amplitude V e largura temporal W , resultando numa corrente de modulação proporcional aplicada ao

²³ Os valores empregados para todos os parâmetros dos componentes, bem como os ajustes nas funções dos equipamentos serão apresentados na seção 4.2, que descreve os resultados experimentais.

circuito do laser (20 mA/V para 50 Ω de impedância de entrada [110]). A função correspondente à forma de onda foi implementada empregando uma ferramenta do próprio fabricante do gerador (Tektronix), denominada ArbExpress®, sendo em seguida gravada na memória do AFG1. É importante lembrar que a corrente de modulação variável induz o fenômeno de ‘chirp’ no laser, resultando em variações no comprimento de onda de referência, imprescindível para a geração de RF por auto-heterodinagem.

O sinal óptico é então encaminhado para o EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier [98]) que amplifica o sinal e, trabalhando em saturação, possibilita a equalização ao longo do tempo da potência na faixa de comprimentos de onda gerados (relativamente estreita em termos ópticos). Com isto, o principal papel da corrente de modulação passa a ser o controle do comprimento de onda emitido instantaneamente pelo laser.

Em seguida, o sinal é dividido em potência na entrada de um interferômetro de Mach-Zehnder (MZI – Mach-Zehnder Interferometer) a fibra, criando assim duas réplicas que passam a se propagar independentemente em cada braço do componente. No braço superior foi instalada uma bobina de fibra óptica de comprimento L , com o objetivo de introduzir um atraso (τ) entre as duas réplicas, fazendo com que estas passem a apresentar diferentes comprimentos de onda no mesmo instante de tempo, designado por (t_{12}) na figura 3.4, que foi reproduzida na figura 4.3, para rápida referência. Nesta figura, a variação da frequência óptica no tempo (função $\nu_i(t) \times t$) depende do parâmetro de ‘chirp’ e da forma de onda da corrente de modulação. De acordo com a discussão teórica apresentada no Capítulo 3, este é o passo mais importante neste procedimento, pois é ele que viabiliza a geração de sinais de RF por auto-heterodinagem, ou batimento entre duas frequências ópticas distintas: $f_{RF} = |\nu_1 - \nu_2|$. Na saída do MZI, as réplicas são recombinadas e passam a se propagar novamente numa mesma fibra óptica padrão, e dirigem-se para uma segunda parte do circuito, que irá prepará-las para a detecção.

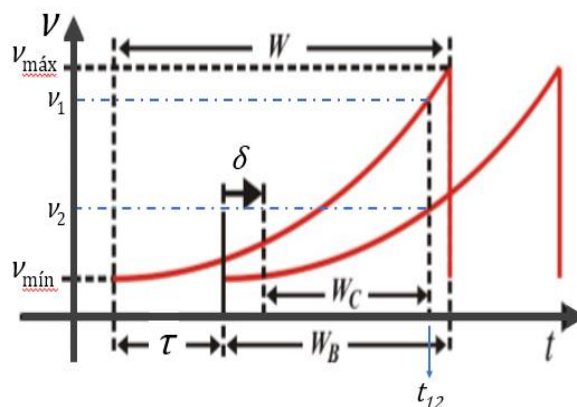


Figura 4.3 – Réplicas do sinal óptico primário (em vermelho). Cada curva fornece a frequência óptica emitida pelo laser em função do tempo, atrasadas entre si de τ pela ação do MZI. A variação no tempo (função $\nu_i(t) \times t$) depende do parâmetro de ‘chirp’ e da forma de onda da corrente de modulação.

Para possibilitar uma detecção heteródina eficiente a partir dos sinais ópticos provenientes dos braços do MZI, seus estados de polarização devem estar bem casados (alinhados) de forma a prover uma superposição adequada no acoplador de saída (combinador) [99]. Para atender este requisito, um controlador de polarização (PC - polarization controller), construído com base em três pequenas bobinas de fibra óptica, foi introduzido no braço inferior do MZI. Este componente, que na prática opera como um transformador de polarização [100], permite a realização do alinhamento da polarização dos sinais provenientes de cada braço do MZI, possibilitando assim a maximização da potência dos pulsos de RF que resultam do processo de batimento dos sinais ópticos no fotodiodo.

Observação:

É importante notar que, nesta configuração, o comprimento de coerência ($\sim 20m$ para uma largura de linha de 8 MHz e comprimento de onda centrado em torno de 1550 nm) do LD utilizado é muito menor do que o comprimento de fibra na bobina de atraso ($20 m \ll 308 m$). Em consequência, a recombinação dos sinais na saída do MZI se dá fora do comprimento de coerência do sinal óptico. Dessa forma, o MZI não se comporta como um interferômetro propriamente dito, e sim como um combinador para as duas réplicas de sinal óptico atrasadas entre si [33].

Voltando à descrição do caminho percorrido pelos sinais, o último processamento antes da detecção envolve a seleção da banda de RF (e da largura temporal) a ser gerada. Esta seleção é implementada por um SOA [101] operando como chave. Este é colocado no seu estado de transparência através da aplicação de um pulso de corrente com janela de tempo W_c , que deve ser ajustada dentro dos limites temporais de batimento dos sinais (W_B), de forma a permitir a interceptação simultânea dos dois sinais ópticos, conforme indicado na figura 4.3. A frequência inicial da banda é obtida pela menor diferença entre os comprimentos de onda dos dois sinais no instante de disparo do SOA. Já a frequência final é obtida no momento do seu desligamento. O pulso de disparo do SOA é implementado por um ‘driver’ eletrônico (ED – Electronic Driver), que por sua vez é acionado por um segundo gerador de funções arbitrárias (AFG2 [97]). Este gerador, sincronizado pelo AFG1 para o instante $\tau + \delta$ (veja a figura 4.3), gera um pulso retangular de tensão, que é transformado em um pulso de corrente pelo ED e aplicado ao SOA. Além disso, o AFG2 introduz o atraso eletrônico δ , que pode ser ajustado pela função ‘delay’ do equipamento, determinando o instante de disparo do ED e, em consequência a frequência

inicial da banda de RF. A duração do pulso, conforme já comentado, determina a frequência final e a correspondente largura espectral. Adicionalmente, o SOA funciona também como um amplificador óptico, melhorando o desempenho do sistema em termos de relação sinal-ruído. Entretanto, para evitar a introdução de efeitos ópticos não-lineares (como mistura de quatro ondas ou FWM – Four Wave Mixing), que podem ocorrer caso a potência de entrada do SOA seja elevada [102], um VOA [103] foi posteriormente incorporado ao sistema antes deste amplificador. Conforme será discutido na Seção 4.2.3.3, estes efeitos ópticos não-lineares podem gerar harmônicos no espectro de RF, prejudicando a qualidade do sinal gerado. Por fim, o sinal composto é encaminhado ao fotodiodo [104], onde é detectado e o sinal de RF/micro-ondas gerado é visualizado num analisador de espectro elétrico (ESA [105]).

4.2 – Resultados Experimentais

Para a realização dos experimentos, a montagem da figura 4.1 foi implementada empregando os equipamentos e componentes listados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Lista de Equipamentos e Componentes (Banda-Única)

Acrônimo	Equipamento/Componente
AFG1	Tektronix Arbitrary Function Generators 3251 [97]
AFG2	Tektronix Arbitrary Function Generators 3021B [97]
DFB-LD	Mitsubishi FU-68PDF-5 DFB-LD [110]
LBS	Newport Laser Diode Driver Model 505 [111]
EDFA	Tuolima Erbium Doped Fiber Amplifier 1550 nm [98]
MZI	Mach-Zehnder Interferometer (montado no CETUC*)
PC	Polarization Controllers (montado no CETUC)
DL	Delay Line Bobina de Fibra Óptica (montada no CETUC)
VOA**	MN9610B Programmable Optical Attenuator [103]
SOA	Semiconductor Optical Amplifier - SOA1013SXS [101]
ED	Electronic Driver (desenvolvido no CETUC)
PD	DSC 30S PIN Diodes [104]
ESA	MS2668C Spectrum Analyzer 9 kHz-40 GHz [105]

* CETUC – Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

** O VOA não foi utilizado nestes primeiros experimentos.

Após uma série de tentativas iniciais com resultados promissores (sem incluir o VOA), porém não totalmente satisfatórios, foram obtidos pontos de operação mais adequados para os equipamentos e componentes, convergindo-se para um primeiro resultado efetivo em vista do objetivo proposto: Pulsos de micro-ondas com largura de faixa de 12.4 GHz (2 a 14.4 GHz) que, com uma largura temporal de 2,6 μ s, o que resulta num TBWP de 32.240, maior valor até então obtido com o emprego da técnica de auto-heterodinagem (o anterior era de 4.200 [36]).

Porém, após novos ajustes nos parâmetros deste experimento, obteve-se uma otimização para o TBWP, obtendo-se o valor de 35.030. Estes e outros resultados serão apresentados nas seções que se seguem²⁴.

4.2.1 – Pulsos de Banda-Única com 12.4 GHz de Largura Espectral

Conforme mencionado acima, o primeiro resultado efetivo da fase experimental produziu um pulso com 12.4 GHz de largura de banda espectral. Para atingir este resultado, os seguintes ajustes nos equipamentos e componentes foram consolidados:

- Corrente de polarização do laser: 75 mA
- Amplitude da corrente de modulação: 100 mA
 - AFG com 5 V de amplitude sobre a impedância de entrada de 50 Ω do circuito do laser.
 - A excursão de corrente no laser foi de 75 mA até 175 mA.
- Pulso parabólico (AFG1): $i_L(t) = at^2$
 - A amplitude ‘a’ dos pulsos foi ajustada manualmente no AFG1 conforme as bandas desejadas.
 - Observações:
 - 1) Para uma função parabólica genérica, $i_L(t) = at^2 + bt + c$, o parâmetro ‘b’ foi feito igual a zero. A justificativa para esta escolha é discutida na Seção 4.2.2.
 - 2) O parâmetro ‘c’ é a corrente de bias do laser (corrente no instante $t = 0$). Portanto não é incluída na forma de onda do gerador AFG1 (Seção 4.2.2).
- Largura do pulso parabólico (AFG1): $W = 4,1 \mu\text{s}$
- Taxa de repetição dos pulsos de modulação: 2 kHz
 - O ciclo de trabalho (duty-cycle) do sinal de modulação é de aproximadamente ~0,82 %, baixo o suficiente para permitir que o laser retorne ao comprimento de onda de referência antes da aplicação do próximo pulso (tempo de estabilização), viabilizando a predominância do ‘chirp’ térmico.
- Comprimento da fibra de retardo no MZI: $L = 308 \text{ m}$ ($\tau = 1,54 \mu\text{s}$)

²⁴ Estes resultados foram publicados na conferência Optical Fiber Communications de 2018 (OFC-2018). O artigo completo (referência [87]) pode ser consultado no Anexo A.

- Disparo do ‘chopper’ (‘gate’ ou pulso no SOA): $\delta = 55$ ns (para obter uma frequência inicial de 2 GHz)
- Largura do pulso de ‘chopper’: $W_C = 2,6$ μ s
 - Observação: Os pulsos de ativação do SOA possuem uma faixa de ajuste situada entre 100 ns e 3,1 μ s, limitados pelo ED disponível. Adicionalmente, o ED transforma o pulso de tensão do AFG2 num pulso de corrente. No presente caso foi ajustada uma amplitude de aproximadamente 667 mA.

Na etapa final do procedimento, o sinal óptico composto foi encaminhado ao fotodiodo, que possui 22 GHz de banda [104], detectado e apresentado num analisador de espectro elétrico (AEE ou ESA – Electrical Spectrum Analyzer) com banda de 40 GHz [105].

O espectro obtido para os pulsos de micro-ondas pode ser observado na figura 4.4. Em preto, apresenta-se o resultado obtido imediatamente após o fotodiodo (configuração B2B – Back-to-Back), ou seja, sem incluir os 41,3 km de enlace de fibra óptica. Entretanto, para verificar a possibilidade de geração remota dos pulsos de RF, de interesse para alguns sistemas de radar conforme comentado na Introdução, os sinais ópticos primários foram transmitidos sobre um trecho de fibra óptica padrão antes de serem enviados ao fotodiodo localizado no final do enlace. A figura 4.4 apresenta, em vermelho, o espectro resultante para os pulsos gerados após transmissão do sinal composto a uma distância de 41,3 km. Pode-se observar que, a menos da atenuação natural imposta pela da fibra, o espectro permanece praticamente inalterado. A maior largura de faixa obtida, para ambas as situações, foi de 12,4 GHz (2 GHz até 14,4 GHz), proporcionando um TBWP de 32.240 (com $W_C = 2,6$ μ s).

Observação:

A observação dos pulsos no domínio do tempo em toda a faixa de frequências não foi possível devido à limitação de banda do osciloscópio disponível (3,5 GHz). Entretanto, a figura 4.5 foi incluída apenas para ilustrar o formato destes pulsos de RF. Esta figura mostra um sinal de RF obtido com banda propositalmente limitada a um máximo de 3,5 GHz. Isto pode ser obtido, por exemplo, limitando a amplitude de corrente injetada no DL e/ou deslocando e reduzindo temporalmente, em valores apropriados, a janela de ‘gate’ aplicada ao SOA-chave.

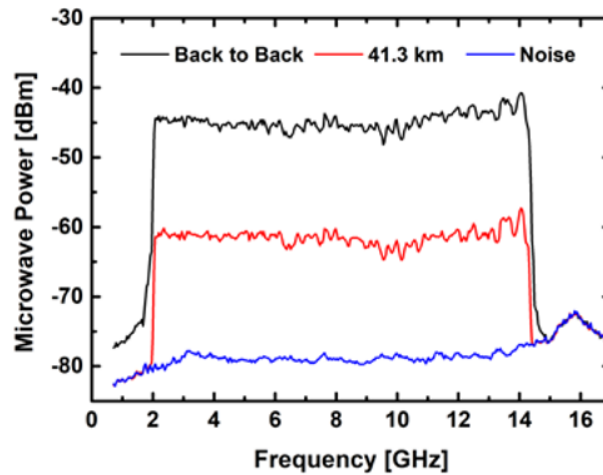


Figura 4.4 – Espectro de potência dos pulsos de micro-ondas. Em preto, é mostrado o resultado obtido imediatamente após o fotodiodo (configuração B2B – Back-to-Back) e comparação com os pulsos obtidos após detecção a uma distância de 41,3 km de fibra óptica padrão do circuito principal (vermelho). Em azul o nível de ruído do AEE [87].

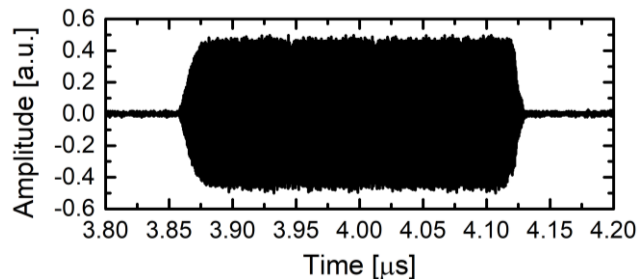


Figura 4.5 – Pulso de RF observado no domínio do tempo, com máxima frequência limitada a 3,5 GHz. O sinal de RF está condensado devido ao valor da largura do pulso de 2,6 μs [40].

4.2.1.1 – Verificação da Linearidade do ‘Chirp’ de RF

Os pulsos de RF inicialmente foram gerados a partir de pulsos parabólicos de corrente, ou seja, com uma dependência quadrática do tipo $i_L(t) = a \cdot t^2$, gravada na memória do AFG1. A variável ‘ a ’ controla o valor máximo do pulso de corrente, 100 mA no presente caso.

Teoricamente, conforme discutido no Capítulo 3, o resultado esperado empregando o modelo FM seria um pulso de RF linearmente modulado em frequência (LFM). Para verificar se esta linearidade efetivamente ocorre, foi realizada uma medida experimental empregando o método de espectroscopia resolvida no domínio do tempo (time-resolved spectroscopy) [36, 45].

Em resumo, esta medida é feita empregando a mesma montagem, com os mesmos parâmetros, com exceção da largura do pulso de ‘chopper’, que foi reduzida para 100 ns e do atraso eletrônico ‘ δ ’. Com este procedimento, a largura de banda gerada pelo batimento no fotodiodo torna-se estreita o suficiente para ser considerada como uma única frequência. Em seguida, começando da menor frequência do espectro (2 GHz neste caso), faz-se uma varredura de toda a faixa através de incrementos sucessivos do atraso ‘ δ ’. A figura 4.6 apresenta uma

ilustração do procedimento, onde a corrente de modulação, que gera o pulso óptico primário está representada em preto.

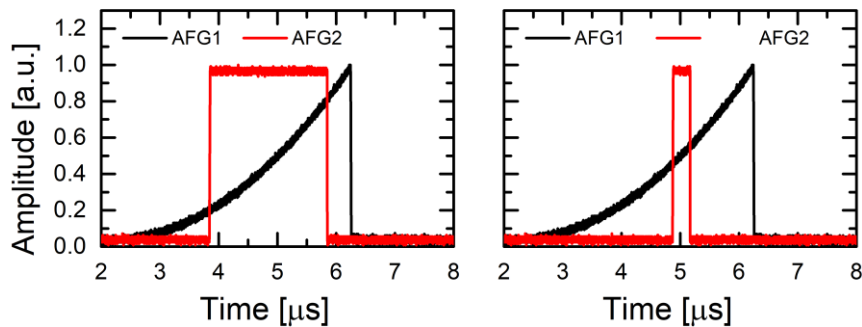


Figura 4.6 – Procedimento para verificação da linearidade do ‘chirp’ dos pulsos de RF. À esquerda, observa-se (em vermelho) o pulso de ‘chopper’ empregado para gerar toda a faixa de frequências. À direita, um pulso estreito de ‘chopper’, gerando uma faixa muito estreita, que pode ser considerada como o valor instantâneo de frequência no instante 5 μs [40].

Na figura da esquerda, observa-se (em vermelho) o pulso de ‘chopper’ empregado para gerar toda a faixa de frequências. À direita, um pulso estreito de ‘chopper’, gerando uma faixa muito estreita, que pode ser considerada como o valor instantâneo da frequência no instante 5 μs .

O resultado obtido está registrado na figura 4.7 da esquerda, onde cada ponto das curvas é obtido para um determinado valor do atraso ‘ δ ’. Pode-se observar que a pretendida linearidade não é atingida, se considerarmos larguras de faixa maiores do que 2 GHz aproximadamente. A figura mostra também que a medida foi realizada para a configuração B2B e para a geração com transmissão remota à 41,3 km de distância, não havendo diferença significativa entre os dois resultados. Esta não-linearidade pode ser justificada, no modelo FM (Capítulo 3), pelo fato de que o parâmetro de ‘chirp’ na realidade não é constante e, como pode ser também inferido a partir da curva à esquerda, aumenta com o aumento da corrente de modulação. Outra possibilidade, também abordada no Capítulo 3, é que o modelo mais adequado seja aquele que sugere, para o laser, um comportamento similar ao de um modulador em fase (modelo PM). Dessa forma, buscou-se uma nova função para a corrente de modulação, tentando de alguma forma impor uma correção no parâmetro de ‘chirp’ do laser que levasse à uma variação, o mais linear possível, das frequências de RF em toda a faixa.

Para determinar, mesmo que de forma aproximada, qual a função de modulação mais indicada para efetuar a correção do ‘chirp’, foi realizado um ajuste numérico (‘fitting’) para curva de frequência com o tempo empregando de uma função polinomial de segunda ordem. Através de novos ajustes, buscando tornar esta curva linear, pode-se concluir que a solução mais simples para atingir uma boa linearidade é introduzir uma correção de terceira ordem no polinômio, além de realizar um ajuste no termo de segunda ordem. Este resultado, em princípio, indica que o modelo teórico mais apropriado é o do modulador em fase (PM).

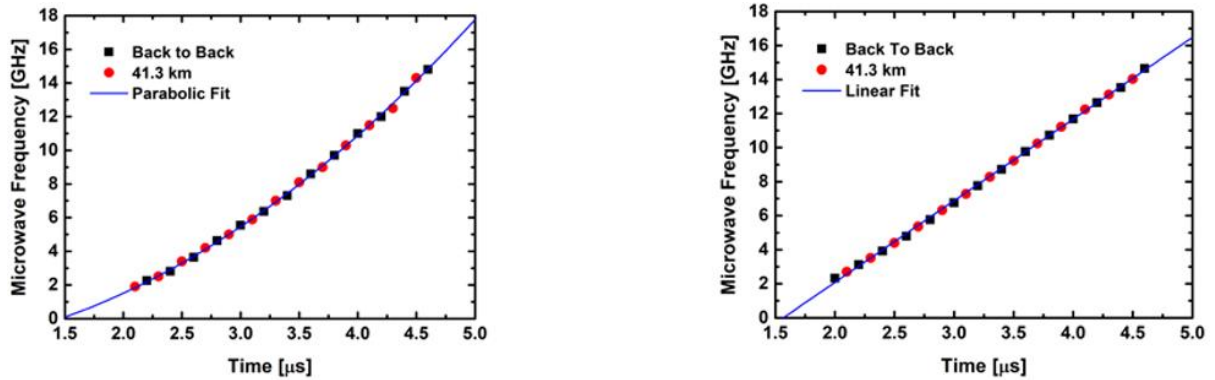


Figura 4.7 – Curva não-linear (esquerda) e curva linearizada (direita) da variação da frequência de RF (‘chirp’). Os resultados estão apresentados para as configurações em B2B (em preto) e para geração remota (em vermelho) após transmissão à 41,3 km através de fibra óptica padrão [87].

Dessa forma, a função foi redimensionada para incluir um novo termo, que apresenta uma variação cúbica da corrente com o tempo, bem como uma correção no próprio termo de segunda ordem. O resultado obtido foi:

$$i_L(t) = a. (1,06 \cdot t^2 - 0,06 \cdot t^3) \quad (4.1)$$

Com o emprego desta função, obteve-se o resultado apresentado na figura 4.7 da direita, onde pode-se observar que uma boa linearidade foi obtida para toda a faixa do pulso de micro-ondas.

4.2.1.2 – Otimização do TBWP (Banda de 12.4 GHz)

A largura temporal do pulso de RF e sua largura de banda podem ser modificados para se tentar obter maiores valores de TBWP. No experimento da Seção 4.2.1, o valor obtido foi de 32.240, a partir de um pulso de ‘chopper’ $W_C = 2,6 \mu s$ (que torna-se a própria largura do pulsos de RF) e largura $W = 4,1 \mu s$ para o pulso de modulação. Para um atraso τ fixo ($1,54 \mu s$ ou 308 m de fibra óptica), a largura dos pulsos de ‘chopper’ e a amplitude de modulação podem ser ajustados com o objetivo de maximizar o TBWP. O primeiro irá atuar diretamente nos valores das larguras temporal e de faixa do pulso de RF, enquanto o segundo atuará apenas no valor da largura de faixa (as amplitudes mínima e máxima do pulso parabólico de modulação ocorrem sempre nas bordas de subida e descida do pulso, respectivamente). Porém, dependendo dos atrasos τ (óptico) e δ (eletrônico), um maior valor para W pode permitir um maior valor para W_C . Entretanto, o valor máximo do TBWP não é necessariamente obtido com uma maior banda e maior W_C simultaneamente, mas sim pelo produto dos dois parâmetros, onde um deles pode eventualmente ser menor. Esta otimização é tratada com maiores detalhes mais adiante, teoricamente na Seção 4.2.2, e em novo experimento apresentado na Seção 4.2.3. Entretanto,

para ilustrar como estes ajustes podem melhorar o desempenho do sistema em termos do TBWP, o pulso de ‘chopper’ foi modificado, ainda no presente experimento, para seu maior valor permitido. Conforme já apresentado, este é limitado pelo ED disponível, ou seja, $W_C = 3,1 \mu\text{s}$. Com o atraso fixo de $\tau = 1,54 \mu\text{s}$, a largura do pulso de modulação deve ser igual ou maior do que $4,64 \mu\text{s}$ ($\tau + W_C$) na figura 4.3, com $\delta = 0$. Para utilizar a maior amplitude de corrente possível, o valor foi ajustado em $4,64 \mu\text{s}$. Nestas condições obteve-se um TBWP de 35.030, cerca de 10% maior que o anterior, mesmo com uma banda de RF ligeiramente menor, conforme pode ser observado em verde na figura 4.8, que compara os resultados obtidos antes e depois da introdução dos ajustes descritos.

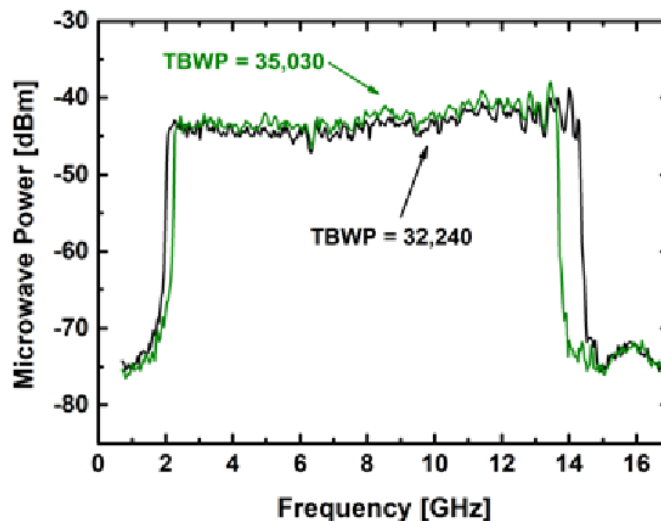


Figura 4.8 – Espectro de potência do pulso de micro-ondas com maior largura de faixa e sua comparação com o pulso de maior TBWP (em verde) [87].

