

Transmissor de RF Reconfigurável
Baseado em Multiplicação de
Frequência no Domínio Óptico

Ramon Maia Borges

Março/2015

**Transmissor de RF Reconfigurável Baseado
em Multiplicação de Frequência no Domínio
Óptico**

RAMON MAIA BORGES

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar
Cerqueira Sodré Júnior

Santa Rita do Sapucaí
2015

Borges, Ramon Maia

B732t

Transmissor de RF reconfigurável baseado em multiplicação de frequência no domínio óptico. / Ramon Maia Borges. – Santa Rita do Sapucaí, 2015.

57p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia.

1. Fotônica de microondas 2. Modulador Mach-Zehnder 3. Multiplicação em frequência 4. Rede óptico-wireless 5. Transmissor de RF. I. Sodré Júnior, Arismar Cerqueira. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 31 / 03 / 2015, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior

INATEL

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

INATEL

Prof. Dr. Vinicius Nunes Henrique Silva

UFF

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

Para minha família, pelo amor, confiança, e apoio, durante toda a vida.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelo privilégio de conviver com pessoas que amo e pelas oportunidades que me foram dadas.

À minha família pelos ensinamentos mais importantes da vida. Em especial aos meus avós Maury Maia (*in memoriam*) e Maria do Carmo Ferrer Maia por todo apoio e confiança em mim depositada, por me fazer sentir forte diante das dificuldades e por tornarem possível esta importante etapa de minha vida. Amo vocês!

À minha namorada Ana Emília pelos bons momentos que passamos juntos, pela presença, incentivo e paciência que foram fundamentais em minha trajetória. Ao longo deste trabalho você foi uma grande fonte de inspiração.

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações por me conceder a oportunidade de realizar o curso de Mestrado. A todos os professores que fizeram parte da minha formação, em especial ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior, pela confiança e pelos ensinamentos que foram essenciais para a conclusão deste trabalho. Muito obrigado pelo apoio de sempre!

Aos meus amigos e membros do laboratório WOCA pelos conselhos e momentos compartilhados, proporcionando um ambiente de trabalho acolhedor.

Aos funcionários do Inatel, por fazerem desta Instituição um agradável e excelente ambiente de estudo.

À Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (Finatel) pelo apoio financeiro.

Ao engenheiro Renan Alves dos Santos pelo projeto e fabricação da antena banda larga, importante para validar um dos sistemas apresentados neste trabalho.

Ao engenheiro Tércio Naves Rodvalho, colaborador da TIM, pelo apoio técnico oferecido.

Índice

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas.....	xii
Lista de Abreviaturas e Siglas.....	xiii
Lista de Símbolos.....	xv
Lista de Publicações	xvii
Lista de Premiações.....	xix
Resumo.....	xx
Abstract	xxi
Capítulo 1	1
1. Introdução	1
1.1. Contextualização e motivação	1
1.2. Revisão bibliográfica	5
1.3. Estrutura da dissertação	8
Capítulo 2	10
2. Geração fotônica de portadoras de radiofrequência	10
2.1. Método heterodino utilizando intermodulação	10
2.2. Multiplicação em frequência no domínio óptico	12
2.2.1 O modulador Mach-Zehnder	13
2.2.2 Técnica da modulação externa	15
Capítulo 3	18
3. Transmissor de RF reconfigurável	18
3.1. Conceito.....	18
3.2. Validação computacional	21
3.3. Investigação experimental	23

3.3.1	Ajuste da tensão de polarização.....	25
3.3.2	Ajuste da potência de RF de entrada no modulador	29
3.3.3	Análise senoidal e ajuste da potência do laser.....	31
Capítulo 4	34
4.	Aplicações do transmissor de RF reconfigurável.....	34
4.1.	Redes óptico- <i>wireless</i> reconfiguráveis em frequência	34
4.2.	Transmissor de RF multibanda aplicado às tecnologias UMTS, LTE e Wi-Fi.....	42
Capítulo 5	47
5.	Conclusões.....	47
	Referências bibliográficas.....	50