4.2.1.3 – Pulsos de Banda-Única com 12.4 GHz – Comentários Finais

A Seção 4.2.1 (e suas subseções) apresentou os resultados iniciais obtidos para a geração de pulsos de micro-ondas com banda larga, linearmente modulados em frequência e larguras temporais da ordem de alguns μs , compatíveis com muitos dos sistemas de radar em operação e em desenvolvimento atualmente. Adicionalmente, a transmissão remota destes sinais empregando fibra óptica padrão foi demonstrada até distâncias de 41,3 km, virtualmente sem distorções.

Uma vez definido o aspecto da forma de onda de modulação e o atraso entre os sinais ópticos no MZI, a frequência central e a largura espectral dos pulsos podem ser alteradas sem dificuldades, através de ajustes na largura temporal (e da amplitude) dos pulsos de corrente no laser, da duração do pulso de ‘chopper’ e seu correspondente atraso relativo no SOA.

As variações de potência (planicidade) de micro-ondas ficaram entre 2 e 4 dB (figura 4.4), sendo um pouco maiores nas frequências mais elevadas. As frequências ao longo da banda obtida variam continuamente de 2 GHz até 14,4 GHz, com uma relação sinal-ruído de aproximadamente 35 dB em toda sua extensão para a configuração B-2-B, e de 17 dB após a transmissão a 41,3 km (figura 4.4). Por fim, é interessante ressaltar o expressivo valor de 35.030 obtido para o TBWP, o maior número até então registrado para pulsos de RF com LFM e alguns microssegundos de duração utilizando a técnica de auto-heterodinagem.

Estes primeiros resultados, que demonstram o potencial e a versatilidade da técnica de auto-heterodinagem, motivaram a continuidade da pesquisa em busca de resultados ainda melhores, apresentados mais adiante neste capítulo e no Capítulo 5.

Porém, antes de descrever os demais experimentos realizados e os novos resultados obtidos, será apresentado, na próxima seção (Seção 4.2.2), um estudo teórico sobre a variação do TBWP e da largura de banda dos pulsos de RF, em função dos parâmetros envolvidos na sua geração. Este estudo foi motivado pelo resultado obtido na Seção 4.2.1.2, onde obteve-se um TBWP maior para uma largura de banda menor, resultado este que sugere a existência de um compromisso entre estes dois parâmetros. As principais conclusões deste estudo, que influenciaram nos ajustes dos componentes e equipamentos durante os experimentos que se seguiram, são resumidamente comentadas ao final da Seção 4.2.2 (Subseção 4.2.2.7).

4.2.2 – Condições Teóricas para Obtenção de Valores Máximos para TBWP ou para Largura de Banda dos Pulsos de RF

Conforme exposto na Seção 4.2.1.2, existe um compromisso entre a máxima largura de banda ou largura de faixa espectral (BW) e o máximo produto largura de pulso x largura de banda, ou Time-Bandwidth Product (TBWP), que se pode atingir para um pulso de RF gerado pela técnica fotônica de auto-heterodinagem. Nesta seção serão apresentadas possíveis condições teóricas necessárias para maximizar este produto ou, alternativamente, maximizar a BW.

4.2.2.1 – TBWP: Descrição/Definição

O TBWP é um parâmetro empregado em diferentes aplicações que envolvem pulsos de RF. Na área de radar ele é utilizado em conjunto com a técnica de compressão de pulsos, sendo a taxa de compressão inversamente proporcional ao TBWP. Sua definição é muito simples, e será apresentada com o auxílio da figura 3.4, repetida a seguir na figura 4.9, para rápida referência: O TBWP é obtido multiplicando-se BW (não representada na figura) pela sua correspondente

largura temporal. Nesta dissertação, a largura temporal pode ser representada por dois possíveis intervalos de tempo: W_B , se todo o intervalo de batimento entre as réplicas atrasadas entre si do valor τ for aproveitado, sendo esta a maior largura de pulso possível de ser implementada; ou W_C , que é a largura do pulso de ‘chopper’, que possui largura menor ou igual a W_B . Na grande maioria dos casos teremos:

$$TBWP(\tau) = BW(\tau)W_C \quad (4.2)$$

onde a dependência funcional com o atraso τ indica, como veremos a seguir, que a variação deste atraso tem grande influência no resultado do TBWP, pois atua diretamente sobre o tempo de batimento. Na montagem para geração de pulsos de RF com banda-única (Figura 4.1), esta variação foi obtida através de substituição manual da bobina de fibra óptica posicionada no braço desbalanceado. Cada bobina empregada possui diferentes comprimentos de fibra, impondo diferentes atrasos τ . Adicionalmente, a partir da figura 4.9 são definidas as seguintes grandezas:

$W \rightarrow$ duração do pulso de modulação do laser (inicialmente parabólico)

$W_B = W - \tau \rightarrow$ duração do intervalo de batimento (de $t = \tau$ até $t = W$)

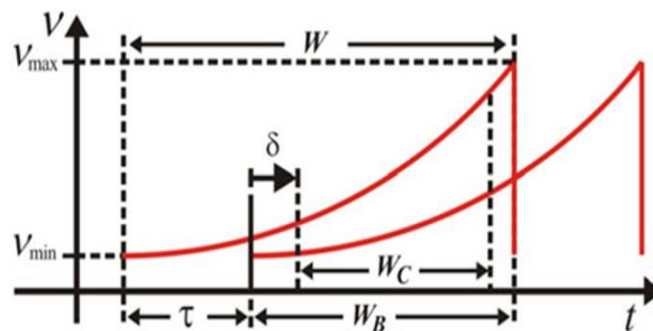


Figura 4.9 – Sinal óptico parabólico e réplica com retardo ‘ τ ’ (em vermelho), presentes na saída do MZI. Em preto os parâmetros envolvidos no cálculo do TBWP.

4.2.2.2 – Modelo para Otimização do TBWP

O TBWP do pulso de micro-ondas gerado a partir de sinais ópticos com ‘chirp’ empregando a técnica de auto-heterodinagem pode ser controlado atuando sobre três elementos principais: sinal de modulação do laser (amplitude e largura do pulso de corrente), do tempo de atraso da fibra (que define o intervalo máximo de batimento dos sinais ópticos) e o pulso de ‘chopper’ do SOA, que estabelece a largura final do pulso de RF, limitando o intervalo de batimento no

intervalo $W_C \leq W_B$. O modelo matemático a seguir mostra quais são as condições necessárias para que se obtenha um valor máximo de TBWP a partir dos componentes empregados no sistema de geração de pulsos de micro-ondas com banda-única com modulação linear em frequência. Por simplicidade, o modelo emprega uma função de corrente de modulação quadrática, e será denominado ‘modelo quadrático’. Entretanto, deve-se lembrar que, nesta situação, considera-se que o laser atue de forma similar a um modulador FM (Capítulo 3).

4.2.2.3 – Modelo Quadrático

Conforme apresentado no Capítulo 3 desta dissertação, a premissa básica para a geração de pulsos de RF com ‘chirp’ linear é a aplicação, sobre o laser DFB, de uma função de corrente de modulação quadrática, considerando-se, neste caso, o modelo FM para o laser. Adicionalmente, é importante ressaltar que esta premissa é válida apenas se considerarmos que o parâmetro de ‘chirp’ seja aproximadamente constante. Neste caso, a equação correspondente à frequência instantânea do pulso de RF pode ser escrita como:

$$f_{RF}(t) = \alpha_{ch}\tau \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.3)$$

Para iniciar esta análise, vamos assumir para a corrente de modulação uma função parabólica genérica:

$$i(t) = at^2 + bt + c \quad (4.4)$$

onde ‘a’ e ‘b’ são parâmetros de ajuste da função de modulação e ‘c’ é a corrente de ‘bias’: $c = I_B$. Derivando em relação ao tempo, obtêm-se a expressão da frequência instantânea de RF com ‘chirp’ linear, onde τ é o atraso constante no braço desbalanceado do MZI:

$$f_{RF}(t) = \alpha_{ch}\tau[2at + b] \quad (4.5)$$

4.2.2.4 – Condição para Máxima Largura de Faixa

Considerando $t = 0$ no início do pulso sem atraso, a menor frequência instantânea inicial permitida para a banda é obtida pela diferença entre as frequências ópticas para $t = \tau$ (veja a figura 4.9):

$$f_{RF}(t = \tau) = \alpha_{ch}\tau[2a\tau + b] \quad (4.6)$$

Para a maior frequência final teremos, em $t = W$:

$$f_{RF}(t = W) = \alpha_{ch}\tau[2aW + b] \quad (4.7)$$

A largura de faixa será:

$$\Delta f_{RF}(t) = f_{RF}(t = W) - f_{RF}(t = \tau) \quad (4.8)$$

Considerando agora que W seja constante, e que o atraso τ seja variável (através do emprego de diferentes bobinas de fibra), temos:

$$\Delta f_{RF}(\tau) = 2a\alpha_{ch}\tau W + \alpha_{ch}\tau b - 2a\alpha_{ch}\tau^2 - \alpha_{ch}\tau b = 2a\alpha_{ch}\tau(W - \tau) \quad (4.9)$$

ou:

$$\Delta f_{RF}(\tau) = BW(\tau) = 2a\alpha_{ch}\tau(W - \tau) \quad (4.10)$$

Observações:

- 1) É interessante ressaltar que a largura de faixa do pulso de RF independe do parâmetro 'b' que será feito igual a zero deste ponto em diante. Este valor foi também empregado na implementação das funções de corrente no gerador de funções AFG e/ou AFG1 em todos os experimentos realizados nesta pesquisa. Além disso, $\Delta f_{RF}(\tau)$ independe também da corrente de 'bias' do laser.
- 2) Nota-se ainda que a frequência instantânea de RF (equação 4.5), também independe da corrente de 'bias' do laser. Adicionalmente, ao fazer $b = 0$, $f_{RF}(t)$ passa a depender somente do parâmetro 'a' da função parabólica.

A partir da equação 4.10, pode-se obter a condição para máxima BW . Derivando em relação a τ e igualando a zero obtêm-se:

$$\tau = \frac{W}{2} \quad (4.11)$$

Este resultado leva a máxima variação possível de frequência (maior banda). Entretanto, grande interesse reside também em conseguir a máxima TBWP possível. A condição para atingir este objetivo é apresentada a seguir.

4.2.2.5 – Condição para Máximo TBWP

Para obter a condição de máximo TBWP, pode-se partir da equação 4.12 abaixo, que define matematicamente este parâmetro:

$$TBWP(\tau) = BW(\tau)W_B \quad (4.12)$$

Empregando a equação 4.10 e lembrando que $W_B = W - \tau$, temos:

$$TBWP(\tau) = 2a\alpha_{ch}\tau(W - \tau)(W - \tau) \quad (4.13)$$

Desenvolvendo algebricamente, chega-se a:

$$TBWP(\tau) = 2a\alpha_{ch} \cdot (\tau W^2 - 2\tau^2 W + \tau^3) \quad (4.14)$$

Analogamente ao caso da BW , para obter-se uma expressão para o máximo TBWP deriva-se a equação anterior em relação a τ e iguala-se o resultado a zero:

$$\frac{d[TBWP(\tau)]}{d\tau} = 2a\alpha_{lw} \cdot (W^2 - 4W\tau + 3\tau^2) = 0 \quad (4.15)$$

Assim, a condição que resulta para o máximo TBWP é:

$$\tau = \frac{W}{3} \quad (4.16)$$

Observação:

Caso seja empregado o modelo PM, com um polinômio cúbico, estas condições permanecem válidas.

4.2.2.6 – Verificação Experimental das Condições de Máxima BW e TBWP

Para verificar experimentalmente as previsões teóricas obtidas nas Seções 4.2.2.4 e 4.2.2.5, diversas bobinas de fibra óptica com diferentes comprimentos (diferentes atrasos τ) foram posicionadas, uma de cada vez, no braço desbalanceado do MZI.

Para este experimento, os ajustes dos componentes e equipamentos foram feitos de forma que a máxima frequência não ultrapassasse o valor nominal do fotodiodo, de 22 GHz. Assim, a amplitude da corrente de modulação foi reduzida de 183 mA para 140 mA, e a corrente de ‘bias’ foi ajustada em 35 mA. Além disso, para realizar a medida da máxima largura de faixa,

a condição $W_B = W_C$ deve ser atendida. Assim, para o caso limite $\tau = 0$, o maior intervalo de batimento $W_B = W - \tau$ deve ser igual à largura do pulso de corrente W e conseqüentemente igual à W_C . Como este último é limitado pelo ED (‘driver’ do SOA) em $3,1 \mu\text{s}$, a duração do pulso de corrente de modulação foi reduzida para este valor.

Os resultados estão apresentados na figura 4.10, com as medidas de larguras de faixa em azul e dos TBWP em vermelho. O eixo horizontal representa os diferentes valores de atraso impostos pelas bobinas de fibra, com valores normalizados em relação à W . O eixo vertical à esquerda representa os valores obtidos para as larguras de faixa, enquanto o da direita representa os valores dos TBWP. Cada par de pontos (BW azul e TBWP vermelho), obtido para um mesmo τ/W , corresponde à uma determinada bobina de fibra, cujo comprimento define o valor do atraso.

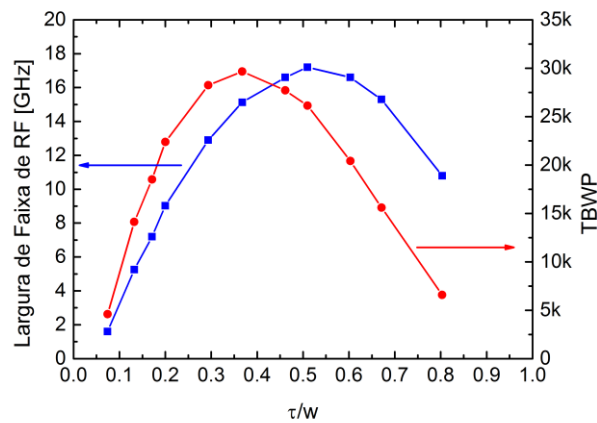


Figura 4.10 – ‘Trade off’ entre banda e TBWP: BW em azul (eixo vertical à esquerda) e o TBWP em vermelho (eixo vertical à direita) resultantes do batimento dos sinais ópticos em função dos atrasos ‘ τ ’ normalizados em relação à duração do pulso de corrente de modulação ‘ W ’ (eixo horizontal τ/W).

Observa-se que os valores de máximo medidos para a BW e o TBWP ocorrem muito próximos dos respectivos valores previstos teoricamente: $\tau/W = 1/2$ e $\tau/W = 1/3$. Como estes máximos não ocorrem simultaneamente, existe um compromisso (‘trade off’) entre estes dois parâmetros na implementação de uma determinada aplicação.

Devido às restrições impostas para este experimento, principalmente a largura do pulso de modulação de $3,1 \mu\text{s}$, a máxima banda obtida foi de aproximadamente 17 GHz. Entretanto, valores maiores para W podem levar a larguras de faixa mais largas e maiores TBWP. Porém, em qualquer caso, para se obter o máximo valor de um destes parâmetros, as regras de otimização apresentadas nas equações 4.11 e 4.16 devem ser seguidas.

A seguir, apresenta-se alguns comentários sobre os resultados apresentados nesta seção.

4.2.2.7 – Compromisso entre Máxima BW e Máximo TBWP – Comentários Finais

Dependendo das aplicações que se tenha em vista, pode-se desejar que o sinal de RF tenha uma grande largura de faixa (BW), a maior possível. Em outras circunstâncias, pode-se desejar sacrificar um pouco a BW, a fim de se obter um maior produto largura de pulso x largura de banda (TBWP). Na Seção 4.2.1.2 observou-se que existe um compromisso entre estes dois parâmetros, teoricamente justificado nas seções 4.2.2.1 a 4.2.2.5. Para melhor compreender este aspecto, de grande relevância no contexto da geração fotônica de pulsos de RF, condições que precisam ser impostas para que, a partir de uma largura temporal de pulso pré-estabelecida, se obtenha ou a máxima largura de faixa possível, ou o maior TBWP possível, dentro das limitações dos equipamentos e componentes que compõem a montagem experimental. Estas condições teóricas estão resumidas nos itens **A.** e **B.** a seguir, onde somente os resultados são apresentados para rápida referência.

A. Máxima BW

A sintonia das bandas depende basicamente de cinco parâmetros: W , δ , W_C , ΔI_B de pico (máxima amplitude da corrente de modulação), e do atraso óptico τ para um determinado comprimento da bobina de fibra no braço desbalanceado do MZI. A partir da variação de um ou mais destes parâmetros, qualquer banda pode, dentro dos limites de variação de frequências do laser, ser obtida. Entretanto, para os experimentos conduzidos para a verificação da máxima BW, algumas restrições que impactam na obtenção desta condição foram impostas. Basicamente, três destes cinco parâmetros foram ajustados a priori e mantidos constantes: 1) máximo W_C igual a 3.1 μ s, já comentado no início deste capítulo; 2) máxima amplitude da corrente de modulação ΔI_B , e 3) o início do pulso de ‘chopper’ foi ajustado para coincidir com o início do intervalo de batimento, ou seja, $\delta = 0$.

A partir destas premissas, obteve-se a condição para máxima largura de faixa espectral: $\tau = 1/2 \cdot W$ (equação 4.11).

A equação de vínculo 4.11 exprime o fato de que se pode obter uma máxima largura de faixa BW quando o atraso óptico for selecionado como sendo a metade da duração temporal do pulso de corrente primário. Entretanto, grande interesse reside também em conseguir o máximo TBWP possível comentado no item **B.**

B. Máximo TBWP

Um valor elevado de TBWP é muito interessante para radares modulados linearmente em frequência (LFM) que empregam a técnica de compressão de pulso na recepção, porque este produto representa a taxa de compressão (PCR – pulse compression ratio), associada ao processamento do sinal recebido [34, 36, 40, 41, 48]. Esta taxa, e em consequência o TBWP, é inversamente proporcional à resolução em alcance do equipamento. Assim, quanto maior for o TBWP, melhor (menor) será a resolução espacial em alcance, conforme pode ser inferido pela equação 4.17, onde R_{res} é a resolução e ‘ c ’ é a velocidade da luz no ar [41]. Observe que $[R_{\text{res}}] \equiv$ comprimento.

$$R_{\text{res}} = (\text{Largura do Pulso} \times c) / (2 \cdot \text{TBWP}) \quad (4.17)$$

Com larguras de pulso da ordem de poucos microssegundos e TBWPs da ordem de dezenas de milhares (obtidos nos experimentos desta pesquisa), pode-se ao menos do ponto de vista teórico obter resoluções na faixa de poucos centímetros ou até milímetros [40].

Para determinar o máximo valor possível para o TBWP foi empregada a equação 4.12, $TBWP(\tau) = BW(\tau)W_B$, que define matematicamente este parâmetro. De acordo com os requisitos matemáticos estabelecidos para este propósito, a condição que resultou para máximo TBWP foi: $\tau = 1/3 \cdot W$ (equação 4.16).

A equação de vínculo 4.16 exprime o fato de que se pode obter uma máxima TBWP quando o atraso óptico for selecionado como sendo de um terço da duração temporal do pulso de corrente primário.

4.2.3 – Pulsos de Banda-Única com 23,2 GHz e 26,4 GHz de Largura Espectral

Dando continuidade à pesquisa em banda-única, estabeleceu-se como meta verificar qual o máximo valor de TBWP poderia ser atingido, seguindo as previsões teóricas da seção anterior, e de acordo com as limitações dos componentes empregados na montagem experimental. Esta última foi ligeiramente modificada em relação ao apresentado na figura 4.1, com a inclusão de um VOA – Variable Optical Attenuator imediatamente antes do SOA. Sua função será discutida mais adiante, juntamente com apresentação dos novos resultados experimentais. A nova montagem está ilustrada na figura 4.11.

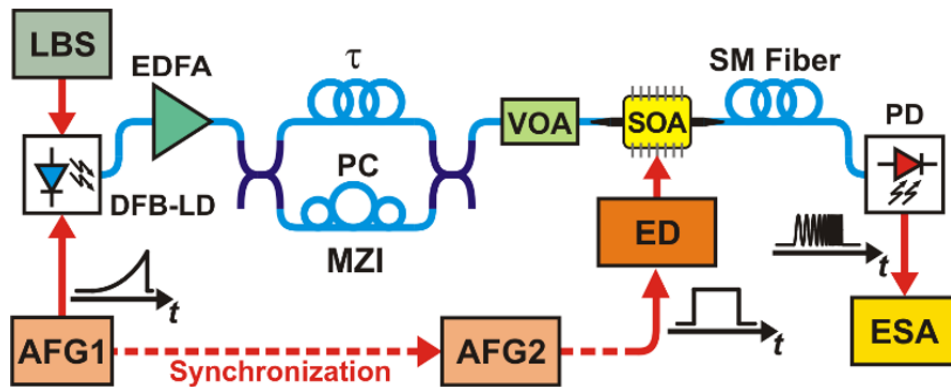


Figura 4.11 – Montagem experimental para a geração de pulsos com banda-única (incluindo o VOA).

AFG: Gerador de Formas de Ondas Arbitrárias; **EDFA:** Amplificador Óptico Dopado com Érbio; **ESA:** Analisador de Espectro Elétrico; **FG:** Gerador de Funções; **LBS:** Fonte de Alimentação (Bias) do Laser; **LD:** Diodo Laser; **MZI:** Interferômetro de Mach-Zehnder; **τ:** Linha de Atraso (bobina de fibra óptica); **PC:** Controlador de Polarização; **PD:** Fotodiodo; **SOA:** Amplificador Óptico a Semicondutor; **VOA:** Atenuador Óptico Variável.

4.2.3.1 – Banda-Única de 23,2 GHz e TBWP de 68.440

No primeiro resultado da fase experimental que buscou uma otimização do TBWP (Seção 4.2.1.2), foi produzido um pulso com cerca de 12 GHz de banda e TBWP máximo da ordem de 35.000 (figura 4.8 em verde). Relembrando os valores de atraso e de largura de pulso de corrente de modulação empregados naquele experimento ($\tau = 1,54 \mu\text{s}$ e $W = 4,64 \mu\text{s}$), vemos que estes valores estão muito próximos da condição teórica de máximo TBWP: $W = 3\tau$. Sabe-se agora (Seção 4.2.2) que isto não foi uma mera coincidência e que, com este ajuste, um valor de TBWP muito próximo do máximo será obtido. Assim, deste ponto em diante todos os experimentos envolvendo pulsos com banda-única foram conduzidos mantendo esta condição.

Entretanto, deve ser lembrado que este valor máximo foi obtido mantendo-se todos os outros parâmetros constantes. Caso algum deles seja alterado de forma que a função óptica gerada pelo laser seja modificada, ou com um aumento de W_C , isto vai alterar o valor da banda de RF e, em consequência o TBWP (que por sua vez continuará a ser o máximo possível para as novas condições experimentais, desde que seja mantida a condição $W = 3\tau$).

Levando em conta estas considerações, um novo experimento foi conduzido, onde empregou-se um outro gerador de funções arbitrárias (AFG), com capacidade de fornecer uma variação de amplitude de tensão duas vezes maior que o anterior (10 volts). Com isso, a máxima amplitude disponível para a corrente de modulação ΔI_B , passou a ser de 200 mA, aumentando assim a faixa de variação de frequências ópticas do laser. Optou-se também por um valor de W_C o mais próximo possível de W_B , também com o objetivo de maximizar o TBWP. A expectativa é obter um pulso de RF com maior largura temporal e maior banda e,

consequentemente, maior TBWP. Os parâmetros empregados neste experimento são apresentados a seguir:

- Corrente de polarização do laser: 46 mA
- Amplitude da corrente de modulação: 183 mA
 - AFG1 com 10 V de amplitude máxima sobre a impedância de entrada de 50Ω do circuito do laser. Não foi empregada, neste experimento, a maior excursão possível (200 mA) devido à largura do pulso de modulação escolhida ($W = 4,6 \mu\text{s}$), e também devido à limitação da banda do fotodiodo.
 - A excursão de corrente no laser foi de 46 mA até 229 mA
- Pulso parabólico (AFG1): $i_L(t) = at^2$
 - A amplitude dos pulsos foi ajustada manualmente no AFG1 conforme as bandas desejadas.
- Largura do pulso parabólico (AFG1): $W = 4,6 \mu\text{s}$
- Taxa de repetição dos pulsos de modulação: 2 kHz
 - O ciclo de trabalho do sinal de modulação resultou em aproximadamente 1%, baixo o suficiente para permitir que o laser retorne ao comprimento de onda de referência antes da aplicação do próximo pulso (tempo de estabilização)²⁵.
- Comprimento da fibra de retardo no MZI: $L = 308 \text{ m}$ ($\tau = 1,54 \mu\text{s}$)
 - Com este valor, resulta um tempo de batimento máximo $W_B = 3,06 \mu\text{s}$, um valor muito próximo do tempo de ‘chopper’ permitido pelo ED: $W_C = 3,1 \mu\text{s}$
- Disparo do ‘chopper’ (pulso no SOA): $\delta = 55 \text{ ns}$ (para a frequência inicial de 2 GHz)
- Largura do pulso de ‘chopper’: $W_C = 2,95 \mu\text{s}$
 - Os pulsos de ativação do SOA possuem uma faixa de ajuste situada entre 100 ns e $3,1 \mu\text{s}$, limitados pelo ED disponível. Adicionalmente, o ED transforma o pulso de tensão do AFG2 num pulso de corrente. No presente caso foi ajustada uma amplitude de aproximadamente 667 mA.
 - Os valores de δ (um pouco maior que zero) e W_C (um pouco menor que $3,1 \mu\text{s}$) foram escolhidos para evitar que houvesse batimento de frequências resultantes das bordas dos pulsos de corrente, o que poderia gerar distorções no sinal de RF gerado.

²⁵ O tempo de estabilização de um laser baseado em InP é estimado em aproximadamente $91 \mu\text{s}$ [40], o que possibilita uma taxa de repetição de pulso de até aproximadamente 11 KHz.

Como já descrito anteriormente, o sinal óptico composto, após passagem pelos demais componentes da montagem, é encaminhado ao fotodiodo, detectado e o sinal de RF resultante apresentado no analisador de espectro elétrico.

O espectro obtido para os pulsos de micro-ondas pode ser observado na figura 4.12. A largura de faixa obtida foi de 23,2 GHz (2 GHz até 25,2 GHz), apesar da frequência de corte nominal de 22 GHz para o fotodiodo. Com $W_c = 2,95 \mu\text{s}$, um TBWP de 68.440 foi obtido, praticamente o dobro do valor alcançado no experimento anterior.

A figura 4.12 apresenta três resultados. O espectro em preto mostra o resultado obtido imediatamente após o fotodiodo (configuração B2B – Back-to-Back). Entretanto, com a finalidade de testar a capacidade de distribuição remota destes sinais, com aplicações em sistemas de radar e de estações terrenas de satélite, foi realizada a transmissão dos sinais ópticos (sinal original do laser e sua cópia atrasada no MZI) sobre 25 km e 41 km de fibra óptica padrão (SSMF). O fotodiodo foi posicionado no final da fibra, obtendo-se os resultados mostrados em azul e vermelho, respectivamente. Pode-se notar que, a menos da atenuação natural imposta pela da fibra, o espectro permanece virtualmente inalterado, praticamente sem distorção. Além disso, devido à proximidade (em termos ópticos) dos comprimentos de onda máximo e mínimo gerados pelo laser, os efeitos de dispersão podem ser praticamente desconsiderados. Por exemplo, para uma banda de 50 GHz, a banda equivalente em termos de comprimento de onda é $\Delta\lambda = 0,4 \text{ nm}$ para um comprimento de onda central de 1546 nm. Assumindo um valor típico para o parâmetro de dispersão cromática, $D = 17 \text{ ps/nm.km}$, e considerando um comprimento de fibra de aproximadamente 41 km empregado no experimento, a dispersão resultante é de aproximadamente 278 ps, muito menor do que as larguras de pulso de RF geradas (da ordem de microssegundos).

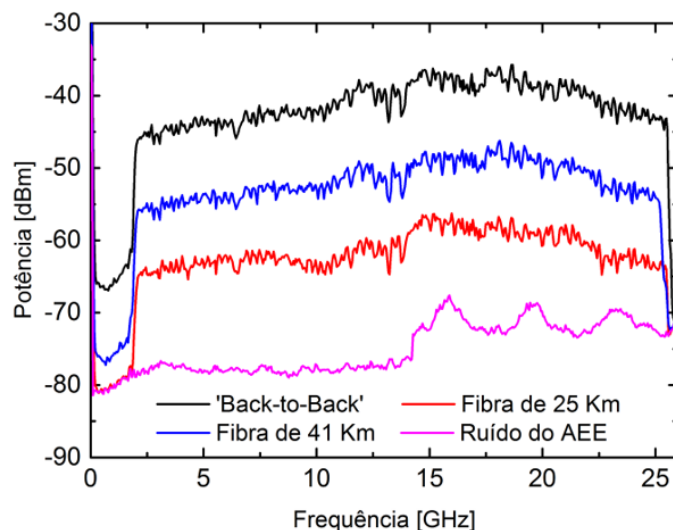


Figura 4.12 – Espectro do pulso de micro-ondas com 23,2 GHz de banda, para as situações ‘back-to-back’ (B2B) e após transmissão através de 25 e 41 km de fibra óptica monomodo padrão [40].

4.2.3.2 – Verificação da Linearidade do ‘Chirp’ de RF (Banda de 23,2 GHz)

A análise do ‘chirp’ do pulso de RF de 23,2 GHz foi conduzida de forma similar ao caso da banda de 12,4 GHz (Seção 4.2.1.1), ou seja, empregando a técnica de espectroscopia no domínio do tempo. Para avaliar a função da variação de frequências de RF ao longo da variação temporal do pulso, o intervalo W_c foi reduzido para 100 ns e, através de sucessivos incrementos no atraso δ (atraso eletrônico do pulso de ‘chopper’), iniciando na borda de subida do intervalo de batimento W_B estabelecido para toda a banda (2,95 μ s), foi realizada uma varredura espectral onde as frequências centrais de cada pulso estreito de 100 ns foi observada no AEE. O resultado está apresentado na figura 4.13 (esquerda) para duas situações: B2B (em preto) e após transmissão em até 41,3 km de fibra (em vermelho). Identicamente ao caso de 12,4 GHz de banda, o ‘chirp’ de RF é não linear para toda a banda quando uma função quadrática de corrente de modulação é empregada, podendo ser considerado aproximadamente linear apenas em intervalos menores de 2 GHz de banda.

Com este resultado, fica mais uma vez demonstrado que o parâmetro de ‘chirp’ do laser provavelmente não é constante, especialmente para elevadas amplitudes de corrente. Porém, como discutido no Capítulo 3, se for considerado que sua variação no tempo é lenta, o modelo PM, que requer uma função de modulação cúbica, é mais indicado para modelar a frequência de RF instantânea. De qualquer forma, pode-se concluir que sempre será necessário fazer ajustes na função de corrente de modulação para obter o ‘chirp’ linear. Para o presente caso, a nova função de corrente de modulação, obtida também de forma experimental, foi ajustada para:

$$i_L(t) = a \cdot (t^2 - 0,07 \cdot t^3) \quad (4.18)$$

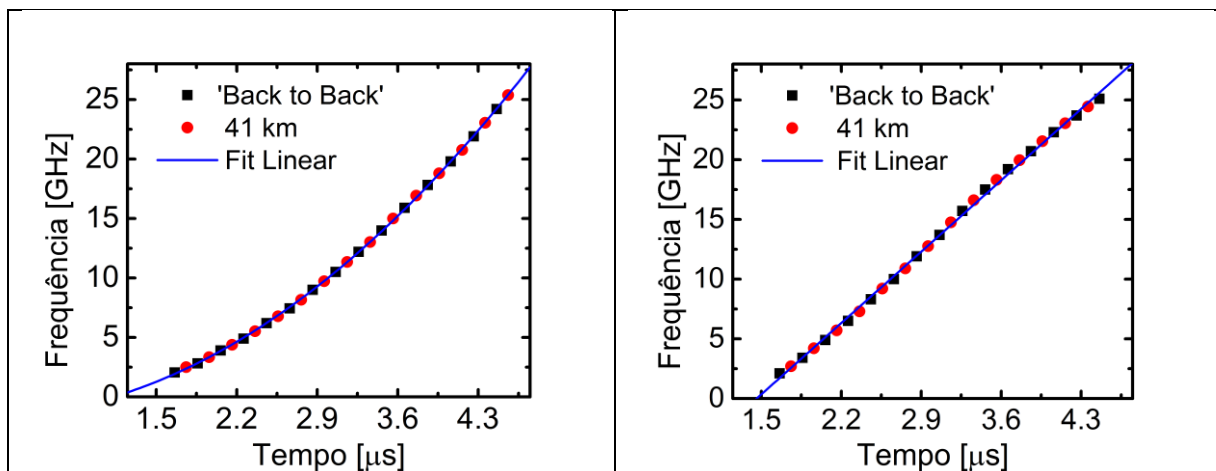


Figura 4.13 – Curva não-linear (esquerda) e curva linearizada (direita) da variação da frequência de RF (‘chirp’) com banda de 23,2 GHz. Os resultados estão apresentados para as configurações em B2B (em preto) e para geração remota (em vermelho) após transmissão através de 41,3 km de fibra óptica padrão [40].

Esta nova função, entretanto, modifica a banda originalmente obtida, pois o termo de correção cúbico, por ser negativo, impõe um aumento de corrente mais suave do que o termo quadrático isolado. Assim, para manter a banda de 2 a 25,2 GHz, a corrente de ‘bias foi reduzida para 31 mA e a amplitude da corrente de modulação foi alterada para 192 mA. O resultado, com ‘chirp’ de RF praticamente linear em toda a banda, é mostrado na figura 4.13 (direita). A figura mostra também que, mesmo após a propagação sobre 41,3 km de fibra, a dependência do sinal com o ‘chirp’ mantêm-se inalterada, apesar dos ajustes realizados.

4.2.3.3 – Avaliação da Distorção Harmônica e do Ruído de Fase

Uma das preocupações de qualquer processo de geração de sinais de RF é quanto a sua pureza espectral. Especificamente em sistemas de radar, medidas de velocidades que empregam o efeito Doppler e nos radares que empregam a compressão de pulso, as tolerâncias em termos de distorções harmônicas e ruído de fase são muito restritas.

Conforme mencionado anteriormente na Seção 4.1, a presença de sinais ópticos de alta potência na entrada do SOA pode originar não-linearidades nos sinais também ópticos na saída deste componente. Isto ocorre devido ao fenômeno de mistura de quatro ondas (FWM – Four-Wave Mixing). Esta mistura no domínio óptico, caso ocorra, irá introduzir distorções harmônicas no sinal de RF com ‘chirp’ produzido no fotodiodo. Dessa forma, uma análise destas distorções é de fundamental importância para avaliar a qualidade dos pulsos de RF gerados por auto-heterodinagem.

Para avaliar os níveis de distorção presentes nos pulsos de micro-ondas, foram gerados pulsos com bandas de aproximadamente 500 MHz, centrados em torno de 3,0 GHz, para três níveis de potência da entrada no SOA (+0,5 dBm, -5,5 dBm e -12,5 dBm). Esta frequência central de 3 GHz foi escolhida para permitir a observação de vários harmônicos (até o sétimo, caso ocorra, considerando a banda de 22 GHz do fotodiodo). Para obter estas características, o pulso de ‘chopper’ W_C foi ajustado em 100 ns, com atraso $\delta = 0.25 \mu s$ e atenuação inicial zero no VOA. A figura 4.14 (de cima) mostra o espectro obtido para estes valores, onde a frequência central do pulso fundamental ficou em 3,1 GHz. Este espectro mostra claramente a presença de segundo e terceiro harmônicos no sinal de RF para a potência de entrada em 0,5 dBm (em preto na figura). Com a redução da potência, observa-se que as distorções também diminuem (espectros em vermelho e azul). Para uma potência de -12,5 dBm (em azul), o sinal fica praticamente livre de distorção harmônica. É interessante notar que, mesmo para o pior caso, com a potência de 0,5 dBm, a margem entre o sinal fundamental e o segundo harmônico é de

aproximadamente 17,5 dB, o que representa uma potência de segundo harmônico de apenas ~2% do valor da fundamental.

A figura 4.14 (de baixo) mostra as diferenças de potências entre a frequência fundamental e as harmônicas, em função das potências de entrada do SOA. Pode-se notar que, para -12,5 dBm, temos praticamente apenas a frequência fundamental, com margem de mais de 30 dB sobre o nível de ruído do AEE. Dessa forma, este valor foi empregado para todos os experimentos realizados (exceto o inicial, com banda de 12,4 GHz). Adicionalmente, a potência medida na saída do SOA, corrigida pelo ciclo de trabalho imposto pelo pulso de ‘chopper’, foi de 6,5 dBm, demonstrando que este componente atua também como amplificador resultando, no caso, em ganho de $6,5 \text{ dBm} - (-12,5 \text{ dBm}) = 19 \text{ dB}$.

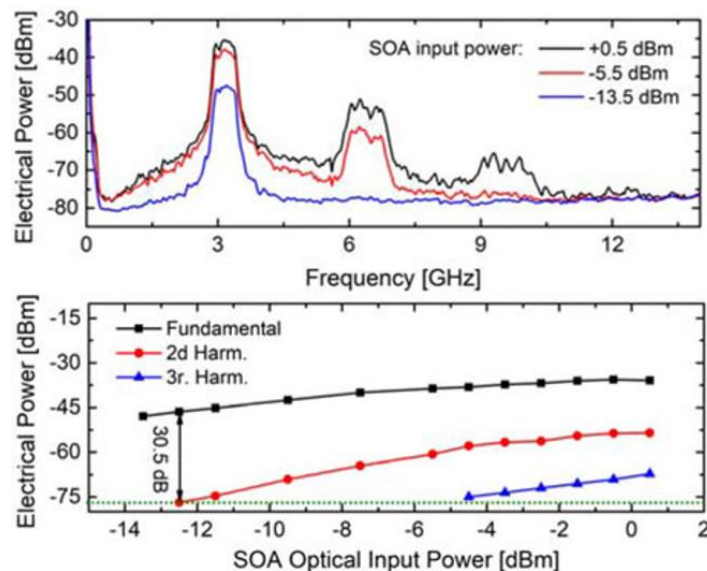


Figura 4.14 – Medidas da distorção harmônica dos pulsos de micro-ondas [40].

Outro aspecto relevante, relacionado com a qualidade de pulsos LFM de micro-ondas empregados em radares com compressão de pulso, é o requisito de baixo ruído de fase, pois as flutuações em fase deste sinal resultam em maiores ou menores picos da função de correlação no processamento do sinal recebido. Para verificar o impacto deste parâmetro nos pulsos de micro-ondas gerados, a largura de linha do laser DFB utilizado nos experimentos foi caracterizada, empregando também o método de auto-heterodinagem [58]. A figura 4.15 mostra o resultado obtido, de aproximadamente 7,9 MHz, para emissão contínua no comprimento de onda central de 1546 nm. Para esta medida, o mesmo MZI da montagem de geração de pulsos foi empregado. Assim, esta caracterização inclui eventuais contribuições para as flutuações de fase introduzidas por este componente. Este valor é grande para a maioria das aplicações em radar. Variações Doppler ficam na faixa de centenas a poucos milhares de Hz, tornando-se assim

uma das desvantagens da geração de RF por auto-heterodinagem. A Seção 4.3, Vantagens e Desvantagens da Auto-Heterodinagem, discute este e outros aspectos com maiores detalhes.

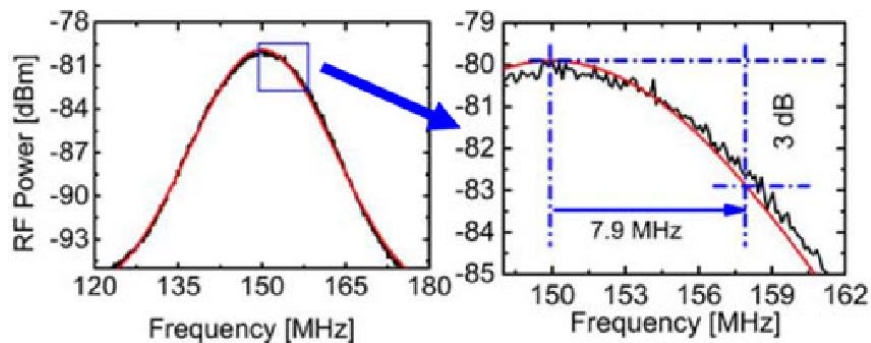


Figura 4.15 – Largura de linha do laser DFB utilizado nesta dissertação [40, 94]. Em vermelho, um ‘fit lorentziano’.

4.2.3.4 – Banda-Única de 26,4 GHz e TBWP de 74.000

Explorando os limites máximos permitidos pela montagem experimental, um último experimento envolvendo pulsos com banda-única buscou obter o maior TBWP possível com esta configuração. Assim, a amplitude da corrente de modulação foi aumentada para o máximo valor possível (200 mA), enquanto que a corrente de ‘bias’ foi reduzida para 31 mA para evitar eventuais danos ao laser. A largura do pulso de modulação ($W = 4,6 \mu\text{s}$) e o atraso no MZI ($\tau = 1,54 \mu\text{s}$) foram mantidos. O principal fator limitante foi a resposta em frequência do fotodiodo, forçada bem além do seu limite nominal (por especificação limitada a 22 GHz), pois obteve-se uma frequência máxima de 28,4 GHz, com uma banda total de aproximadamente 26,2 GHz, conforme mostrado na figura 4.16. Frequências ainda maiores (acima de 30 GHz) puderam ser observadas, porém com elevado grau de flutuação de potência. Assim, o pulso de ‘chopper’ foi reduzido para $W_C = 2,8 \mu\text{s}$ para manter uma relação sinal-ruído de 15 dB no final da banda. Com isso, o TBWP obtido foi de $2,8 \mu\text{s} \times 26,4 \text{ GHz}$, ou aproximadamente 74.000. No melhor do conhecimento do autor, este é o maior valor de TBWP atingido até o momento empregando a técnica de auto-heterodinagem. Este valor pode ainda ser ampliado, com o emprego de um fotodiodo de maior banda e/ou um ‘driver’ para o SOA que permita um W_C maior do que $3,1 \mu\text{s}$.

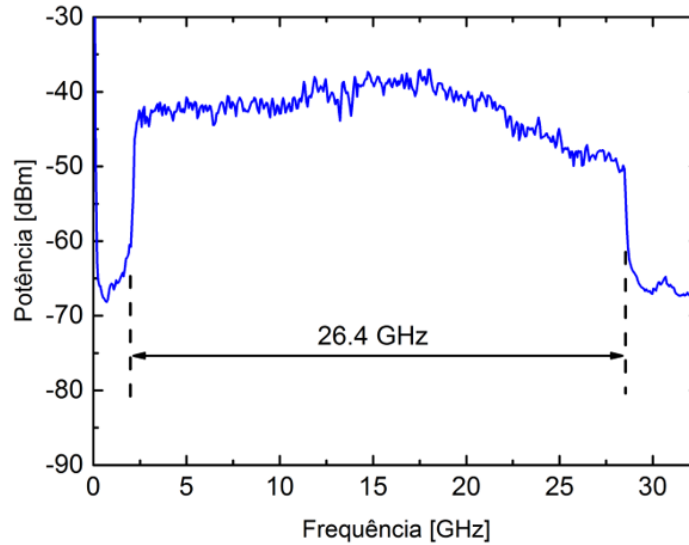


Figura 4.16 – Espectro do pulso com 26,4 GHz de largura de banda [40].

4.2.4 – Bandas de Radar

A flexibilidade da metodologia proposta nesta dissertação permite a geração de pulsos de micro-ondas com larguras de banda e formatos $f_{RF}(t)$, em princípio, completamente arbitrários. Para selecionar uma determinada banda, sem a preocupação de maximizar o TBWP, basta ajustar a largura e a amplitude do pulso de corrente de modulação, assim como a largura e o atraso eletrônico do pulso de ‘chopper’. O atraso óptico τ no MZI pode também ser alterado, porém isto requer a troca da bobina de fibra no braço do MZI. Uma alternativa interessante para alterar o atraso óptico sem “realizar uma troca de bobina”, é empregar certos dispositivos comerciais que consistem de diversas bobinas de fibra óptica com enrolamento compacto (variable optical delay line), todas encapsuladas em uma pequena caixa, que podem ser interconectadas com chaves ópticas, em várias combinações, resultando em diversos atrasos que podem ir de poucos nanossegundos até milissegundos [106].

Para ilustrar esta flexibilidade, foi conduzido um experimento para gerar, separadamente, as cinco bandas de radar presentes na banda de 23,2 GHz (intervalo de 2 GHz até 25,2 GHz), ou seja, bandas ‘S’, ‘C’, ‘X’, ‘Ku’ e ‘K’, esta última incompleta (seu intervalo é de 18 GHz a 26,5 GHz). Para este experimento, a largura do pulso de corrente de modulação foi mantida constante em $4,6 \mu\text{s}$, bem como o atraso $\tau = 1,54 \mu\text{s}$ no braço desbalanceado do MZI. Dessa forma, ficou mantida a condição de máximo TBWP para todas as bandas. Manteve-se constante também a amplitude máxima do pulso de corrente (200 mA). Nestas condições, as bandas, suas respectivas frequências centrais e as larguras dos pulsos de RF foram selecionadas através do atraso δ e da largura do pulso de ‘chopper’ W_C . A figura 4.17 mostra os espectros

obtidos para cada uma das bandas. Para este experimento, δ define a frequência inicial e W_C , que é a própria largura do pulso de RF, define a frequência final, e portanto define também a largura de banda (veja a figura 4.3).

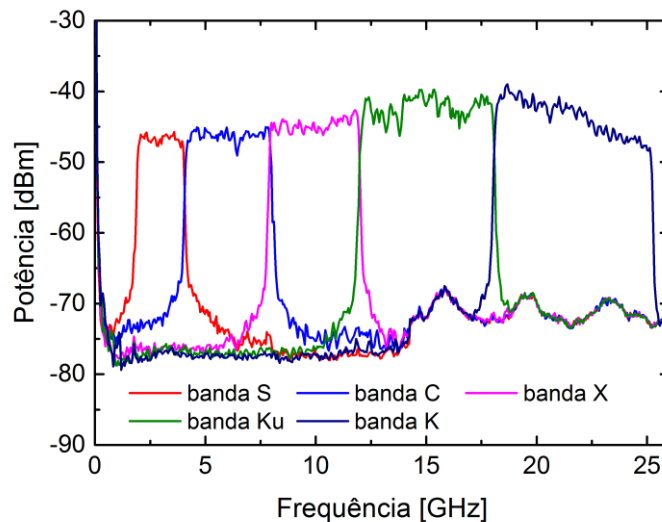


Figura 4.17 – Espectros dos pulsos de micro-ondas com ‘chirp’ para bandas de radar [40].

4.3 – Vantagens e Desvantagens da Auto-Heterodinagem²⁶

A auto-heterodinagem, da mesma forma que a heterodinagem, possibilita a geração de virtualmente qualquer frequência, limitada principalmente pela variação máxima de comprimentos de ondas do laser e pela largura de banda do fotodiodo empregado no sistema. Por isso ela é muito atrativa para o emprego em radares que demandam elevados TBWP e várias outras aplicações. Um maior detalhamento das vantagens e desvantagens desta técnica é feito a seguir.

4.3.1 – Vantagens

O primeiro e principal aspecto a ser destacado sobre a auto-heterodinagem é a sua flexibilidade. Referindo-se aos trabalhos em banda-única apresentados neste capítulo, além de outras publicações que discutem a geração de sinais de RF com o emprego desta técnica, pode-se verificar que sinais, CW ou pulsados, podem ser gerados de forma completamente arbitrária, com características bem diversificadas, conforme especificado a seguir:

²⁶ Os comentários apresentados nesta seção estão baseados nas referências 13, 20, 21, 25, 27, 29, 34, 35, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 51, 52 e 72.

- 1) Os espectros de frequências possíveis de serem gerados estendem-se desde a faixa de VHF, UHF, até ondas milimétricas, podendo ser com banda-única, banda-dupla ou multi-bandas. Adicionalmente, as larguras de banda podem variar desde CW até dezenas de GHz.
- 2) As larguras temporais dos pulsos podem ter duração de poucos nano-segundos até dezenas ou centenas de micro-segundos, controladas pelos pulsos de modulação do AWG e pela largura dos pulsos de ‘chopper’. Assim, fazendo uso da terminologia de radar, pode-se gerar "pulsos curtos" ou "pulsos longos", cada um com sua aplicação específica.
- 3) Os pulsos de RF podem ser gerados com ou sem modulação em frequência (‘chirp’). Adicionalmente, a modulação FM pode ser arbitrária, em geral classificada como linear ou não-linear (LFM ou NLFM), e ter sua taxa de variação (‘chirp rate’) controlada pelo pulso de modulação do AWG [36]. Além disso, a auto-heterodinagem permite que os sinais de RF sejam gerados com modulações completamente arbitrárias, bastando para isso modular um dos sinais ópticos presente em um dos braços do MZI.
- 4) O sinal (pulsos periódicos) de corrente de modulação do laser, em última análise responsável por induzir o ‘chirp’ e possibilitar a formação dos sinais de RF, pode ser implementado utilizando-se um gerador de funções arbitrárias de baixa frequência (kHz), ou seja, emprega-se eletrônica de baixa frequência na entrada, para gerar sinais de vários GHz na saída [34, 40, 52].
- 5) O produto largura de pulso x largura de faixa (TBWP) pode atingir um valor bastante elevado, ajustado pela modulação do laser, pelo atraso no braço desbalanceado do MZI, pelo controle da posição (δ) e da largura do pulso (WC). Os valores obtidos nos experimentos deste trabalho atingiram a ordem de grandeza de dezenas de milhares (74.000).
- 6) A variação de comprimento de onda no laser baseada no uso de sinais de corrente de modulação de baixa frequência (kHz) simplifica a eletrônica envolvida no sistema, além de possibilitar a ocorrência de ‘chirp’ predominantemente térmico.

O segundo aspecto é a simplicidade. Este método não requer configurações convencionais do tipo laser mestre-escravo e moduladores externos (de altas frequências de RF). A montagem experimental pode ser implementada com apenas um DL, em conjunto com outros componentes ópticos relativamente simples, todos disponíveis comercialmente ou construídos no próprio laboratório, com custo relativamente baixo. Destaca-se o emprego de um laser DFB em conjunto com um interferômetro de MZ ao invés de lasers mais complexos e moduladores ópticos empregados na maioria das técnicas, que requerem sinais elétricos (RF)

de referência externos estáveis de alta qualidade [34, 86]. É interessante ressaltar que a montagem é, com exceção dos equipamentos (AWG, AEE, etc.) e ‘drivers’ associados a alguns componentes, composta apenas por componentes ópticos.

Por fim, como vantagem adicional, a técnica de auto-heterodinagem pode ser empregada em outras aplicações que não a geração de sinais de RF, como por exemplo a caracterização de componentes eletro-ópticos, discriminação de frequências ópticas, etc., sem a necessidade de um segundo laser para implementar a função de oscilador local. Dentre as aplicações destacam-se [34, 40, 52, 58, 59, 88, 93, 108]:

- Análise dinâmica do parâmetro chirp de lasers DFB.
- Caracterização da resposta em frequência de fotodetectores de alta velocidade.
- Medida da largura de linha de lasers operando em CW. A largura de linha tem origem no ruído de fase, que por sua vez é um parâmetro que determina a coerência do sinal óptico. Outras medidas correlacionadas com a largura de linha CW são o tempo e o comprimento de coerência.
- Medida da largura de linha de lasers modulados em frequência. Para esta medida (e para o caso CW acima), o atraso no braço desbalanceado do MZI deve ser bem maior do que o tempo de coerência do DLS. Isto assegura que haverá detecção incoerente no fotodiodo (incoherent mixing), necessária para reproduzir, em RF, a largura de linha da fonte óptica.
- Discriminador de fase ou de frequência óptica. Para esta medida, o atraso no braço desbalanceado do MZI deve ficar dentro do tempo de coerência do DLS (ou outra fonte óptica). Isto assegura que o sistema funcionará como um interferômetro convencional, com detecção coerente no fotodiodo (coherent mixing).

4.3.2 – Desvantagens

1) Retardos no MZI

Os longos retardos no braço desbalanceado do MZI (da ordem de microssegundos) requerem o emprego de bobinas de fibra de centenas ou milhares de metros, dificultando a compactação da montagem. Outro aspecto é a necessidade de substituição da bobina caso seja necessário alterar o tempo de retardo. Assim, a flexibilidade da técnica fica um pouco comprometida. O emprego de módulos ‘customizados’ de atraso ópticos variáveis (variable optical delay modules) compactos é uma alternativa viável [106], porém eleva o custo do sistema, além de torná-lo um pouco mais complexo.

2) Estabilidade de Fase

A estabilidade de fase é importante para o processamento coerente em radares que empregam o efeito Doppler e compressão de pulso, e para aplicações como imageamento de objetos e rejeição de ‘clutter’. Para gerar pulsos largos e com elevada largura de faixa (em última análise, com elevados TBWP), o atraso no braço desbalanceado do MZI deve ser grande. Nesta situação, este atraso fica bem maior do que o tempo de coerência da fonte óptica, levando à ocorrência de detecção incoerente no fotodiodo e, em consequência, elevadas larguras de linha e ruído de fase no sinal de RF gerado [59]. Para garantir uma boa estabilidade e melhorar a qualidade dos sinais de micro-ondas, lasers com largura de linha muito estreita devem ser empregados. Entretanto, nesta situação o comprimento do braço desbalanceado deverá ser muito grande (muito maior do que 10 km) para que o MZI opere no regime incoerente [59]. Técnicas alternativas para reduzir o ruído de fase dos sinais ópticos produzidos por lasers quando operando com ‘chirp’, e assim manter os sinais ópticos altamente coerentes na detecção, incluem o emprego de malhas de controle de fase (ou PLLs – Phase Locked Loops), OIL, OPPLs e OEOs. Estas técnicas foram descritas no Capítulo 2. Outra possível solução, proposta já no primeiro artigo publicado sobre auto-heterodinagem em 1982 [52], é tentar reduzir a largura de linha do laser através de realimentação a partir de uma cavidade externa. Por fim, em trabalhos mais recentes (nos anos de 2012 e 2015), Grillot *et al.* e Quin *et al.* discutem a estabilidade do ‘chirp’ em DFB-LDs empregando técnicas de controle externo [92, 107].

5 – Geração Experimental de Pulsos de Micro-Ondas com Banda-Dupla Empregando a Técnica de Auto-Heterodinagem²⁷

Estudos recentes demonstram que o aprimoramento de alguns dos parâmetros mencionados na Introdução do Capítulo 4 pode ser alcançado através do processamento de sinais obtidos a partir da transmissão de sinais de radar que combinam duas (ou mais) bandas de frequências. Tendo a flexibilidade como uma de suas principais qualidades, os radares multi-banda são capazes de executar, simultaneamente, as funcionalidades de mais de um sistema de radar convencional (uma banda, relativamente estreita), possibilitando a obtenção de grandes quantidades de dados relacionados ao objeto observado, ou ao ambiente monitorado, com cada banda extraindo diferentes informações sobre suas características que, quando analisadas em conjunto, permitem obter melhores resultados se comparados aos sistemas com banda-única.

O processamento de sinal em diferentes frequências, em geral coerentes entre si [8, 28], melhora a performance do radar em vários aspectos, com a vantagem adicional de reduzir a complexidade da arquitetura do sistema e, em consequência, os respectivos custos [14]. Por exemplo, sinais na banda ‘S’ (2 a 4 GHz) apresentam boa imunidade a ruídos oriundos de reflexões em nuvens e chuva (denominados ‘clutter’), sendo uma banda adequada para detecção de longo alcance em radares de vigilância (alarme antecipado) e de controle aéreo [8, 14]. Já as frequências mais elevadas da banda ‘X’ (8 a 12 GHz) possibilitam o emprego de antenas menores, com feixes de radiação mais estreitos, adequados para acompanhamento de objetos móveis (‘tracking’), melhor precisão nas medidas de velocidade empregando o desvio Doppler, bem como uma melhor resolução espacial, essencial para a discriminação de alvos próximos e para as aplicações de imageamento [14].

O desenvolvimento de radares com banda-dupla (ou múltipla), como são usualmente denominados, está em andamento desde a década de 1990 [29], porém empregando tecnologia integralmente elétrica, com as limitações já comentadas na Introdução desta dissertação, especialmente no que tange aos elevados valores das frequências centrais de portadora (que pode atingir a faixa de ondas milimétricas), às larguras de banda, aos desvios de fase dos osciladores e ao processamento simultâneo dos sinais recebidos nas diferentes bandas [14]. Para resolver estas limitações, da mesma forma que para o caso de pulsos com banda-única, a fotônica passou a ser explorada para a geração de sinais de RF com banda-dupla ou múltipla, principalmente para aplicações em sistemas de radar.

²⁷ Os resultados apresentados neste Capítulo foram publicados no artigo da referência [15], incluído em anexo à esta dissertação (Anexo D).

Dentro da extensão desta pesquisa, o primeiro sistema de radar com banda de RF dupla empregando técnicas de fotônica, tanto para a geração do sinal composto de RF para transmissão, como para o processamento de sinais na recepção, foi recentemente desenvolvido e submetido a testes de campo em 2014 [26]. Desde então, este e outros trabalhos vêm sendo aprimorados, demonstrando o potencial desta técnica para esta importante aplicação [8, 9, 14, 26-28, 38]. Os resultados obtidos são promissores, indicando uma tendência tecnológica na área de radar para as próximas décadas, direcionada para uma nova geração de sistemas multifuncionais capazes de processar e analisar simultaneamente diferentes sinais de RF coerentes, em diferentes bandas de frequências ('multi-spectral sensing').

Os radares multi-bandas apresentam inúmeras características que oferecem uma série de vantagens sobre os sistemas convencionais. A possibilidade de sintonizar e transmitir sinais com diferentes frequências portadoras, cada uma com sua respectiva largura de banda, tornam o sistema mais sensível às diferentes propriedades de reflexão de ondas eletromagnéticas (espalhamento) pelos objetos e acidentes geográficos presentes no cenário de operação do equipamento. Este controle sobre as frequências, tornam o radar também mais robusto contra a presença de sinais indesejados que retornam do meio ambiente ('clutter'), e que podem gerar informações falsas (alvos falsos) se não forem corretamente interpretados [28]. Outros aspectos como condições meteorológicas adversas (nuvens, chuva, etc.) e características de propagação podem ter forte impacto sobre o alcance e na forma de onda do sinal recebido (atenuações e distorções), impacto este que pode ser minimizado através de um bom gerenciamento das portadoras empregadas e suas respectivas larguras de banda.

As flexibilidades introduzidas pelo controle por software (RDS) permite ajustes dinâmicos não somente das bandas e suas frequências centrais, mas também de diversos outros parâmetros como, por exemplo, as correspondentes formas de onda de modulação, potências de transmissão, direção dos feixes de irradiação das antenas, etc., que podem ser ajustados de forma diferente para cada banda, simultaneamente e de forma independente e, se necessário, atendendo à uma determinada aplicação específica. Estes radares permitem ainda, através de algoritmos dedicados, analisar uma combinação apropriada dos sinais das duas bandas (fusão de dados), provendo melhor sensibilidade na detecção de objetos pequenos, aumento do alcance de detecção, melhor discriminação de objetos próximos (resolução espacial), além de ampliar a resolução em alcance e nas medidas de velocidade [8, 9, 14, 26-28]. É interessante ressaltar que a técnica RDS possibilita uma adaptação do sistema de acordo com o tipo de objeto a ser analisado e o ambiente de operação, dinamicamente variáveis, através do controle de parâmetros do sinal transmitido como o número de bandas, formato dos pulsos de modulação,

suas larguras temporais, frequências de repetição, frequências centrais das portadoras e largura das bandas. Este controle permite que uma otimização da performance do equipamento seja executada em tempo real, baseada nas condições de operação vigentes em determinado momento (condições meteorológicas, características dos objetos (distância, forma e materiais da estrutura), precisão requerida, etc. [8].

Dentre as principais aplicações, destacam-se: radares de navegação aéreos e marítimos; imageamento multi-espectral simultâneo para monitoramento ambiental e meteorológico, mapeamento, monitoramento preciso (precisão de décimos de milímetro [28]) de encostas (movimentação do solo) e de falhas estruturais em edifícios; sistemas de vigilância avançados; detecção, classificação, acompanhamento e designação de alvos em sistemas de armas em geral; controle aéreo e movimentação de aeronaves no solo em aeroportos; e até para sensores em automóveis [8, 9, 14, 26-28].

Para a geração de sinais de micro-ondas e de RF em geral, as soluções que empregam técnicas de fotônica são muito interessantes, e sua importância, bem como vantagens e eventuais desvantagens foram discutidas na Introdução e nos Capítulos 2 a 4 desta dissertação. Nos primeiros parágrafos deste capítulo, enfatizou-se que muitas das características e parâmetros dos radares podem ser aprimorados com o emprego de sinais de radar que operam em mais de uma banda de frequências. Neste contexto, o emprego da fotônica para a geração de sinais de micro-ondas com duas ou mais bandas visando estas aplicações torna esta técnica ainda mais vantajosa, possibilitando a geração de bandas simultâneas ultra-largas mantendo, como no caso de banda-única, a possibilidade de implementação de chirp linear, arbitrário, ou qualquer outra forma de modulação desejada, acelerando o desenvolvimento e trazendo grande progresso para esta nova geração de radares. Acrescenta-se, conforme já mencionado, a possibilidade de amplo controle de parâmetros por software que, além de prover alta flexibilidade na geração e no processamento de sinais de RF com formas de onda complexas, permite a implementação de sistemas compactos que incorporam diversas funções (multi-funções), graças ao emprego de um único transceptor fotônico projetado para operação em bandas múltiplas [8].

A geração fotônica de pulsos de micro-ondas com banda-dupla para aplicação em sistemas de radar marítimos foi demonstrada recentemente [9, 14, 8, 26, 27]. Para esta aplicação foi empregado um laser ‘mode-locked’ (MLL), numa configuração com dois ‘front-ends’ para implementar um transceptor radar fotônico nas bandas ‘S’ e ‘X’. Porém, conforme discutido no Capítulo 2, esta técnica produz sinais com banda bastante estreita, 20 MHz na presente aplicação, restringida principalmente pela taxa de repetição do MLL [14, 38]. Este aspecto,

associado a uma largura de pulso de $2 \mu\text{s}$ (para a banda ‘S’), limita a TBWP a valores da ordem de apenas 40. A principal vantagem desta solução com laser mode-locked, entretanto, é que os sinais de RF assim produzidos empregam o mesmo ‘pente’ de raias ópticas coerentes do laser, estando assim intrinsicamente travados em fase entre si, viabilizando a aquisição de informações com elevada precisão [8]. Testes de campo mostraram que o radar, empregando processamento por fusão de dados recebidos das duas bandas, apresenta melhorias na resolução em alcance para uma embarcação de pequenas dimensões, bem como uma melhor resolução em velocidade foi obtida para os dados da banda ‘X’, quando comparada com a banda ‘S’ [8, 27]. Este sistema utiliza ainda um controle dinâmico completamente digital das formas de onda de modulação empregadas, possibilitando elevado grau de adaptação ao cenário de realização dos testes de mar [27].

Entretanto, para radares que empregam a técnica de compressão de pulso, o emprego de sinais com elevada largura de banda, associada à modulação linear ou não-linear em frequência (LFM ou NLFM) é de grande interesse pois permite altas taxas de compressão do pulso recebido, e assim contribui para melhorias adicionais na precisão dos resultados obtidos [40, 41]. Para atingir este propósito, Guo et al. [38] empregou uma técnica de quadruplicação de frequências de RF no domínio óptico, em conjunto com multiplexação (óptica) de polarização para gerar duas bandas simultâneas com modulação linear em frequência. Neste experimento, sinais de RF primários modulados linearmente em frequência, e com determinada largura de pulso, são produzidos por um gerador de funções arbitrárias (EAFG – Electric Arbitrary Function Generator), inicialmente com $1 \mu\text{s}$ de duração e centrados nas frequências de 5 GHz e 7,5 GHz. Em seguida, para obter sinais de micro-ondas em frequências mais elevadas, cada um destes sinais (e suas correspondentes larguras de faixa) é multiplicado por quatro, empregando um dispositivo fotônico integrado por moduladores MZ duplos em paralelo (dual-parallel Mach-Zehnder modulator - DPMZM), que inclui também um multiplexador de polarização (polarization multiplexing – PM). Neste dispositivo, a luz proveniente de um laser é igualmente dividida em dois sinais paralelos, um para cada banda a ser gerada, e cada ramificação é modulada nos DPMZM por um dos sinais primários, ajustados para operar como quadruplicadores de frequências. Por fim, os dois sinais ópticos são modificados para apresentar polarizações ortogonais (PM) e agrupados num combinador de polarização (PBC – Polarization Beam Combiner) para encaminhamento ao fotodiodo. O propósito da multiplexação em polarização é evitar a ocorrência de batimento entre as duas bandas durante a etapa de detecção, tornando-as independentes entre si.

Este sistema permite, através de ajustes nas frequências primárias de RF e suas correspondentes faixas de frequências de modulação, gerar sinais de RF com banda-dupla em faixas de frequências quatro vezes maior. As bandas inicialmente obtidas foram de 18 a 22 GHz (na banda 'K') e de 28 a 30 GHz na banda 'Ka', centradas em 20 e 30 GHz respectivamente. O trabalho apresenta ainda, para demonstrar a flexibilidade e reconfigurabilidade do método, a geração de um pulso de 1 μ s na banda de 8 a 12 GHz (banda 'X'), a partir de uma frequência central primária de 2,5 GHz. Adicionalmente, um valor elevado de TBWP (40.000) foi obtido pela geração de um pulso de RF de 10 μ s na banda 'Ka'. Esta reconfigurabilidade de frequência central, largura de banda e largura de pulso é obtida através de ajustes nos sinais de RF primários controlados pelo AFG. Contudo, esta solução necessita, além dos DPMZM, sinais de micro-ondas primários de mais baixa frequência (porém já nas bandas 'S' e 'C' de radar) como base para a geração de sinais de frequências mais altas (bandas 'X', 'Ku', 'K' e 'Ka'), tornando o sistema de geração relativamente complexo e caro. Além disso, a geração de sinais com banda-dupla nas bandas de frequências mais baixas da faixa de radar ('L', 'S' e 'C') não foi demonstrada.

Este capítulo apresenta uma solução alternativa, integralmente óptica (sem empregar osciladores de micro-ondas primários), para a geração de pulsos de micro-ondas com banda-dupla, elevadas larguras de faixa (implicando em elevadas TBWP) e modulação linear em frequência (LFM ou 'chirp' linear), tendo em vista aplicações em sistemas de radar. Para implementação do sistema de geração, a ser detalhado mais adiante, foi empregada a técnica de auto-heterodinagem, em conjunto com a técnica de multiplexação de polarização, tendo como fonte óptica um diodo laser do tipo DFB. O emprego de um gerador de formas de onda arbitrárias para modulação do laser com pulsos específicos em frequências de poucos MHz (eletrônica de baixa frequência para a geração de sinais primários) permite, através de controle externo por software (LabVIEW[®]), obter sinais de saída com total controle das larguras temporais, frequências centrais e larguras espectrais das bandas de forma totalmente arbitrária. Nos experimentos foram produzidos diversos sinais, gerando preferencialmente as bandas padrão definidas para radares, cobrindo desde a banda 'S' até a banda 'Ku'. Seis combinações (duas a duas) destas bandas ('S', 'C', 'X' e 'Ku') foram sintetizadas, com produtos largura temporal-largura de banda (TBWP) variando entre 2.000 e 6.000. Por fim, é importante ressaltar que a linearidade da modulação em frequência foi verificada para todos os conjuntos de bandas.

A metodologia, a montagem e os resultados experimentais deste trabalho, descritos com maiores detalhes nas próximas seções desta dissertação, foram publicados na conferência Optical Fiber Communications de 2019 (OFC 2019) [15]. O artigo original pode ser consultado no Anexo D.

5.1 – Geração de Sinais com Banda-Dupla por Auto-Heterodinagem

Os capítulos anteriores discutiram a geração fotônica de sinais de RF com banda única, que podem ser implementados por diferentes técnicas. Os métodos existentes, suas vantagens e desvantagens foram apresentados e discutidos no Capítulo 2. Nos Capítulos 3 e 4, foram apresentadas a teoria e a geração destes sinais empregando especificamente a técnica de auto-heterodinagem, incluindo uma comparação desta técnica (no Capítulo 4) com as demais discutidas no Capítulo 2. Neste capítulo, está em discussão a geração fotônica de sinais de RF com banda-dupla. Especificamente, esta seção apresenta uma solução experimental, também empregando auto-heterodinagem, para a geração de sinais pulsados de micro-ondas com banda-dupla, direcionados para as aplicações em radar descritas na seção anterior.

Um sinal pulsado de micro-ondas com duas bandas pode ser caracterizado, apenas como ilustração inicial, pelas formas de ondas genéricas apresentadas na figura 5.1. A forma de onda da esquerda representa uma amostra de um pulso de RF no domínio do tempo, conforme observado num osciloscópio, com as duas bandas de frequências superpostas. A da direita apresenta um possível espectro²⁸, evidenciando a presença das duas bandas de frequências.

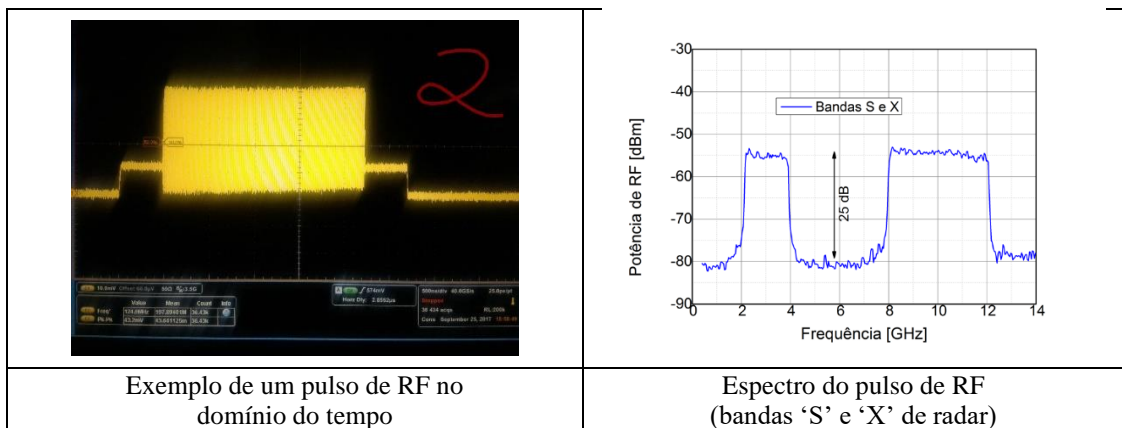


Figura 5.1 – Exemplo de um pulso de RF com banda-dupla e seu espectro.

As seções que seguem apresentam como os pulsos podem ser gerados na prática e estão organizadas de forma evolutiva, i.e., desde a primeira tentativa, que resultou na obtenção de duas bandas genéricas, obtidas como prova de conceito, sem preocupação com valores iniciais e finais de frequências, até a última, que possibilita um controle completo por software sobre todos os aspectos dos pulsos, desde sua largura temporal, intervalo de repetição, frequência central e largura espectral de cada uma das duas bandas de frequências. É importante

²⁸ Devido à limitação em frequência do osciloscópio (3,5 GHz), não há, nesta figura, uma correspondência real entre o pulso no domínio do tempo e seu espectro. O objetivo é apenas ilustrar o conceito de banda-dupla.

mencionar, já neste ponto, que a montagem experimental empregada é praticamente a mesma para todas as bandas-duplas implementadas, distinguindo-se apenas pelo formato da corrente de modulação do laser (ainda mantendo apenas componentes de baixa frequência), aspecto que será especificamente destacado em cada seção.

5.1.1 – Geração de Pulso de RF com Banda-Dupla Empregando Apenas um Pulso de Corrente como Sinal de Modulação

A ideia básica empregada para a geração de pulsos de micro-ondas com duas bandas por auto-heterodinagem envolve dois aspectos principais:

- 1) O uso de dois atrasos temporais no domínio óptico, ao invés de apenas um, como foi o caso da geração de pulsos com banda única;
- 2) O uso de diversidade (ou multiplexação) de polarização, no domínio óptico, entre os sinais vinculados à geração das duas bandas que estarão presentes em cada pulso de RF.

O propósito destas duas implementações será detalhado mais adiante. Comparando com o caso de banda-única, a nova montagem, que pode ser visualizada na figura 5.2, inclui dois MZI desbalanceados ao invés de apenas um, um divisor e um combinador de polarização (PBS/C – polarization beam splitter/combiner), além de três controladores de polarização adicionais (PC2, PC3 e PC4).

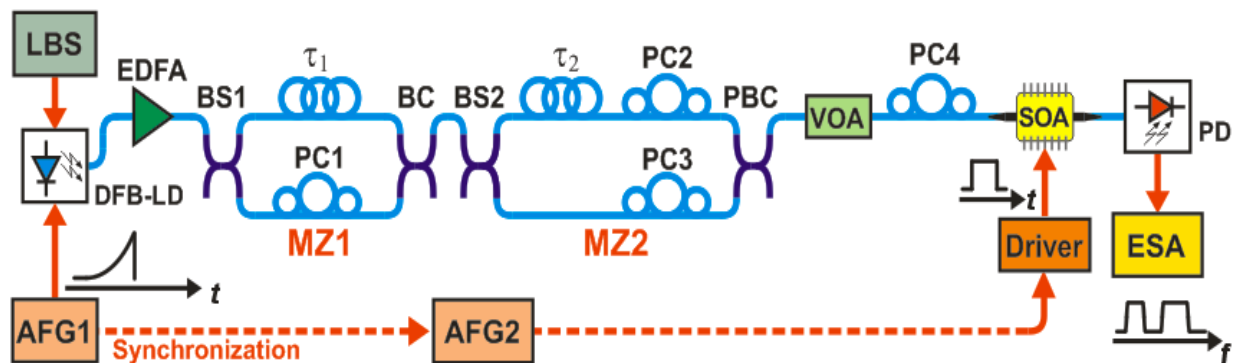


Figura 5.2 – Montagem experimental para geração de sinais de RF com banda-dupla.

AFG – Gerador de Formas de Ondas Arbitrárias; **BC** – Beam Combiner; **BS** – Beam Splitter; **EDFA** – Amplificador Óptico Dopado com Érbio; **ESA** – Analisador de Espectro Elétrico; **LBS** – Fonte de Alimentação (Bias) do Laser; **LD** – Diodo Laser; **MZI** – Interferômetro de Mach-Zehnder; **τ** – Linha de atraso com fibra óptica; **PBC** – Polarization Beam Combiner; **PC** – Controlador de Polarização; **PD** – Fotodiodo; **SOA** – Amplificador Óptico a Semicondutor.

5.1.1.1 – Princípio de Funcionamento do Sistema

O princípio de funcionamento é similar ao caso da geração de pulsos com banda única apresentado no Capítulo 4. O diodo laser (DFB-LD) é inicialmente polarizado no seu ponto de operação (bias) através do LBS (Laser Bias Source), e passa a emitir um comprimento de onda de referência. Em seguida aplica-se o pulso de corrente de modulação, que induz o fenômeno de ‘chirp’ do laser, resultando em variações no comprimento de onda e tornando possível a geração fotônica de sinais de RF por auto-heterodinagem.

A primeira tentativa experimental realizada com o objetivo de gerar pulsos de RF com banda-dupla empregou pulsos de corrente de modulação aproximadamente parabólicos isolados, ou seja, apenas um pulso de modulação foi aplicado ao laser para gerar cada pulso de RF. Como no caso de banda-única (Capítulo 4), a função geradora do pulso de modulação foi criada empregando a ferramenta ArbExpress[®], do próprio fabricante do gerador (Tektronix), sendo em seguida gravada na memória de funções arbitrárias do AFG1. Sua forma genérica pode ser observada na figura 5.3 e a equação correspondente será definida na próxima seção, que apresenta os resultados experimentais.

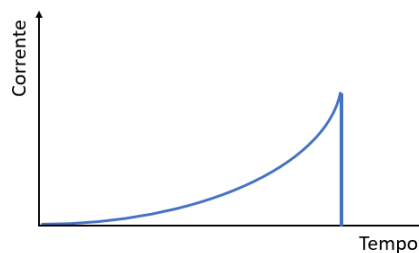


Figura 5.3 – Forma de onda da corrente de modulação do laser.

O sinal óptico gerado pelo laser é então encaminhado para o EDFA que, trabalhando em saturação, possibilita a equalização da potência na faixa de comprimentos de onda criada por conta do efeito de ‘chirp’ (relativamente estreita em termos ópticos). Em seguida, o sinal é dividido no BS1 e atravessa o primeiro interferômetro de Mach-Zehnder MZ1. Seguindo a mesma técnica empregada no Capítulo 4 para banda-única, o braço superior do MZ1 contém uma bobina de fibra óptica que introduz um atraso temporal relativo (τ_1) entre os sinais ópticos, produzindo na saída, após passagem pelo BC (Beam Combiner), duas réplicas do sinal original, porém com uma delas atrasada no tempo, conforme mostrado na figura 5.4. O controlador de polarização PC1, conforme discutido no Capítulo 4, foi mantido no sistema para permitir o alinhamento relativo das polarizações de cada braço na saída do MZ1, otimizando a potência dos sinais de RF a serem gerados.

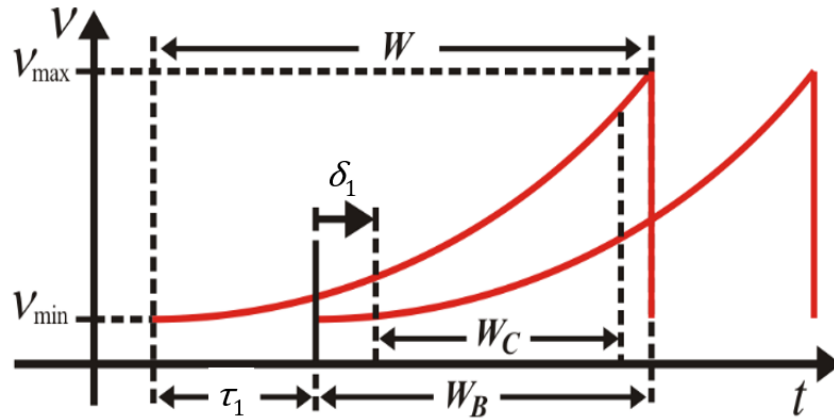


Figura 5.4 – Sinais ópticos após passagem pelo MZ1 (atraso de τ_1).

A partir deste ponto, as duas (ou mais) bandas poderiam já ser obtidas através de batimento heteródino realizado no fotodiodo, após passagem pelo SOA para seleção das respectivas janelas de tempo. A figura 5.5 mostra a situação para três possíveis bandas. Entretanto, nesta situação, apesar de termos a geração de três bandas, uma para cada pulso de ‘chopper’ com atrasos δ_1 , δ_2 e δ_3 , e larguras temporais W_{c1} , W_{c1} e W_{c3} , estes pulsos não seriam simultâneos, teriam bandas relativamente estreitas, bem como uma limitação em sua largura temporal, tanto menor quanto maior o número de bandas a serem implementadas.

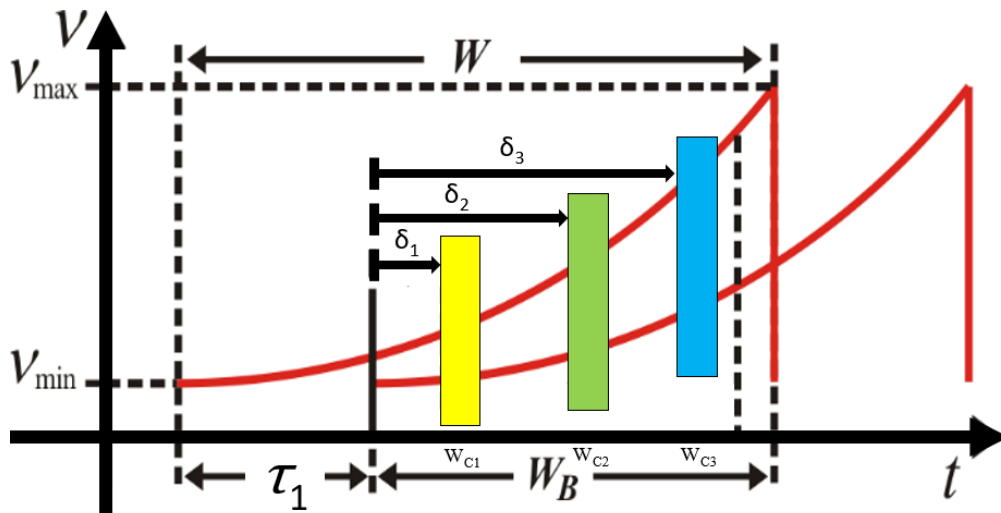


Figura 5.5 – Janelas de tempo para seleção de multi-bandas não simultâneas.

Para que as bandas sejam geradas simultaneamente, característica indispensável ao pulso de RF desejado, o sinal óptico completo (gerado logo após o MZ1) deve ser novamente dividido e um deles novamente retardado, para que seja possível realizar uma nova superposição, porém agora entre quatro réplicas de pulsos ópticos, duas para cada banda, no caso de banda-dupla. A figura 5.6 ilustra esta situação.

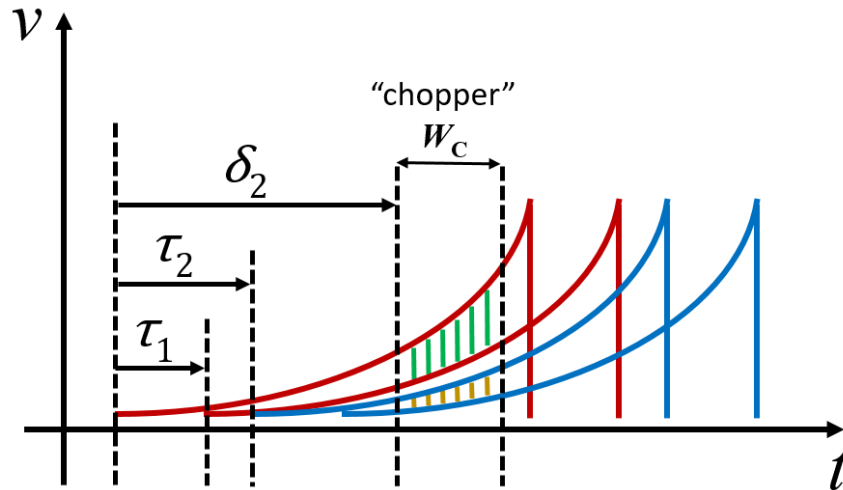


Figura 5.6 – Sinal óptico composto na saída do PBC (saída do MZ2). O par em vermelho (braço inferior) está polarizado verticalmente (V_{pol}), enquanto o par em azul (braço superior) está polarizado horizontalmente (H_{pol}).

Esta etapa é implementada por um segundo divisor óptico (BS2), que é parte integrante de um segundo MZI desbalanceado (MZ2), conforme pode ser acompanhado na figura 5.2 (montagem experimental). O MZ2, assim como o MZ1, impõe um retardo em um dos seus braços, de valor τ_2 , também produzindo na saída réplicas do sinal presente na entrada, porém com uma delas atrasada no tempo. Deve-se notar, nesta etapa, que o sinal de entrada no MZ2 é o sinal composto pelos dois pulsos ópticos atrasados entre si provenientes da saída do MZ1, e que estes serão combinados na saída do MZ2 com atraso τ_2 entre si, conforme descrito a seguir.

Para viabilizar a geração simultânea e independente das bandas de RF, os sinais presentes nos dois braços do MZ2 devem ser recombinados e lançados sobre uma única fibra. Esta função é implementada através de um PBC (polarization beam combiner [109]), de forma a superpor os dois sinais numa única fibra óptica e, ao mesmo tempo, efetuar entre eles uma multiplexação em polarização (polarizações cruzadas). Esta diversidade de polarização é fundamental para evitar o batimento entre as duas bandas no detector, e assim evitar a geração de sinais espúrios.

O diagrama dos sinais ópticos resultantes na saída estão representados na figura 5.6, já apresentada, onde o sinal em vermelho alcança a saída proveniente do braço inferior do MZ2, enquanto o sinal em azul deriva do braço superior (com retardo τ_2). Pode-se observar que, nesta situação, estes poderão ser processados na mesma janela de tempo (W_C na figura), portanto simultaneamente. Este é o pulso de ‘chopper’ aplicado ao SOA, e sua atuação será detalhada mais adiante. As duas bandas a serem geradas podem também ser observadas nesta figura, com a banda superior marcada em verde e a inferior em amarelo escuro (maiores $\Delta\nu$ de cada banda na borda à direita do pulso de ‘chopper’).

Quanto à multiplexação em polarização, o sinal do braço superior (em azul) sai do MZ2 (após o PBC) e segue para o VOA com polarização horizontal (H_{pol}), combinado com o sinal do braço inferior (em vermelho), que segue com polarização vertical (V_{pol}).

Os controladores de polarização PC2 e PC3 tem a mesma função que o PC1, ou seja, otimizar a potência óptica na saída do MZ2 e, em consequência, dos sinais de RF detectados nas duas bandas. Isto é realizado através do alinhamento das polarizações de cada um dos braços com o eixo lento (slow axis) das fibras de polarização mantida (PMF – polarization-maintaining fibers) nas portas 1 e 2 de entrada do PBC, que são projetadas na configuração de polarização cruzada, tornando assim os sinais independentes entre si [109].

Prosseguindo, o sinal composto que sai do PBC é encaminhado via uma única fibra ao VOA (variable Optical Attenuator) que, como no caso de banda-única, é empregado para ajustar a potência do sinal que será entregue ao SOA, evitando a ocorrência de efeitos não lineares que geram harmônicos no espectro de RF. O resultado do ajuste do VOA sobre os sinais de RF com banda-dupla é mostrado na figura 5.20 da Seção 5.2.2.2, dedicada a apresentar os resultados experimentais.

Antes que o sinal óptico composto seja encaminhado ao SOA, este é submetido a um último controlador de polarização (PC4), com a finalidade de ajustar suas polarizações e minimizar a ocorrência de perdas dependentes deste parâmetro no amplificador [15] que podem ser significativas. Estas perdas poderiam alterar a equalização dos sinais das duas bandas, além de reduzir a intensidade dos sinais de RF gerados.

O último processamento antes da detecção envolve a seleção das bandas a serem geradas. Esta seleção é feita também de forma similar ao caso de banda-única, implementada por um SOA operando como chave ('chopper'). A janela de tempo deve ser ajustada de forma permitir a interceptação simultânea dos dois sinais ópticos, agora ortogonalmente polarizados, e que irão gerar as duas bandas independentes e simultâneas, conforme ilustrado pelo intervalo de 'chopper' W_C na figura 5.6. O momento do fechamento da chave (δ_2), bem como a largura do pulso W_C aplicado ao SOA, são controlados por um segundo gerador de funções arbitrárias (AFG2). Conforme já mencionado, a função de modulação propriamente dita foi implementada da mesma forma que para o caso de banda-única pelo AFG1, empregando a ferramenta ArbExpress[®]. Após sua implantação na memória do gerador, os atrasos e amplitudes da função, bem como sua largura temporal, foram controlados manualmente, empregando os recursos do gerador. O controle sobre o AFG2 (W_C e δ_2) foi executado da mesma forma.

Após o SOA, o sinal composto está pronto para ser detectado, sendo então encaminhado ao fotodiodo (com 22 GHz de banda [104]) para geração dos sinais de RF. Por fim, estes são observados no analisador de espectro elétrico (ESA), que permite análise de sinais até a frequência de 40 GHz [105].

Observação:

Da mesma forma que no caso de banda-única, destaca-se o emprego de sinais de modulação de baixa frequência (eletrônica de baixa frequência – poucos MHz), possibilitando a predominância do ‘chirp’ térmico.

Entretanto, apesar desta solução possibilitar a geração de duas bandas de RF simultâneas, com bandas relativamente largas, um aumento da largura temporal (buscando aumentar a TBWP) pode resultar em uma superposição espectral das bandas, conforme mostrado na figura 5.7. Nesta última, observa-se que, para um maior W_C , a maior frequência gerada pelas curvas em azul ($\Delta\nu$ azul na figura) pode ser maior do que a menor frequência gerada pelas curvas em verde ($\Delta\nu$ vermelho na figura).

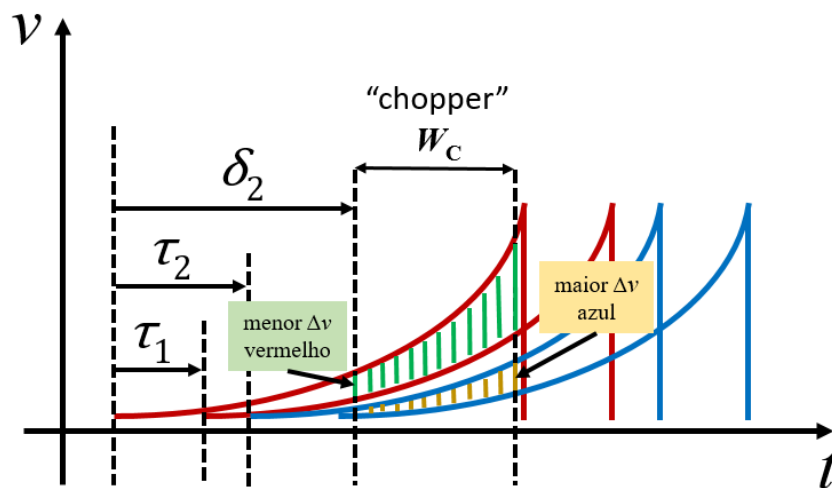


Figura 5.7 – Efeito de superposição de bandas.

Além disso, todo o procedimento é baseado em apenas um pulso de modulação e, conseqüentemente num único pulso óptico primário, o que restringe um maior controle por software das bandas, levando a dificuldades no estabelecimento dinâmico das faixas ocupadas (frequências centrais e respectivas larguras de banda), ou seja, a flexibilidade do método fica prejudicada. Deve-se notar, que a largura temporal do pulso óptico (que depende da largura temporal do pulso de corrente de modulação), também influencia na largura das bandas,

podendo também contribuir para a ocorrência de superposição no espectro de RF. Buscando melhorar estes aspectos, uma nova solução empregando dois pulsos primários de corrente de modulação consecutivos foi implementada, conforme descrito na Seção 5.2.2. Porém antes, serão apresentados, na próxima seção, os resultados obtidos para a modulação com apenas um pulso primário.

5.1.1.2 – Resultados Experimentais com Parábola Simples e Discussões

O primeiro experimento visando a geração de sinais de RF com banda-dupla foi realizado com apenas uma parábola (um único pulso primário de corrente com formato parabólico) e sem controle por software. Uma listagem dos equipamentos e componentes empregados na montagem experimental é apresentada na tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Lista de Equipamentos e Componentes (Banda-Dupla)

Acrônimo	Equipamento/Componente
AFG1	Tektronix Arbitrary Function Generators 3251 [97]
AFG2	Tektronix Arbitrary Function Generators 3021B [97]
DFB-LD	Mitsubishi FU-68PDF-5 DFB-LD [110]
LBS	Newport Laser Diode Driver Model 505 [111]
EDFA	Tuolima Erbium Doped Fiber Amplifier 1550 nm [98]
MZ1-2	Mach-Zehnder Interferometer (montado no CETUC*)
PC1-PC4	Polarization Controllers (montados no CETUC)
DL	Delay Lines Bobinas de Fibra Óptica (montadas no CETUC)
PBC	Opto-Link Corporation Ltd. OLCS 22-155 [109]
VOA	MN9610B Programmable Optical Attenuator [103]
SOA	Semiconductor Optical Amplifier - SOA1013SXS [101]
ED	Electronic Driver (desenvolvido no CETUC)
PD	DSC 30S PIN Diodes [104]
ESA	MS2668C Spectrum Analyzer 9 kHz-40 GHz [105]

* CETUC – Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

O sistema implementado de acordo com a montagem da figura 5.2 produziu um par de bandas simultâneas e independentes, obtidas ajustando-se manualmente os parâmetros dos equipamentos (LBS e geradores AFG1 e AFG2) e demais componentes. A preocupação principal neste primeiro experimento foi obter um ajuste de forma a evitar a superposição das bandas. Os parâmetros empregados foram:

- Corrente de polarização do laser: 74 μ A
- Pulso parabólico com correção cúbica (AFG1): $i_L(t) = a \cdot (t^2 - 0,07 \cdot t^3)$
 - A amplitude dos pulsos foi ajustada por software conforme as bandas desejadas.
- Largura do pulso parabólico (AFG1): $W = 4,5 \mu$ s, com FRP = 2 kHz e ciclo de trabalho de ~ 1%

- Comprimento da fibra de retardo no MZ1: $L_1 = 308$ m ($\tau_1 = 1,54$ μ s)
- Comprimento da fibra de retardo no MZ2: $L_2 = 308$ m ($\tau_2 = 1,54$ μ s)
- Disparo do ‘chopper’ (pulso no SOA): $\delta_2 = 3,7$ μ s
- $W_C = 1,2$ μ s (largura do ‘gate’ aplicado no SOA)
 - Observação: Observou-se que, mantidos os demais parâmetros empregados, este pulso deve ser, no máximo, $W_C = 1,5$ μ s para evitar a superposição das bandas.

A figura 5.8 apresenta o espectro obtido neste primeiro experimento.

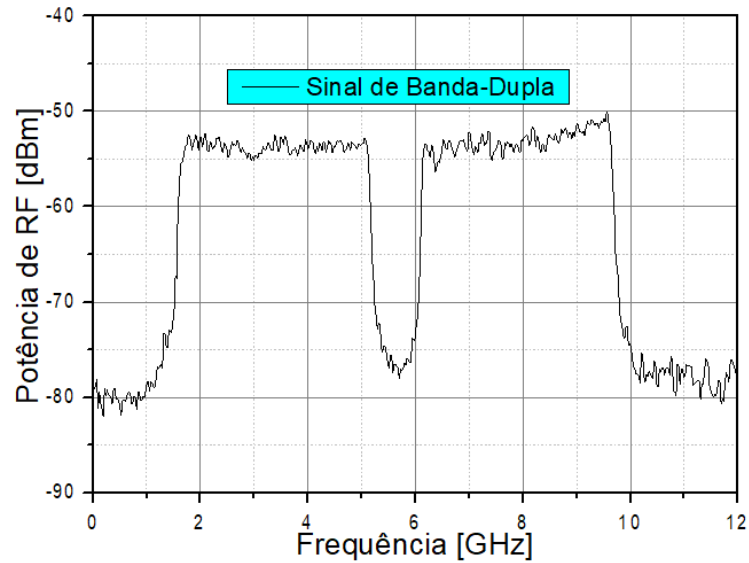


Figura 5.8 – Espectro do pulso de RF com banda-dupla obtido a partir de um pulso de corrente de modulação empregando apenas uma parábola.

Foi também efetuada uma verificação da linearidade do ‘chirp’, que empregou a mesma metodologia utilizada para os pulsos com banda-única (espectroscopia de RF no domínio do tempo - Capítulo 4). Os resultados estão apresentados na figura 5.9.

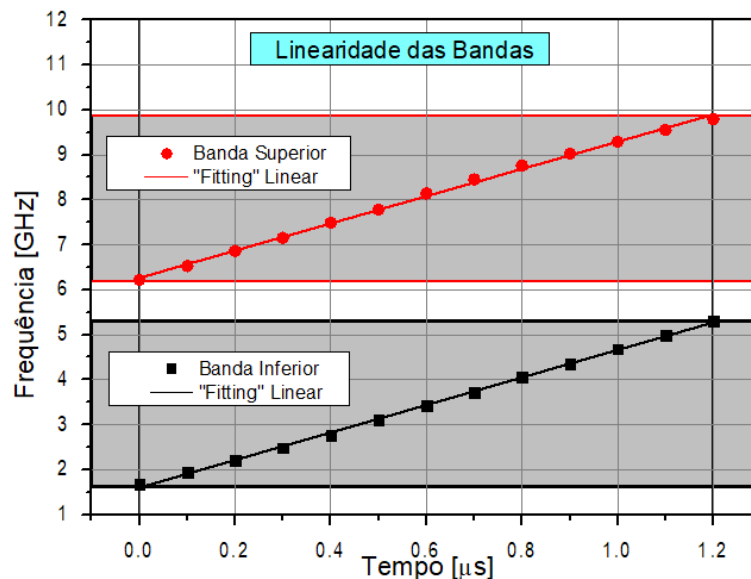


Figura 5.9 – Verificação da linearidade do ‘chirp’ das bandas de RF.

Entretanto, o emprego de um único pulso, ou seja, com as duas bandas geradas pelo mesmo sinal óptico, leva a dificuldades para controlar dinamicamente seus parâmetros, podendo inclusive ocorrer superposição das bandas em muitas situações. Em consequência, conforme já mencionado, uma solução alternativa para contornar estes problemas foi elaborada, através do emprego de um sinal de corrente de modulação com dois pulsos consecutivos, apresentada a seguir.

5.1.2 – Corrente de Modulação com Duas Parábolas Consecutivas

A forma de onda de modulação do primeiro experimento (apenas um pulso primário de corrente) não permite muita flexibilidade para geração controlada das duas bandas. Para resolver esta dificuldade, um sinal de modulação de corrente com dois pulsos consecutivos, ao invés de apenas um foi aplicado ao laser. Como em todos os casos, esta função também foi criada no ArbExpress[®] e, subsequentemente, gravada na memória do gerador. A figura 5.10 apresenta um esboço da forma de onda.



Figura 5.10 – Esboço do sinal de modulação do laser com dois pulsos de corrente.

É importante ressaltar que a montagem experimental, reproduzida abaixo para rápida referência (Figura 5.11), não sofreu alterações, ou seja, apenas a nova forma de onda provida pelo AFG1 foi modificada (esboço incluído na figura).

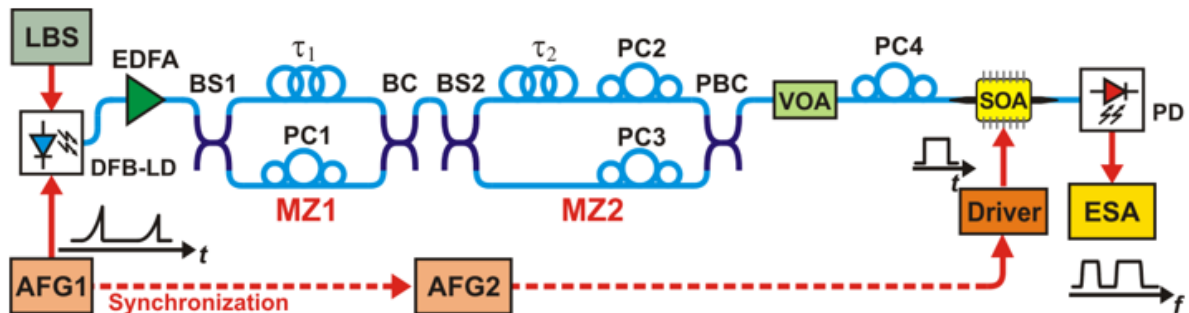


Figura 5.11 – Montagem experimental para geração de sinais de RF com banda-dupla empregando dois pulsos de corrente de modulação.

Na verdade, a modificação da forma de onda de modulação é a única diferença entre os dois experimentos. Entretanto, este procedimento viabiliza um elevado controle sobre os parâmetros do pulso de RF com banda dupla a ser gerado, conforme detalhado a seguir.

5.1.2.1 – Princípio de Funcionamento do Sistema

Os dois pulsos de corrente, aproximadamente parabólicos e consecutivos, são produzidos pelo gerador de funções arbitrárias AFG1. Cada pulso foi ajustado com $5 \mu\text{s}$ de duração (um valor próximo das larguras de pulso típicas empregadas em radares) e diferentes amplitudes, e são os responsáveis pela geração das duas bandas desejadas. O sinal óptico com ‘chirp’, resultante na entrada do MZ1, equalizado após sua passagem pelo EDFA, está representado em preto na figura 5.12, onde o eixo vertical representa a variação da frequência óptica ao longo do tempo. É importante notar que o segundo pulso de modulação somente pode ser aplicado após o intervalo de tempo de estabilização do laser, conforme indicado na figura, sob pena de se perder o controle sobre a frequência óptica de referência (frequência óptica de bias). Este aspecto será discutido com maiores detalhes mais adiante.

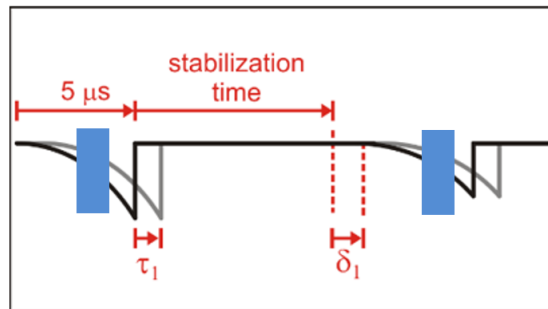


Figura 5.12 – Variação da frequência óptica (diminui em relação ao valor de referência) para dois pulsos consecutivos de corrente de modulação.

Para produzir as duas bandas, o procedimento é similar ao caso descrito anteriormente para um pulso de modulação. Após passagem pelo primeiro MZI (MZ1), a réplica do primeiro sinal óptico é idêntica, porém atrasada no tempo de τ_1 , conforme mostrado em cinza na figura 5.12 acima. Neste ponto, de forma também similar ao caso de pulso único, duas bandas já poderiam ser geradas, porém não seriam simultâneas. Este aspecto é ilustrado na mesma figura 5.12 pelas barras em azul. Para viabilizar a simultaneidade, o procedimento segue análogo: o sinal óptico completo deve ser novamente dividido e um deles novamente retardado, para que seja possível realizar uma nova superposição, porém agora entre quatro pulsos ópticos, dois para cada banda. A figura 5.13 ilustra esta situação, onde o sinal com retardo τ_2 foi desenhado separadamente para facilitar a observação das duas bandas simultâneas. Deve-se notar, também de forma análoga, que essas réplicas chegam ao SOA com polarização cruzada, a fim de manter a independência das bandas de RF a serem geradas. A diferença entre o presente caso (dois pulsos de modulação consecutivos) e o caso anterior (apenas um pulso), é que, com a nova metodologia, os pares de pulsos ópticos que geram cada banda individualmente não são iguais, possibilitando maior flexibilidade no controle dos parâmetros dos pulsos de RF produzidos.

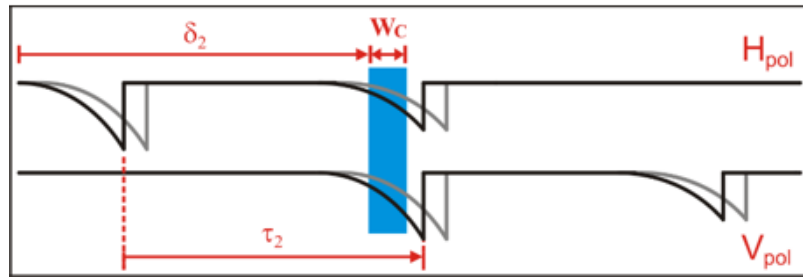


Figura 5.13 – Em cima: Forma de onda óptica primária (em preto) e sua réplica (em cinza) atrasada no MZ1 (H_{pol}).
Embaixo: Réplica da forma de onda óptica após passagem pelo MZ2 (V_{pol}) [15].

Pulsos de Estabilização

Antes de apresentar os resultados experimentais obtidos empregando dois pulsos de modulação, será realizada uma discussão sobre a influência do tempo de estabilização do laser nas características dos pulsos de RF gerados. Considerando os aspectos técnicos apresentados nos Capítulos 2 a 4 e nas seções anteriores deste capítulo, ficou comprovado que a forma de onda da corrente de modulação do laser permite um amplo controle sobre suas características de emissão, pois atua diretamente sobre os fenômenos físicos que ocorrem na sua cavidade óptica. Neste contexto, o tempo de estabilização térmica é um fator importante no caso em que a técnica de geração envolve dois pulsos de corrente consecutivos. Caso seja possível impor uma redução neste tempo, o segundo pulso de corrente poderá ser aplicado ao laser mais rapidamente. A vantagem de reduzir este tempo, que representa o atraso τ_2 no sistema (figura 5.13 acima), é possibilitar uma redução no comprimento da bobina de fibra óptica necessária para gerar este atraso no MZ2. Esta vantagem é discutida a seguir. Uma segunda vantagem, envolve o parâmetro de frequência de repetição de pulsos em radares, e será discutida mais adiante.

Com a finalidade de reduzir o tempo de estabilização foi empregada a forma de onda de corrente esquematizada na figura 5.14, onde o sinal em vermelho inclui dois pulsos retangulares, um negativo e um positivo, que atuam no sentido de forçar deslocamentos para o “azul” (blue-shift) e para o “vermelho” (red-shift) em torno do comprimento de onda de referência, respectivamente, acelerando o retorno da frequência de emissão do laser à este valor.

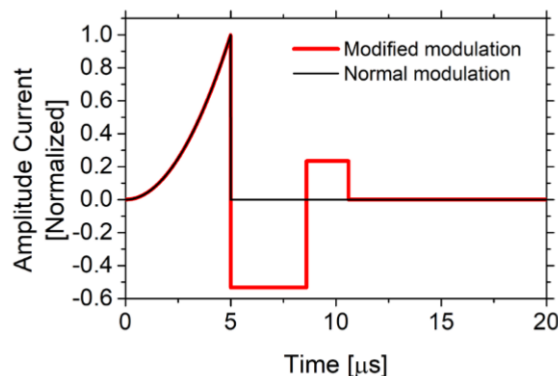


Figura 5.14 – Forma de onda de modulação com pulsos de estabilização (em vermelho).

O tempo de estabilização natural da frequência de um laser DFB fabricado com base no composto semiconductor InP, operando no regime de ‘chirp’ térmico (baixas frequências de modulação), foi teoricamente estimado em aproximadamente $90 \mu\text{s}$ [40]. Para o presente trabalho, foi realizado um experimento para medir este tempo empregando o método de espectroscopia óptica no domínio do tempo. O gráfico da direita na figura 5.15 mostra o resultado, representado pela curva em preto, onde observa-se uma boa concordância com a estimativa teórica, obtendo-se um valor da ordem de $100 \mu\text{s}$. Portanto, pode-se considerar que a frequência óptica, sem pulsos de estabilização, retorna ao seu valor de referência em aproximadamente $100 \mu\text{s}$ após término do primeiro pulso de corrente.

Este tempo é relativamente elevado e, nestas condições, o comprimento da bobina de fibra óptica necessário para implementar a linha de retardo $L2$ no MZ2 teria que ser da ordem de 20 km , o que não seria adequado em termos de volume, bem como importaria uma perda de aproximadamente 4 dB entre os braços do interferômetro para uma fibra monomodo padrão.

Com a inclusão dos pulsos de estabilização (em vermelho à esquerda na figura 5.15, repetida para rápida referência), o laser é forçado a retornar à sua frequência de equilíbrio muito mais rapidamente. Para verificar o quanto mais rápida é a estabilização, o experimento de medida deste tempo foi repetido, e os resultados, com e sem pulsos de estabilização (curvas vermelhas e pretas, respectivamente), podem ser observados na figura 5.15 da direita.

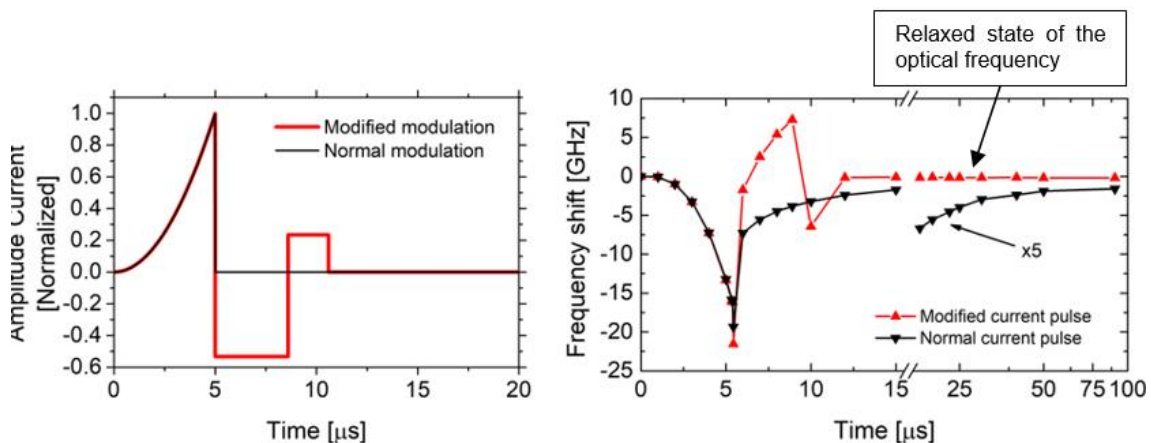


Figura 5.15 – Esquerda: Formas de onda de corrente sem (em preto) e com (em vermelho) pulsos de estabilização. Direita: Estabilização natural do laser (em preto) e estabilização acelerada (em vermelho) [15].

Observa-se que, com os pulsos de estabilização, esta é atingida aproximadamente em apenas $8 \mu\text{s}$ após o término da primeira parábola de corrente, permitindo uma redução de aproximadamente 10 vezes no atraso τ_2 do MZ2, e em consequência no comprimento $L2$ de fibra (note na figura 5.15 da direita que, após $13 \mu\text{s}$, a curva em vermelho mostra um retorno a

situação inicial com 0 GHz de ‘frequency shift’). O valor empregado no experimento final, a ser detalhado mais adiante, foi de $L_2 = 2,6$ km.

A figura 5.16 mostra o momento da aplicação do segundo pulso de corrente, 13 μ s (5 + 8) após o início do primeiro pulso. Ambos foram gerados com 5 μ s de duração, valores empregados no experimento, discutido mais adiante. O valor de 8 μ s é o tempo de estabilização após o término do primeiro pulso.

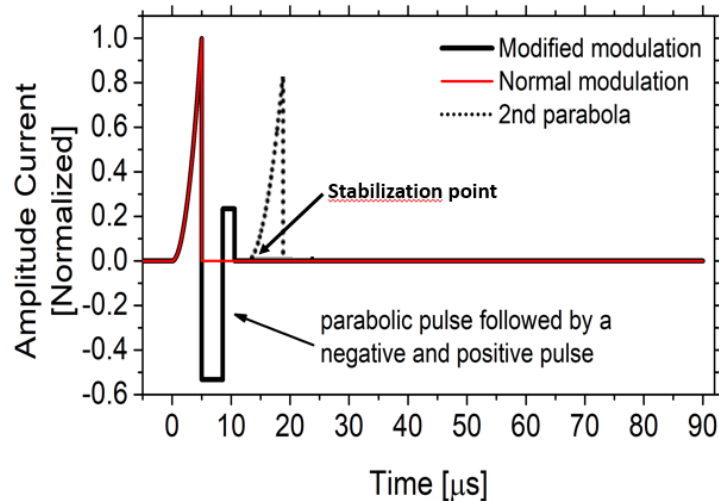


Figura 5.16 – Instante de aplicação do segundo pulso de corrente, após a estabilização acelerada do laser.

Um outro aspecto, muito interessante para aplicações em alguns tipos de radares pulsados, como imageamento, medidas de velocidade e navegação em águas restritas, é a transmissão de pulsos curtos com elevada FRP (Frequência de Repetição de Pulsos), onde o alcance não é tão importante, em geral menores do que ~ 15 km, possibilitando intervalo de repetição de pulsos (IRP) menores do que aproximadamente 100 μ s ($2R/c = 30/300.000$). Como cada par de pulsos ópticos originalmente gerados é empregado para gerar apenas um pulso de RF, é interessante que, para altas FRPs, o segundo par de pulsos ópticos, que é responsável pela geração do próximo pulso de RF, seja emitido o mais próximo possível do primeiro par. Isto permite a implementação de sinais de radar com maiores FRP, pois o próximo grupo de dois pulsos de modulação, pode ser aplicado ao laser mais rapidamente. Para viabilizar esta característica, é necessário que o laser retorne rapidamente às suas condições iniciais também após o segundo pulso de corrente de cada par. Em consequência, os pulsos de corrente de estabilização devem ser também empregados após o segundo pulso de cada par, conforme ilustrado na figura 5.17.

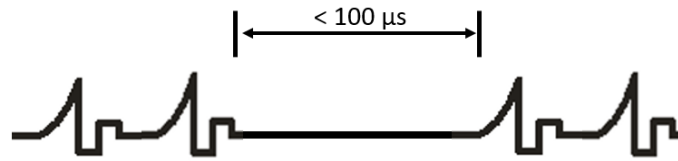


Figura 5.17 – Pulsos de corrente de modulação com pulsos de estabilização.

Para atingir este objetivo nos experimentos finais deste trabalho, os pulsos de estabilização foram incluídos após o segundo pulso de corrente. A nova forma de onda de corrente foi então criada no ArbExpress[®] e introduzida no AFG1. As características são as mesmas do caso anterior (sem estabilização), com exceção dos instantes de geração dos pulsos parabólicos, definidos mais adiante na próxima seção, que apresenta os resultados.

Após sua implantação na memória do gerador AFG1, o atraso δ_1 , as amplitudes dos pulsos, bem como sua largura temporal, foram controladas por software através do programa LabVIEW[®] da empresa National Instruments, via interface GPIB (General Purpose Interface Bus – padrão IEEE-488), não incluídos no diagrama da montagem. Este software inclui também entradas de dados para o controle sobre o AFG2 (W_C e δ_2). É importante relembrar que os atrasos τ_1 e τ_2 , implementados pelas bobinas de fibra óptica nos MZI, são constantes.

Os parâmetros variáveis acima mencionados foram ajustados durante os experimentos de acordo com as bandas de RF desejadas. As amplitudes ampliam ou reduzem a banda óptica emitida pelo laser, possibilitando assim controlar variações nas larguras das bandas de RF. O atraso δ_1 , além de controlar o instante da aplicação do segundo pulso de corrente no laser após o tempo de estabilização, controla também a posição do correspondente pulso óptico no momento da interseção, no SOA, deste com o primeiro, já que o atraso τ_2 é constante. Outro aspecto a ser destacado é que o segundo pulso foi programado para ter a mesma largura que o primeiro, mas somente será coincidente com a réplica atrasada daquele (como sugere a figura 5.13) para um valor fixo e constante de δ_1 . De fato, estes pulsos não precisam necessariamente ser coincidentes, bastando que ocupem, mesmo que parcialmente, uma mesma janela de tempo. Já o retardo δ_2 regula o início do pulso de ‘chopper’ que atuará sobre o SOA, responsável por fazer a seleção das bandas. Por fim, a largura do pulso de ‘chopper’ W_C define as frequências iniciais e finais e, conseqüentemente, as larguras das respectivas bandas, bem como a frequência central do sinal de RF.

As formas de onda esperadas para os sinais ópticos através do sistema, são similares às do caso sem estabilização (figuras 5.12 e 5.13), sendo a figura 5.13 reproduzida na figura 5.18

para rápida referência. As diferenças surgem apenas nos valores do próprio tempo de estabilização, do atraso δ_1 e dos atrasos τ_2 e δ_2 . Os dois últimos, no presente caso, podem ser bem menores. Os resultados obtidos são apresentados na próxima seção.

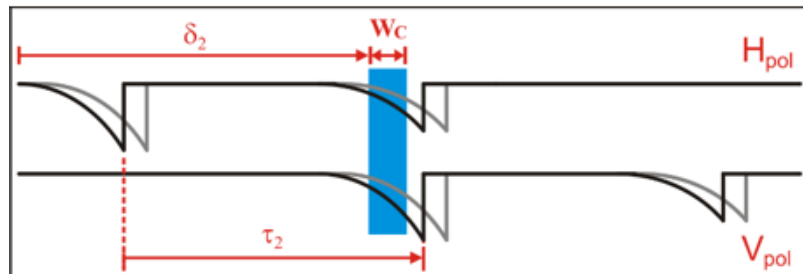


Figura 5.18 – Formas de onda ópticas geradas a partir de pulsos de corrente com estabilização. Em cima: Forma de onda óptica primária (em preto) e sua réplica (em cinza) atrasada no MZ1 (H_{pol}). Em baixo: Réplica da forma de onda óptica após passagem pelo MZ2 (V_{pol}).

5.1.2.2 – Resultados Experimentais com Duas Parábolas e Pulsos de Estabilização

Estabelecendo-se com principal objetivo a geração de pulsos de RF com banda-dupla e elevada TBWP nas principais faixas definidas para os sistemas de radar, foi realizada uma série de experimentos empregando a montagem da figura 5.11. O requisito de elevada FRP, também desejável, foi incluído através do emprego dos pulsos de estabilização. Em decorrência, foram gerados seis sinais com estas características, cobrindo todas as combinações possíveis entre as bandas ‘S’ (2 a 4 GHz), ‘C’ (4 a 8 GHz), ‘X’ (8 a 12 GHz) e ‘Ku’ (12 a 18 GHz) (a análise combinatória permite calcular um número de combinações como $C_4^2 = 4!/(2!2!) = 6$). Para obter estes resultados, os parâmetros empregados no experimento foram:

- Corrente de polarização do laser: $74 \mu\text{A}$
- Pulsos parabólicos com correção cúbica (AFG1): $i_L(t) = a \cdot (t^2 - 0,07 \cdot t^3)$
 - A amplitude dos pulsos foi ajustada pelo software conforme as bandas desejadas.
- Largura dos pulsos parabólicos (AFG1): $W = 5 \mu\text{s}$, com FRP de 2 kHz
- Comprimento da fibra de retardo no MZ1: $L_1 = 308 \text{ m}$ ($\tau_1 = 1,54 \mu\text{s}$)
- Comprimento da fibra de retardo no MZ2: $L_2 = 2600 \text{ m}$ ($\tau_2 = 13 \mu\text{s}$)
 - Este tempo de retardo imposto pela bobina de fibra do MZ2 é a soma da largura do primeiro pulso ($5 \mu\text{s}$) com o tempo de estabilização do laser ($8 \mu\text{s}$).
- Disparo do segundo pulso de modulação: δ_1 foi ajustado pelo software conforme as bandas desejadas.
- Disparo do ‘chopper’ (pulso no SOA): δ_2 foi ajustado pelo software conforme as bandas desejadas.
- Largura do pulso de ‘chopper’: $W_C = 1,0 \mu\text{s}$

As figuras 5.19 a) até f) a seguir apresentam os seis pares de bandas gerados, sendo cada par correspondente a um único pulso de RF, gerado a partir de 2 pulsos de corrente com sub-pulsos de estabilização.

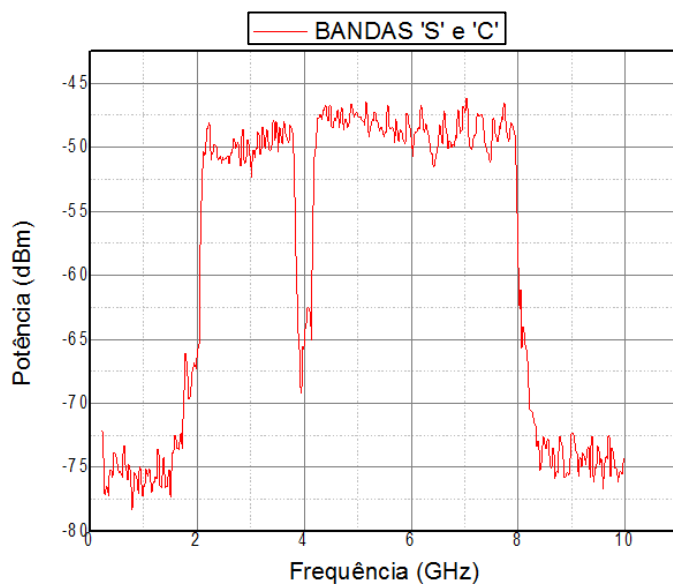


Figura 5.19 a) – Bandas 'S' e 'C'.

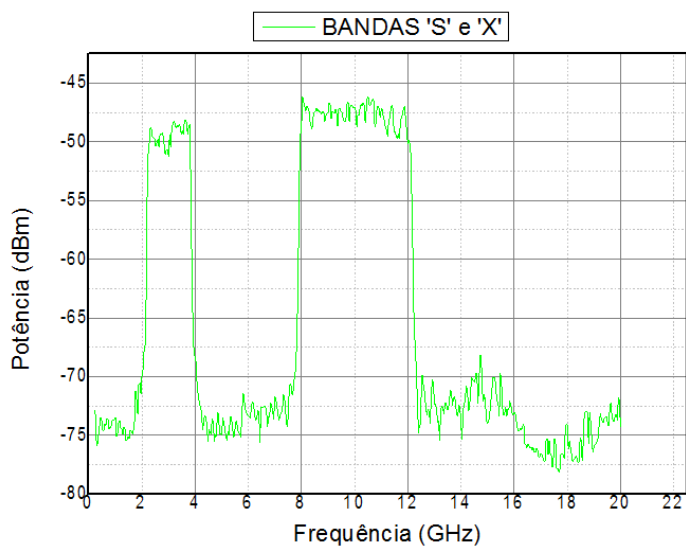


Figura 5.19 b) – Bandas 'S' e 'X'.

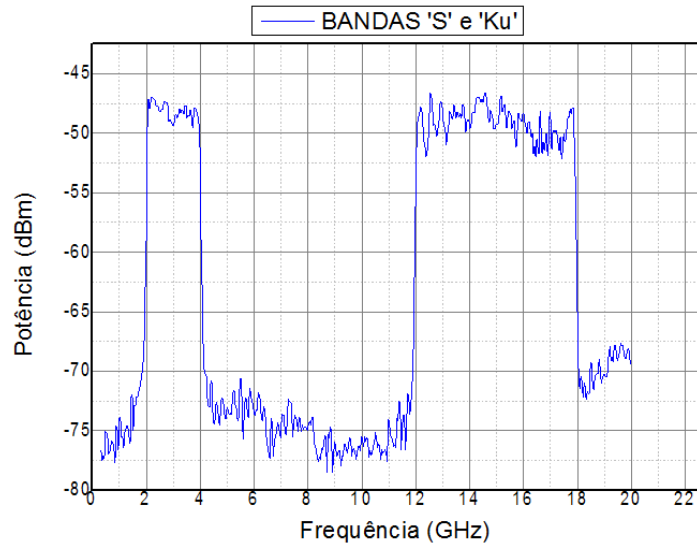


Figura 5.19 c) – Bandas 'S' e 'Ku'.

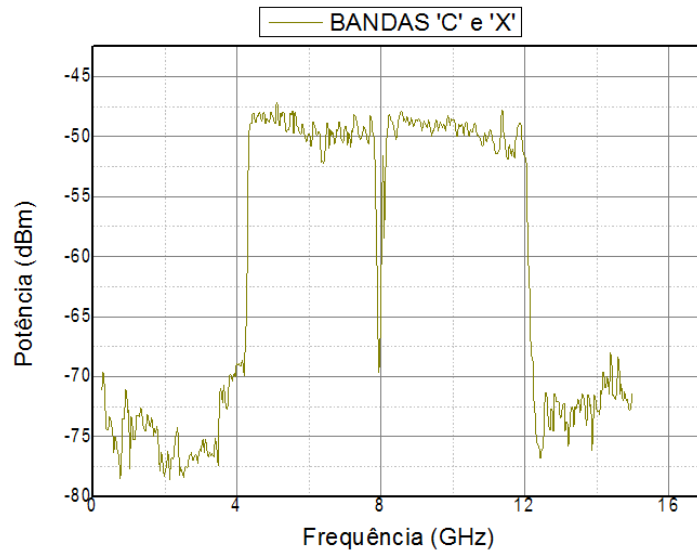


Figura 5.19 d) – Bandas 'C' e 'X'.

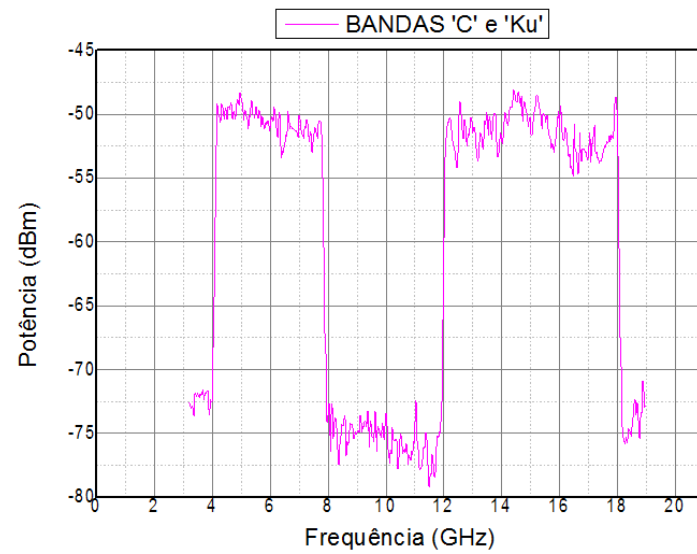


Figura 5.19 e) – Bandas 'C' e 'Ku'.

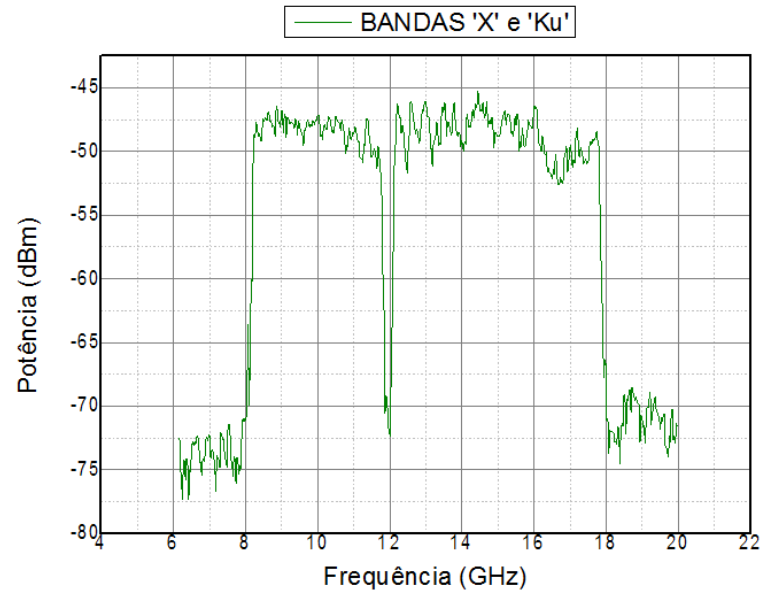


Figura 5.19 f) – Bandas ‘X’ e ‘Ku’.

Os valores das TBWP foram obtidos para cada banda pelo produto $W_C \times \Delta f_{RF}$. Como $W_C = 1 \mu s$, a TBWP correspondente a cada banda resulta no próprio valor de sua largura (em Hz) multiplicada por 10^{-6} , portanto variando de 2000 a 6000. As relações sinal/ruído dos pulsos de RF podem ser observadas nas figuras e ficaram aproximadamente em torno de 25 dB. A equalização dos pulsos pode também ser observada, e ficou em torno de 5 dB no pior caso (banda ‘Ku’).

Efeito do VOA

A função do VOA no sistema de geração fotônica de micro-ondas por auto-heterodinagem foi discutida no Capítulo 4 e na Seção 5.1.1.1 deste capítulo. Para ilustrar o efeito do ajuste de atenuação realizado através deste componente nos espectros com banda-dupla, a figura 5.20 apresenta um novo par de bandas (bandas ‘L’ e ‘C’), obtido pela mesma metodologia e com os mesmos parâmetros empregados na geração dos seis pares acima apresentados. Nesta figura pode-se observar que o espectro em preto (com correção de atenuação) apresenta um melhor desempenho em termos de distorção harmônica, ao custo de uma redução na potência média dos sinais nas duas bandas, especialmente na banda ‘L’.

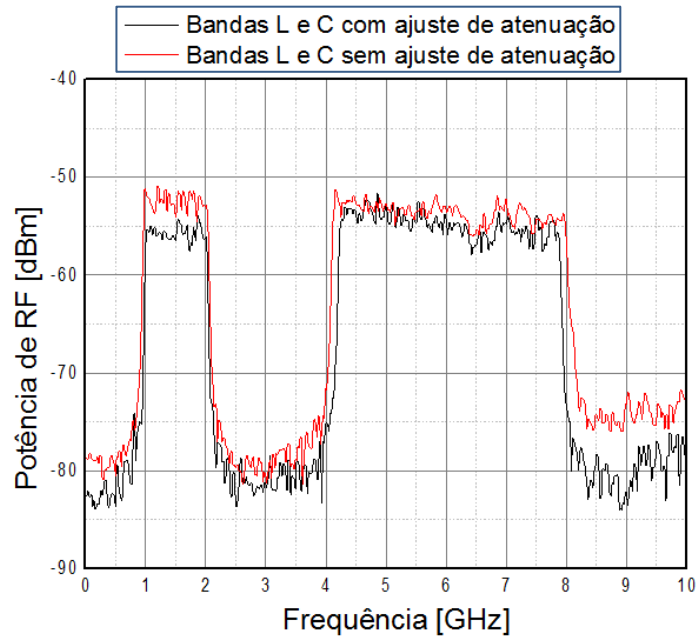


Figura 5.20 – Efeito do ajuste de atenuação no VOA para as bandas ‘L’ e ‘C’ (preto – com ajuste de atenuação; vermelho – sem ajuste de atenuação).

Finalizando a parte experimental, foi realizada a verificação da linearidade do espectro para cada uma das bandas de RF. Para esta verificação, uma medida da dependência da frequência de RF $f_{RF}(t)$ com o tempo ao longo do pulso foi conduzida, empregando uma vez mais a técnica de espectroscopia de RF no domínio do tempo.

Para a presente medida, uma janela de ‘chopper’ $W_C = 40$ ns foi ajustada. Em seguida foi efetuada uma varredura ao longo da largura temporal do pulso através de incrementos de 100 ns no parâmetro δ_2 (instante de disparo do pulso de ‘chopper’ no SOA). Para o caso de banda-dupla, cada instante de tempo ajustado permite a observação de duas frequências (na verdade duas bandas muito estreitas), uma para cada banda do espectro do pulso, de forma que a verificação da linearidade é feita simultaneamente para cada par de bandas. Uma boa linearidade foi observada para todas as bandas comprovando, com mais este resultado, a eficácia da modulação do laser com pulsos de corrente polinomiais de terceira ordem, porém aproximadamente parabólicos, para a geração fotônica de pulsos de micro-ondas com modulação linear em frequência. As figuras 5.21 a) até f) apresentam os resultados. Por fim, uma representação em três dimensões incluindo todos os pares de bandas geradas pode ser vista na figura 5.22.

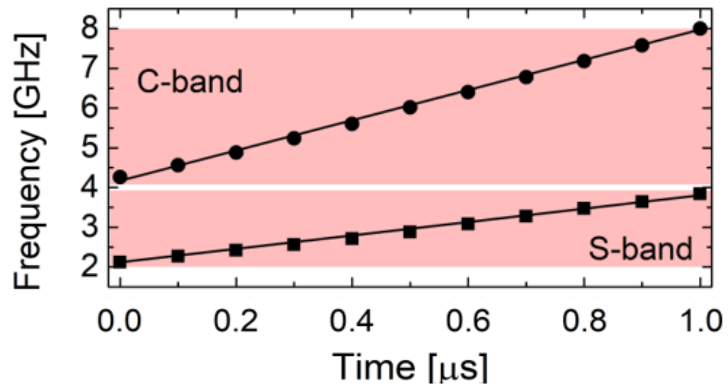


Figura 5.21 a) – Bandas ‘S’ e ‘C’ [15].

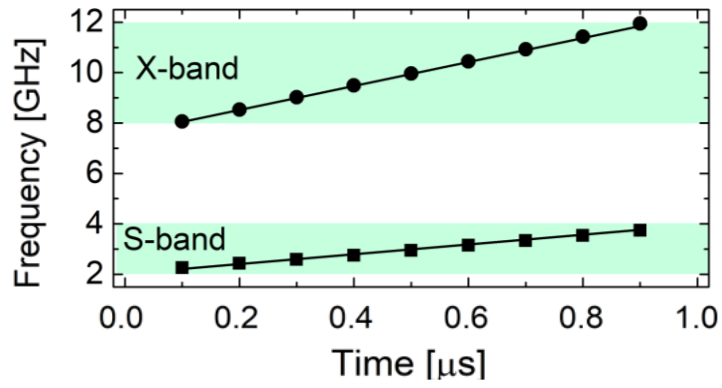


Figura 5.21 b) – Bandas ‘S’ e ‘X’ [15].

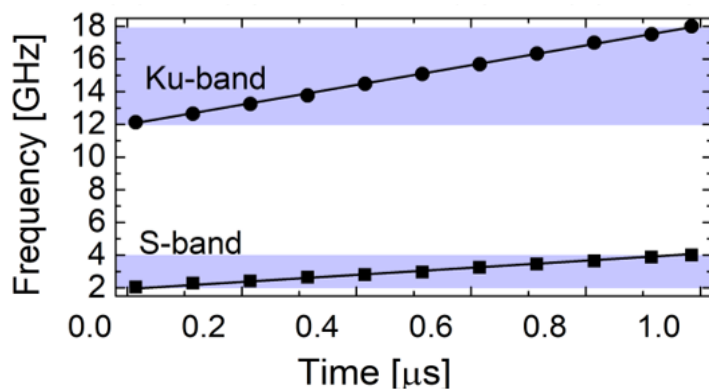


Figura 5.21 c) – Bandas ‘S’ e ‘Ku’ [15].

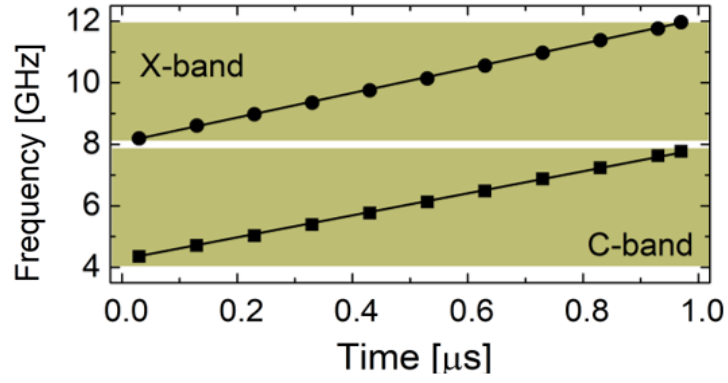


Figura 5.21 d) – Bandas ‘C’ e ‘X’ [15].

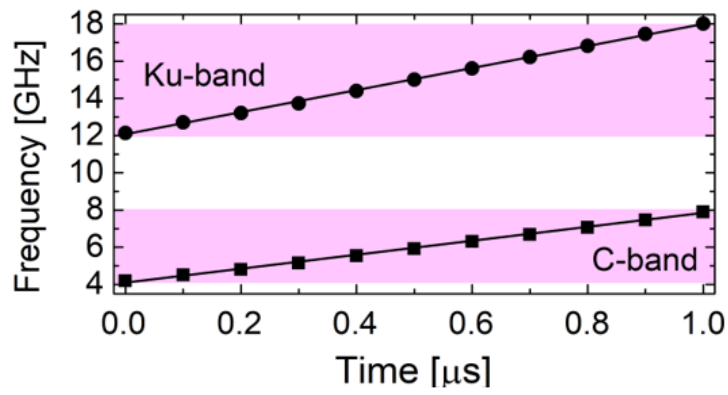


Figura 5.21 e) – Bandas ‘C’ e ‘Ku’ [15].

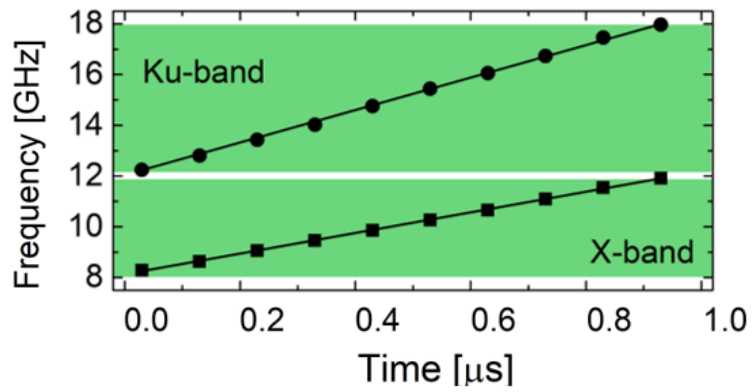


Figura 5.21 f) – Bandas ‘X’ e ‘Ku’ [15].

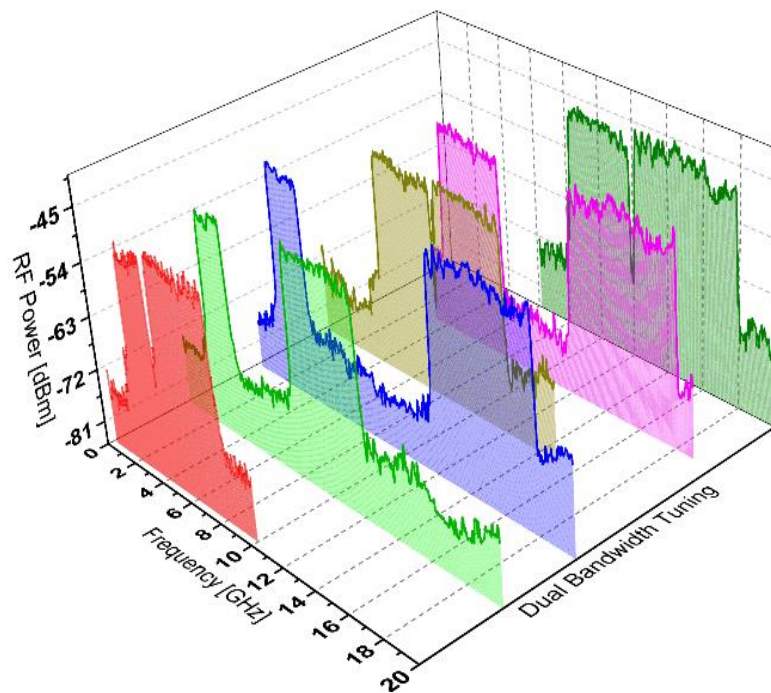


Figura 5.22 – Espectros de Potência para os seis pulsos de micro-ondas com banda-dupla gerados por auto-heterodinagem [15].

6 – Conclusão e Sugestões para Futuros Desenvolvimentos

As técnicas de fotônica de micro-ondas (ou RF) apresentam diversas vantagens sobre suas similares puramente elétricas, sendo capazes de gerar, transmitir, detectar e processar sinais de RF numa ampla faixa do espectro eletromagnético (VHF até ondas milimétricas), com elevada estabilidade e melhor imunidade à ruídos. Possui aplicações em diversas áreas tecnológicas, como sistemas de radar e comunicações, instrumentação, imageamento, análise espectral, entre outras. Em consequência, seu emprego vem sendo amplamente difundido, resultando em soluções muito promissoras para as novas gerações de componentes, equipamentos e sistemas comerciais em desenvolvimento para todas as áreas citadas, sendo, portanto, uma tendência permanente na sua evolução.

Dentro deste contexto, esta Dissertação discorreu sobre a geração fotônica de sinais de RF e, entre as diferentes técnicas disponíveis para implementar esta função, optou-se pelo emprego da técnica de auto-heterodinagem. O objetivo principal atingido foi a geração de pulsos de micro-ondas com bandas simples e dupla, com potencial aplicação em sistemas de radares fotônicos, atualmente em pleno desenvolvimento.

A partir destas premissas, motivação principal do presente estudo, pulsos de micro-ondas foram gerados com diversas características inerentes aos requisitos dos radares fotônicos, ou seja, pulsos com larguras temporais que podem variar desde dezenas de nanosegundos até dezenas de microssegundos, com elevadas frequências centrais e amplas larguras de faixa disponíveis instantaneamente (resultando em elevados valores de TBWP), todos com variação de ‘chirp’ linear (LFM), abrangendo virtualmente todas as bandas de radar da faixa de frequências considerada (bandas ‘L’ até ‘Ka’).

A possibilidade de controle destes parâmetros operacionais foi demonstrada experimentalmente, e traz muitos benefícios para estes sistemas. Talvez a mais importante seja a implementação de controle por software (radares definidos por software), introduzindo a importante capacidade de reconfiguração em tempo real. Com relação aos parâmetros individualmente, pode-se obter melhores resoluções em alcance, a partir das elevadas taxas de compressão resultantes dos altos valores de TBWPs obtidos, e melhores resoluções em velocidade, aproveitando-se principalmente das frequências centrais mais elevadas. Além disso, estes parâmetros podem melhorar ainda mais com o emprego de técnicas de fusão de dados provenientes de radares que incluem bandas-duplas ou múltiplas. Esta fusão possibilita o processamento de sinais multi-espectrais, que podem reunir informações diferentes

provenientes de cada banda, e combinar os dados para obter mais e melhores resultados para diferentes aplicações simultaneamente, agregando multifuncionalidade ao sistema.

Adicionalmente, a transmissão remota dos sinais por fibra óptica, praticamente sem distorção até a distância de aproximadamente 41,3 km, foi experimentalmente demonstrada, viabilizando seu emprego em sistemas de radar com múltiplas estações de transmissão e recepção integradas a uma estação central.

A auto-heterodinagem comprovou ser uma técnica de implementação relativamente simples, revelando-se também bastante flexível, permitindo o controle e reconfiguração por software em tempo real dos vários parâmetros anteriormente citados.

Este controle foi obtido por ajustes apropriados de alguns parâmetros do pulso de modulação do laser (forma de onda, amplitudes e atrasos) e do pulso de ‘chopper’ (duração e atrasos), possibilitando a geração, inicialmente em experimentos de banda-única, de pulsos com ‘chirp’ linear de 2 a 25,2 GHz e duração de 2,95 μ s (resultando num TBWP de 68.400), e de 2 a 28,4 GHz e duração de 2,8 μ s, com TBWP de 74.000, sendo este o maior valor reportado até a presente data através do emprego da técnica de auto-heterodinagem.

Em seguida, para o caso de pulsos com banda-dupla, a geração e sintonia de qualquer par de bandas e suas respectivas frequências centrais foi experimentalmente demonstrada. Através de controle por software, e sem qualquer alteração de hardware na montagem experimental, as seis possíveis combinações, duas a duas, das bandas ‘S’, ‘C’, ‘X’ e ‘Ku’ foram obtidas, todas com ‘chirp’ linear e TBWP razoavelmente elevado (variando de 2.000 a 6.000), realçando a flexibilidade da técnica e seu potencial para aplicação em sistemas de radar.

Durante os estudos conceituais e realização dos experimentos, vários aspectos técnicos, teóricos e práticos, diretamente responsáveis pelos resultados obtidos, foram trabalhados. Entre os mais relevantes podem ser citados:

- 1) A implementação por software (simulações e controle em tempo real) das formas de onda de modulação do diodo laser. Neste caso destacaram-se dois aspectos: Primeiro, a flexibilidade de empregar formas de onda completamente arbitrárias (nos experimentos foram empregadas funções com variações de corrente parabólicas, com uma suave correção imposta por um termo de terceiro grau no polinômio gerador das funções). Segundo, o emprego de baixas frequências de modulação (eletrônica de baixa frequência), o que levou à predominância do ‘chirp’ térmico do laser. A partir deste conjunto de características, foi possível a geração de pulsos de micro-ondas longos (da ordem de microssegundos), com elevada largura de faixa (e TBWP), além de viabilizar ajustes na variação do ‘chirp’,

tornando-o linear, não-linear com forma previamente delineada, fazê-lo crescente ou decrescente, bem como controlar a sua taxa de variação ('chirp rate').

- 2) O controle da largura do pulso de RF empregando um SOA como chave óptica (pulsos de 'chopper').
- 3) O desenvolvimento de um modelo teórico, com confirmação experimental, mostrou a possibilidade de ajustar o sistema para operar em regime de máximo TBWP ou máxima largura de faixa. Porém, para este experimento, a linha de atraso do braço desbalanceado do MZI teve que ser alterada por hardware (substituição da bobina de fibra óptica).
- 4) A redução do tempo de estabilização do laser, utilizando-se da flexibilidade de modificação da forma de onda de modulação mencionada no item 1), possibilitando a geração de sinais de RF pulsados com frequência de repetição de pulsos cerca de dez vezes maior do que o resultado sem estabilização.
- 5) As medidas para caracterizar o 'chirp' dos pulsos de RF (lineares ou não), através da técnica de Espectroscopia Óptica Resolvida no Domínio Tempo ('Time-Resolved Optical Spectroscopy').
- 6) O estudo teórico das variações de frequência ('chirp') do campo óptico emitido diodos laser do tipo DFB quanto modulados por correntes elétricas pulsadas com forma de onda arbitrária. Dois modelos foram discutidos: O primeiro admitiu que o laser opera de forma similar a um modulador em fase (modelo PM), enquanto o segundo assumiu que a operação é similar a um modulador em frequência (modelo FM). A correção cúbica na função da corrente de modulação (inicialmente definida por uma função parabólica), essencial durante os experimentos para que um 'chirp' de RF linear fosse obtido sugere, em princípio, que o modelo PM é o mais adequado para descrever conceitualmente este efeito.

Quatro resultados desta pesquisa, citados abaixo, podem ser considerados inovadores, tendo sua publicação aceita em diferentes ocasiões e fases do desenvolvimento das pesquisas. Os trabalhos estão publicados nas conferências 'Optical Fiber Communications' de 2018 e 2019 (OFC-2018 e 2019) e 'Microwave Photonics' de 2018 (MWP-2018), e no 'Journal of Lightwave Technology' de outubro de 2018 (JLT-out. 2018). Os artigos estão incluídos na lista de referências [15, 40, 45, 87] e encontram-se anexados à esta Dissertação para consulta (Anexos A até D).

- 1) A geração de pulsos de micro-ondas com banda-única com TBWPs da ordem de dezenas de milhares. Para este caso, o maior valor obtido nos experimentos conduzidos durante a

- pesquisa foi de aproximadamente 74.000, atualmente não existindo, em princípio, divulgação de um valor maior que este empregando a técnica de auto-heterodinagem.
- 2) A geração, em princípio pela primeira vez empregando a técnica de auto-heterodinagem, de pulsos de micro-ondas com banda-dupla com ‘chirp’ linear, incluindo também as características de banda larga e elevado TBWP, qualificando a técnica para futuras aplicações em radares multi-bandas multifuncionais e reconfiguráveis.
 - 3) Introdução de um método experimental para a caracterização do ‘chirp’ dos pulsos ópticos gerados, com qualquer tipo de variação, denominado ‘Espectroscopia Óptica Resolvida no Domínio do Tempo’, ou ‘Time-Resolved Optical Spectroscopy’. A versão para espectroscopia de RF também foi utilizada e descrita neste trabalho.
 - 4) Desenvolvimento de um procedimento teórico para analisar as condições de obtenção de máximos valores de TBWP e seu compromisso com a largura de faixa de RF do pulso.

Um quinto resultado, que também pode ser considerado inovador, é o modelo PM para descrever as variações de frequência (‘chirp’) apresentadas pelo diodo laser. O modelo FM já vem sendo empregado por outros pesquisadores [34, 36, 33], apesar de não ser explicitada a premissa de que o laser possa operar de forma similar a um modulador em frequência. Porém, esta questão precisa ainda ser avaliada com maior profundidade.

Em conclusão, esta Dissertação apresentou um estudo teórico e demonstrou experimentalmente a geração de pulsos de micro-ondas com potencial aplicação em sistemas fotônicos de radar. Os pulsos foram gerados com banda-simples e banda-dupla simultânea, todos com ‘chirp’ linear, larguras de pulso de microssegundos e elevadas larguras de banda, onde os dois últimos parâmetros implicam em elevados valores de TBWP. A técnica empregada foi a de auto-heterodinagem simples para os experimentos envolvendo pulsos com banda-única. Para os de banda-dupla empregou-se adicionalmente à auto-heterodinagem a técnica de multiplexação de polarização. Foi demonstrada também a viabilidade de sintonia por software da frequência central e das larguras temporal e de bandas dos pulsos (simultaneamente para as duas bandas no caso dos pulsos com banda-dupla), o que torna a arquitetura proposta uma potencial solução para implementação de sistemas de radar multifuncionais, com elevado grau de flexibilidade e integralmente controlados por software (RDS ou SDR – Software Defined Radar).

Sugestões para futuros desenvolvimentos:

- 1) Estudar, com maior profundidade, o problema de ruído de fase nos pulsos de RF gerados. Para gerar sinais de RF com a estabilidade de fase requerida para aplicações em radares que empregam processamento de sinais, especialmente aqueles com banda-dupla que utilizam algoritmos de fusão de dados, é necessário que os sinais ópticos primários sejam coerentes, ou seja, que estejam travados em fase entre si. Esta característica não é imediatamente atendida pela técnica de auto-heterodinagem empregada isoladamente. Seguem duas possíveis sugestões, para as quais devem ser realizados estudos prévios para avaliar sua viabilidade:
 - a) Empregar um tipo de laser semiconductor com largura de linha muito estreita, ou lasers estabilizados através de cavidade óptica externa.
 - b) Agregar ao sistema auto-heteródino com DFB-DLs uma das técnicas de redução de ruído de fase descritas no Capítulo 2: OIL, OPLL, OEO ou ME.
- 2) Retirar a limitação da largura dos pulsos devido ao circuito de ‘drive’ do SOA. Sem esta limitação, os valores de TBWP poderão ser aumentados significativamente. Por exemplo, se for empregado um pulso de 10 μs de duração, em conjunto com a maior banda obtida neste trabalho (26,4 GHz), um TBWP de 10 μs x 26,4 GHz = $2,64 \times 10^5$ será obtido, mais que o dobro do previsto pela referência [57], que é de $1,2 \times 10^5$.
- 3) Geração de multi-bandas com variação de ‘chirp’ não-linear (NLFM) para otimização da função de auto-correlação na detecção radar (redução dos níveis de lóbulos laterais da função). Isto já foi implementado para sinais com banda-única [45, 94] e, em princípio, a mesma metodologia poderá ser empregada nesta aplicação.
- 4) Implementar a geração de pulsos com banda-dupla simultânea com parâmetros de modulação independentes (p.ex. ‘chirp’ e largura de pulso diferentes e ajustáveis para cada uma das bandas).
- 5) Projetar uma extensão do sistema para obtenção de sinais multi-bandas (com mais de duas bandas).
- 6) Investigar o impacto dos radares com banda-dupla ou bandas-múltiplas que incorporem algoritmos de fusão de dados na tecnologia de meios ‘invisíveis’ ao radar (tecnologia ‘stealth’).

- 7) Investigar o impacto dos radares com banda-dupla ou bandas-múltiplas que incorporem algoritmos de fusão de dados na tecnologia de despistamento de radares empregando a técnica de ‘chaff’²⁹.
- 8) Aprofundar o estudo dos modelos teóricos PM e FM sobre o comportamento dos diodos laser quando diretamente modulados por correntes elétricas com formas de onda arbitrárias. Neste estudo, o próprio parâmetro de ‘chirp’ precisa também ser melhor avaliado, especialmente no que diz respeito a suas causas, discutidas na Seção 3.1, já que o parâmetro de ‘chirp’ também está presente nas equações obtidas, em cada modelo, para a frequência instantânea de RF.

²⁹ Dipolos metálicos lançados no espaço para criar uma nuvem refletora de sinais de RF, criando assim um alvo falso. Porém, a técnica é extremamente dependente da frequência.

Referências Bibliográficas

- [1] A. J. Seeds, “Microwave Photonics”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 50, pp. 877-887, 2002.
- [2] A. J. Seeds e K. J. Williams, “Microwave Photonics”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No.12, pp. 4628-4641, Dez. 2006.
- [3] J. Capmany e D. Novak, “Microwave Photonics Combines Two Worlds”, Nat. Photonics 1(6), pp. 319-330, 2007.
- [4] R. C. Williamson and R. D. Esman, “RF Photonics”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 9, pp. 1145-1153, 1 Maio 2008.
- [5] J. Yao, “Microwave Photonics”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 27, No. 3, pp. 314-335, fev. 2009.
- [6] J. Capmany, G. Li, C. Lim e J. Yao, “Microwave Photonics: Current Challenges Towards Widespread Application”, Optics Express, Vol. 21, No. 19, 23 Set. 2013.
- [7] A. Rashidinejad, Y. Li, and A. M. Weiner, “Recent Advances in Programmable Photonic-Assisted Ultrabroadband Radio-Frequency Arbitrary Waveform Generation”, IEEE Journal of Quantum Electronics (Vol. 52, No.1, Jan. 2016).
- [8] P. Ghelfi, *et al.*, “Photonics for Radars Operating on Multiple Coherent Bands”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 34, No. 2, 15 Jan. 2016.
- [9] F. Laghezza, *et al.*, “Photonics in Coherent Multiband Radar Systems”, 14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), Nanjing, China, 2015.
- [10] Y. Li, A. Dezfouliyan e A. M. Weiner, “Photonic Synthesis of Spread Spectrum Radio Frequency Waveforms with Arbitrarily Long Time Apertures”, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 32, No. 20, pp. 3580-3587, 15 out. 2014.
- [11] J. Yao, “Photonic Generation of Microwave Arbitrary Waveforms”, Optics Communications, 284, pp. 3723-3736, 2011.
- [12] P. Ghelfi *et al.*, “Photonics in Radar Systems”, IEEE Microwave Magazine, pp. 74-83, Set. 2015.
- [13] L. A. Bui, “A Review of Photonic Generation of Arbitrary Microwave Waveforms”, Progress in Electromag. Research B, Vol. 75, pp. 1-12, 2017.
- [14] F. Scotti, F. Laghezza, P. Ghelfi, e A. Bogoni, “Multi-Band Software-Defined Coherent Radar Based on a Single Photonic Transceiver”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 2, pp. 546-552, Fev. 2015.
- [15] L. E. Ynoquio Herrera, P. Tovar, R. M. Ribeiro, V. B. Jabulka and Jean Pierre von der Weid, “Optical Self-Heterodyne Generation of Dual-Band Linear Frequency Modulated Microwave Pulses”, Optical Fiber Communication & Exposition (OFC), artigo Th3C.4, San Diego, Califórnia, EUA, Mar. 2019. (**Anexo D**)

- [16] J. Chen, W. Zou e K. Wu, “Reconfigurable Microwave Photonics Radars”, IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 31 Out. – 3 Nov. 2016.
- [17] S. Bauer, O. Brox, J. Kreissl, G. Sahin e B. Sartorius, “Optical Microwave Source”, Electronics Letters, Vol. 38, No. 7, pp. 334-335, 28 Mar. 2002.
- [18] D. Marpaung, J. P. Yao e J. Capmany, “Integrated Microwave Photonics”, Nature Photon., Vol. 13, No. 1, pp. 80-90, Fev. 2019.
- [19] D. Novak et al., “Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems”, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 52, No. 1, Jan. 2016.
- [20] J. Yao, “Photonics for Ultrawideband Communications”, IEEE Microwave Magazine, Jun. 2009.
- [21] S. Chaudhary, D. Thakur e A. Sharma, “10Gbps-60GHz Radio over Fiber Transmission System for 5G Applications”, Journal of Optical Communications, Set. 2017.
- [22] W. I. Way, R. S. Wolff e M. Krain, “A 1.3- μm 35-km Fiber-Optic Microwave Multicarrier Transmission System for Satellite Earth Stations”, J. of Lightw. Tech., Vol. LT-5, No. 9, pp. 1325-1332, Set. 1987.
- [23] K. Xu *et al.*, “Microwave Photonics: Radio-Over-Fiber Links, Systems, and Applications”, Photon. Res., Vol. 2, No. 4, Ago. 2014.
- [24] M. Waldow, “Maximizing Ka-Band Network Uptime by Ground Station Diversity”, Via Satellite Digital, pp. 45-50, Out/Nov 2015.
- [25] Ghelfi P., *et al.*, “A Fully Photonics-Based Coherent Radar System”, Nature, Vol. 507, pp. 341–345, 2014.
- [26] F. Laghezza, F. Scotti, P. Ghelfi e A. Bogoni, “Dual-Band Photonic Transceiver for Coherent Radars”, ECOC 2014, Cannes - France Th.2.5.5.
- [27] F. Scotti, *et al.*, “Photonics-Based Dual-Band Radar Demonstration for Maritime Traffic Detection”, IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP-2015), Out. 2015.
- [28] S. Melo, *et al.*, “Photonics-Based Dual-Band Radar for Landslides Monitoring in Presence of Multiple Scatterers”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 36, No. 12, pp. 2337-2343, Jun. 15, 2018.
- [29] P. Lombardo *et al.*, “Multiband Coherent Radar Detection Against Compound-Gaussian Clutter”, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Syst., 35(4), p. 1266, 1999.
- [30] O. L. Coutinho, V. R. Almeida e J. E. B. Oliveira, “Uso de Redes de Comunicações Ópticas para Transmissão e Distribuição de Emissores Radar”, XIII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE), São José dos Campos, 2011.

- [31] A. P. Gonçalves, O. L. Coutinho, “Transmissão e Distribuição Remota de Sinais Radar Banda Larga Multicanal em Redes de Fibra Óptica por DWDM”, Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE), São José dos Campos, 25 a 27 set. 2018.
- [32] M. Giunta *et al.*, “Transportable Ultra-low Noise Photonic Microwave Synthesizer”, in Conference on Lasers and Electro-Optics, OSA Technical Digest, Optical Society of America, 2018, artigo SM2L.5.
- [33] G. Kovács and T. Bercei, “A Novel Approach for Microwave Signal Generation Utilizing DFB-Laser Wavelength Chirp”, European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), 2007.
- [34] R. F. Baroni, “Geração de Sinais Arbitrários com Tecnologia RF em Fotônica por Meio da Técnica de Auto-Heterodinagem Óptica para Aplicação em Radar”, Dissertação de Mestrado - Curso de Ciências e Tecnologias Espaciais, Área de Sensores, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, SP, 2016.
- [35] J. Yao, “A tutorial on Microwave Photonics”, Photonics society newsletter, Vol. 24, pp. 4-12, Abril 2012.
- [36] O. L. Coutinho, J. Zang and J. Yao, “Photonic Generation of a Linearly Chirped Microwave Waveform with Large Time-Bandwidth Product Based on Self-Heterodyne Technique”, IEEE Int. Top. Meeting on Microw. Photon. (MWP), Out. 2015.
- [37] H. Deng, J. Zhang, X. Chen and J. Yao, “Photonic Generation of a Phase-Coded Chirp Microwave Waveform with Increased TBWP”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 29, No. 17, pp. 1420-1423, 2017.
- [38] Q. Guo, *et al.*, “Dual-Band LFM Signal Generation by Optical Frequency Quadrupling and Polarization Multiplexing”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 29, No. 16, pp. 1320-1323, Ago. 15, 2017.
- [39] J. Capmany, B. Ortega e D. Pastor, “A Tutorial on Microwave Photonic Filters”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 1, pp. 201-229, 2006.
- [40] L. E. Ynoquio Herrera, R. M. Ribeiro, V. B. Jabulka, Pedro Tovar and Jean Pierre von der Weid, “Photonic Generation and Transmission of Linearly Chirped Microwave Pulses with High TBWP by Self-Heterodyne Technique”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 36, No. 19, pp. 4408-4415, Out. 2018. (**Anexo B**)
- [41] I. Intyas *et al.*, “Improvement of Radar Performance Using LFM Pulse Compression Technique”, The 5th International Conference on Electrical Engineering and Informatics, pp. 357-362, ago. 10 – 11, Bali, Indonesia, 2015.
- [42] A. Roy, H. B. Nemade and R. Bhattachaejee, “Phase Coded Nonlinear Chirp Modulation in Multiuser Communication Systems”, Int. Conference on Innovations in Electronics, Signal Processing and Communication (IESC), pp. 89-94, 2017.
- [43] E. C. Farnett and G. H. Stevens, “Pulse Compression Radar”, Capítulo 10 em “Radar Handbook”, 2ª ed., M. I. Skolnik (editor), McGraw-Hill, N. York, 1990.

- [44] G. Galati, G. Pavan and F. De Palo, “Chirp Signals and Noisy Waveforms for Solid-State Surveillance Radars”, *Aerospace* 4(1), 15, 2017.
- [45] L. E. Ynoquio Herrera, R. M. Ribeiro, V. B. Jabulka, P. Tovar and Jean Pierre von der Weid, “Time-Resolved Spectroscopy for Laser Chirp Characterization and Self-Heterodyne Generation of Apodized-NLFM Microwave Pulses”, *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP-2018)*, Toulouse (France), Oct. 2018. (**Anexo C**)
- [46] <http://www.radartutorial.eu/08.transmitters/Intrapulse%20Modulation.en.html> , acesso em 30/10/2019.
- [47] S. Darlington, “US. Pat. No. 2.678.997”, acesso 01/02/2018, <https://www.google.com/patents/US2678997>.
- [48] P. Zhou, F. Zhang, Q. Guo e S. Pan, “Linearly Chirped Microwave Waveform Generation with Large Time-Bandwidth Product by Optically Injected Semiconductor Laser”, *Opt. Express*, vol. 24, No. 16, pp. 18460-18467, Ago. 2016.
- [49] A. M. Kawalec. “SAW Dispersive Delay Lines in Radar Signal Processing”, *IEEE Int. Radar Conf.*, Mai. 1995.
- [50] A. W. Doerry, J. M. Andrews, S.M. Buskirk, “Digital Synthesis of Linear-FM Chirp Waveforms: Comments on Performance and Enhancements”, *Proc. SPIE 9077, Radar Sensor Technol. XVIII*, 90771L, Mai. 2014.
- [51] S. Hardy, “Keysight Technologies Offers 65-GSa/s, 20-GHz Arbitrary Waveform Generator”, *Lightwave Online*, Vol. 31, No. 5, 2014.
- [52] L. Goldberg, J. F. Weller, H. F. Taylor, “Microwave Signal Generation Using an Optical Self-Heterodyne Technique”, *Electronics Letters*, Vol. 18, No. 8, pp. 317-319, Fev. 1982.
- [53] L. Goldberg, H. F. Taylor, J. F. Weller, and D. M. Bloom, “Microwave Signal Generation with Injection Locked Laser Diodes”, *Electron. Lett.*, Vol. 19, No. 13, pp. 491-493, Jun. 1983.
- [54] L. Goldberg, A. Yurek, H. F. Taylor, and J. F. Weller, “35 GHz Microwave Signal Generation with Injection Locked Laser Diode”, *Electron Lett.*, Vol. 21, No. 18, pp. 714-715, Ago. 1985.
- [55] M. H. Khan, H. Shen, Y. Xuan, L. Zhao, S. J. Xiao, D. E. Leaird, A. M. Weiner, and M. Qi “Ultrabroad-Bandwidth Arbitrary Radiofrequency Waveform Generation with a Silicon Photonic Chip-based Spectral Shaper”, *Nat. Photonics*, Vol.4, No.2, pp.117-U130, 2010.
- [56] Y. Zhang *et al.*, “Photonic Generation of Linear Frequency-Modulated Waveform with Improved Time-Bandwidth Product Based on Polarization Modulation”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 35, No. 10, pp. 1821-1829, mai. 2017.
- [57] J. Zhang, O. L. Coutinho, and J. Yao, “A Photonic Approach to Linearly Chirped Microwave Waveform Generation with an Extended Temporal Duration”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, No. 6, pp. 1947-1953, Jun. 2016.

- [58] D. M. Baney and W. V. Sorin, "High Resolution Optical Frequency Analysis", em "Fiber Optic Test and Measurement", D. Derickson, Ed., Upper Saddle River, New Jersey, USA, Prentice-Hall, Inc. Cap. 5, pp. 169-219, 1998.
- [59] R. Hui e M. O'Sullivan, "Fiber Optic Measurement Techniques", Capítulos 1 e 3, Elsevier, 2009.
- [60] K. J. Williams, "6–34 GHz Offset Phase Locking of Nd: YAG 1319 nm Nonplanar Ring Lasers", *Electron. Lett.*, Vol. 25, No. 18, pp. 1242-1243, Ago. 1989.
- [61] L. N. Langley, M. D. Elkin, C. Edge, M. J. Wale, U. Gliese, X. Huang, and A. J. Seeds, "Packaged Semiconductor Laser Optical Phase-Locked Loop (OPLL) for Photonic Generation, Processing and Transmission of Microwave Signals", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 47, No. 7, pp. 1257-1264, Jul. 1999.
- [62] A. C. Bordonalli, C. Walton, and A. J. Seeds, "High Performance Phase Locking of Wide Linewidth Semiconductor Lasers by Combined Use of Optical Injection Locking and Optical Phase-Lock Loop", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 17, No. 2, pp. 328-342, Fev. 1999.
- [63] G. Qi, J. P. Yao, J. Seregelyi, C. Bélisle, and S. Paquet, "Generation and Distribution of a Wide-Band Continuously Tunable mm-Wave Signal with an Optical External Modulation Technique", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 53, No. 10, pp. 3090-3097, Out. 2005.
- [64] W. Li and J. Yao, "Microwave Generation Based on Optical Domain Microwave Frequency Octupling", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 22, No. 1, pp. 24-26, Jan. 2010.
- [65] A. Kumar e V. Priye, "Photonic Generation of Microwave Signal Using a Dual-Parallel Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator", *Proceedings of International Conference on Fiber Optics and Photonics*, Kharagpur, 12, 2014.
- [66] R. H. de Souza, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, A. A. Ferreira Júnior e J. A. J. Ribeiro, "An Analytical Solution for Fiber Optic Links with Photonic-Assisted Millimeter Wave Upconversion Due to MZM Nonlinearities", *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, Vol.16, No.1, São Caetano do Sul, Jan./Mar. 2017.
- [67] G. Qi, J. P. Yao, J. Seregelyi, C. Bélisle, e S. Paquet, "Optical Generation and Distribution of Continuously Tunable Millimeter-Wave Signals Using an Optical Phase Modulator", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 23, No. 9, pp. 2687-2695, Set. 2005.
- [68] X. S. Yao e L. Maleki, "Optoelectronic Microwave Oscillator", *J. Opt. Soc. Amer. B*, Vol. 13, No. 8, pp. 1725-1735, Ago. 1996.
- [69] W. Li e J. P. Yao, "An Optically Tunable Frequency-Multiplying Optoelectronic Oscillator", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 24, No. 10, pp. 812-814, Maio 2012.
- [70] W. Li, F. Kong, e J. P. Yao, "Arbitrary Microwave Waveform Generation Based on a Tunable Optoelectronic Oscillator", *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 31, No. 23, pp. 3780-3786, Dez. 2013.

- [71] W. Li e J. P. Yao, “Generation of Linearly Chirped Microwave Waveform with an Increased Time-Bandwidth Product Based on a Tunable Optoelectronic Oscillator and a Recirculating Phase Modulation Loop”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 32, No. 20, pp. 3573-3579, 2014.
- [72] W. Zhang e J. P. Yao, “Silicon Photonic Integrated Optoelectronic Oscillator for Frequency-Tunable Microwave Generation”, *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 36, No. 19, pp. 4655-4663, Out. 2018.
- [73] L. Maleki, S. Yao, S. Huang, Y. Ji, V. Nchenko e M. Tu, “Recent Advances in Opto-Electronic Signal Generation”, *Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology*, 2000.
- [74] D. E. Leaird e A. M. Weiner, “Femtosecond Direct Space-to-Time Pulse Shaping”, *IEEE J. Quant. Electron.*, Vol. 37, No. 4, pp. 494-504, Abr. 2001.
- [75] J. D. McKinney, D. Seo, D. E. Leaird e A. M. Weiner, “Photonic Assisted Generation of Arbitrary Millimeter-Wave and Microwave Electromagnetic Waveforms via Direct Space-to-Time Optical Pulse Shaping”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 21, No. 12, pp. 3020-3028, Dez. 2003.
- [76] Y. Dai e J. P. Yao, “Arbitrary Phase-Modulated RF Signal Generation Based on Optical Pulse Position Modulation”, *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 26, No. 19, pp. 3329-3336, Out. 2008.
- [77] C. M. Li e J. P. Yao, “Photonic Generation of Continuously Tunable Chirped Microwave Waveforms based on a Temporal Interferometer Incorporating an Optically-Pumped Linearly-Chirped Fiber Bragg Grating”, *IEEE T. Microw. Theory Technol.*, Vol.59, No.12, pp. 3531-3537, 2011.
- [78] H. Shahoei e J. P. Yao, “Continuously Tunable Chirped Microwave Waveform Generation Using a Tilted Fiber Bragg Grating Written in an Erbium/Ytterbium Co-Doped Fiber”, *IEEE Photon. J.*, Vol. 4, No. 3, pp. 765-771, Jun. 2012.
- [79] M. H. Khan, H. Shen, Y. Xuan, L. Zhao, S. Xiao, D. E. Leaird, A. M. Weiner e M. Qi, “Ultrabroad-Bandwidth Arbitrary Radiofrequency Waveform Generation with a Silicon Photonic Chip-Based Spectral Shaper”, *Nature Photonics* Vol. 4, pages 117-122, Fev. 2010.
- [80] H. Chi and J. P. Yao, “Symmetrical Waveform Generation Based on Temporal Pulse Shaping Using an Amplitude-Only Modulator”, *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 43, No. 7, pp. 415-417, Mar. 2007.
- [81] H. Chi and J. P. Yao, “Waveform Distortions Due to Second-Order Dispersion and Dispersion Mismatches in a Temporal Pulse Shaping System”, *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 25, No. 11, pp. 3528-3535, Nov. 2007.
- [82] M. Li, C. Wang, W. Li, e J. P. Yao, “An Unbalanced Temporal Pulse Shaping System for Chirped Microwave Waveform Generation”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 58, No. 11, pp. 2968-2975, Nov. 2010.

- [83] S. Kumar, R. Nimish e K. Srivastava, “Temporal Pulse Shaping Approach for Photonic Generation of an Arbitrary Chirped Microwave Waveform with High Time-Bandwidth Product”, *Optik*, Vol. 138, pp. 535-541, Jun. 2017.
- [84] J. P. Yao, “A Fresh Look at Microwave Photonics Filters”, *IEEE Microwav. Mag.*, Vol. 16, No. 8, pp. 46-60, Set. 2015.
- [85] Y. Dai e J. Yao, “Chirped Microwave Pulse Generation Using a Photonic Microwave Delay-Line Filter with a Quadratic Phase Response”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 21, No. 9, pp. 569-571, 2009.
- [86] M. A. Bernacil *et al.*, “Microwave Signal Generation Using Self-Heterodyning of a Fast Wavelength Switching SG-DBR laser”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 603-606, 2008.
- [87] L. E. Ynoquio Herrera, R. M. Ribeiro, V. B. Jabulka and Jean Pierre von der Weid, “Optical Generation and Transmission of Linearly Chirped Microwave Pulses with High Time-Bandwidth Product”, *Opt. Fiber Commun. Conf. & Exhib. (OFC)*, artigo M1H.2, Mar. 2018, San Diego, Califórnia, EUA. (**Anexo A**)
- [88] R. F. Baroni, O.L. Coutinho, “Análise da Geração de Sinais de Micro-Ondas por meio da Técnica de Auto-Heterodinagem Óptica”, XVII SIGE - Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa, São José dos Campos, 2015.
- [89] T. L. kock e J. E. Bowers, “Nature of Wavelength Chirping in Directly Modulated Semiconductor Lasers”, *Electronics Letters*, Vol. 20, No. 25/26, pp. 1038-1039, Dez. 1984.
- [90] M. Jaworski, “Measurement Methods of a Directly Modulated DFB Laser Chirp”, 12th International Conference on Microwaves and Radar, Krakow-Polonia, 1998.
- [91] A. Zadok, H. Shalom, M. Tur, W. D. Cornwell e I. Andonovic, “Spectral Shift and Broadening of DFB Lasers Under Direct Modulation”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 10, No. 12, pp. 1709-1711, Dez. 1998.
- [92] F. Grillot, J. G. Provost, K. Kechaou, B. Thedrez e D. Erasme, “Frequency Chirp Stabilization in Semiconductor Distributed Feedback Lasers with External Control”, *Proc. SPIE 8255, Physics and Simulation of Optoelectronic Devices XX*, 825507 (22 Fev. 2012).
- [93] R. F. Baroni *et al.*, “Análise Estática e Dinâmica do Parâmetro de Chirp de Lasers DFB”, 17º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 12º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – MOMAG, Porto Alegre, RS, 2016.
- [94] P. Tovar Braga, “Time-Resolved Optical Spectroscopy for Laser Chirp Characterization and Self-Heterodyne Generation of NLFM Microwave Pulses”, *Dissertação de Mestrado – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, RJ*, 2018.
- [95] B. P. Lathi and Z. Ding, *Modern Analog and Digital Communications Systems*, Oxford University Press, International 4th Edition, 2010.

- [96] R. M. Carvalho, *Comunicações Analógicas e Digitais*, LTC, 2009.
- [97] Arbitrary/Function Generators-3000 series, Tektronix. [Online].
Disponível em: http://www.testequipmentdepot.com/tektronix/pdf/afg3000c-series_datasheet.pdf
- [98] Erbium Doped Fiber Amplifier 1550nm, Tuolima. [Online].
Disponível em: <http://www.tuolima.com/uploads/edfa-1550.pdf>
- [99] J. M. Senior, “Optical Fiber Communications – Principles and Practice”, 3ª edição, Pearson Education Limited, 2009.
- [100] P. Hernday, “Polarization Measurements”, em “Fiber Optic Test and Measurement”, D. Derickson, Ed., Upper Saddle River, New Jersey, USA, Prentice-Hall, Inc. Cap. 6, Seção 6.3.1, pp. 234-235, 1998.
- [101] Semiconductor Optical Amplifier - SOA1013SXS, Thorlabs. [Online].
Disponível em: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=SOA1013SXS>
- [102] S. Diez et al., “Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers For Frequency Conversion and Fast Optical Switching”, *IEEE J. Sel. Topics in Quantum Electron.*, Vol. 3, No. 5, pp. 1131-1145, Out. 1997.
- [103] MN9610B Programmable Optical Attenuator, Anristu. [Online].
Disponível em: <https://testmart.com/sp.cfm/OPTCOM/ANRI/MN9610B.html>
- [104] DSC 30S Wide Bandwidth High Power Low Distortion PIN Diodes, Discovery Semiconductors Inc. [Online].
Disponível em: <http://chandra.berkeley.edu/~plambeck/CARMAdocs/LabIFbox/DSC50S>
- [105] MS2668C Spectrum Analyzer, Anritsu. [Online].
Disponível em: <https://www.anritsu.com/en-US/test-measurement/products/MS2668C>
- [106] <https://agiltron.com/product/variable-optical-delay-module/>, acesso em 30/10/2019.
- [107] J. Quin *et al.*, “Coherence Enhancement of a Chirped DFB Laser for Frequency-Modulated Continuous-Wave Reflectometry Using a Composite Feedback Loop”, *Opt. Lett.*, Vol. 40, No. 19, pp. 4500-4503, 2015.
- [108] N. Zhang, *et al.*, “Linewidth Study of the Frequency-Modulated Laser Based on the Delayed Self-Heterodyne Scheme”, *Optics and Laser Technology*, Vol. 45, No. 1, pp. 267-271, 2013.
- [109] Polarization Beam Combiner/Splitter OLCS 22-155, Optolink. [online].
Disponível em: http://www.optolinkcorp.com/pdf/COM_2X2.pdf
- [110] Mitsubishi FU-68PDF-5, ILX Lightwave Corporation. [Online].
Disponível em: http://www.glztech.com/product_datasheet/OSC-LDPM-C-009C_pdf1.pdf
- [111] 505 Laser Diode Driver, Newport. [Online].
Disponível em: <http://www.spectroscopic.com/Newport/505.pdf>

ANEXOS