Lista de Figuras

Figura 1.1 – <i>Perspectiva de crescimento do tráfego de dados em redes sem fio</i>	1
Figura 1.2 – <i>Modelo de ocupação atual do espectro radioelétrico e região potencialmente útil para atender os requisitos de capacidade</i>	3
Figura 1.3 – <i>Soluções para a geração de sinais de RF</i>	4
Figura 2.1 – <i>Método heterodino baseado na intermodulação entre duas ondas ópticas, gerando um sinal de RF após a fotodetecção</i>	11
Figura 2.2 – <i>Sinal de RF em 40 GHz, gerado numericamente com o método heterodino</i>	12
Figura 2.3 – <i>Representação da estrutura de um MZM</i>	13
Figura 2.4 – <i>Curva característica de transmissão do modulador</i>	15
Figura 3.1 – <i>Esquema utilizado para a duplicação em frequência no domínio óptico ($k = 2$)</i>	19
Figura 3.2 – <i>Potência da portadora óptica modulada em função da V_{bias}, e espectro óptico nos pontos de MITP e MATP</i>	22
Figura 3.3 – <i>Espectro óptico obtido nas condições de MATP e MITP</i>	22
Figura 3.4 – <i>Sinal em 40 GHz gerado por meio da duplicação em frequência com a técnica de modulação externa</i>	23
Figura 3.5 – <i>Montagem experimental para a duplicação em frequência com tecnologia fotônica, baseada na técnica da modulação externa</i>	25
Figura 3.6 – <i>Comportamento da potência óptica em 1.551 nm e da potência elétrica em 2,6 e 5,2 GHz, em função da V_{bias}</i>	26
Figura 3.7 – <i>Reconfigurabilidade da frequência em função da V_{bias}</i>	27

Figura 3.8 – Espectro elétrico obtido na saída do PD, para $k = 1$ e $k = 2$	28
Figura 3.9 – Portadora em 5,2 GHz gerada com tecnologia fotônica, antes e depois da propagação em 2 km de fibra óptica	29
Figura 3.10 - $P_{RF\ out}$ em função da $P_{RF\ in}$ para $V_{bias} = V_{\pi}$ ($k = 2$)	30
Figura 3.11 – Análise temporal dos sinais fotodetectados, considerando k igual a 1 e k igual a 2.....	31
Figura 3.12 – Potência do sinal gerado em 5,2 GHz em função da potência do laser, considerando a $P_{RF\ in}$ igual a 3, 6 e 9 dBm.....	32
Figura 3.13 – Potência da portadora de 5,2 GHz e harmônicos, em função da potência de RF incidente ao MZM. Resultado obtido considerando a P_{laser} igual a 10 dBm	33
Figura 4.1 – OWN convergente e reconfigurável em frequência. Ilustra-se aplicações para LTE e Wi-Fi offloading.....	35
Figura 4.2 – Detalhes de implementação do transmissor fotônico para a arquitetura RoF reconfigurável em frequência.....	36
Figura 4.3 – Identificação da rede óptica utilizada, correspondente a 1,5 km de SMF dentro do campus do Inatel. Imagem obtida pelo Google Earth TM	37
Figura 4.4 – Antena de banda ultralarga utilizada na recepção	40
Figura 4.5 – Sinais de RF obtidos após propagação pela OWN, convergente e reconfigurável	41
Figura 4.6 – Reconfiguração em frequência do sinal de micro-ondas gerado dentro da banda do Wi-Fi de 5 GHz	42
Figura 4.7 – Arquitetura proposta para combinar três padrões de RF em uma única rede sem fio	43
Figura 4.8 – Implementação do transmissor multibanda para aplicações em UMTS, LTE e Wi-Fi.....	45
Figura 4.9 – Espectros de RF obtidos com a arquitetura proposta.....	46

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 – <i>Técnicas para geração fotônica de sinais de RF</i>	8
Tabela 2.1 – <i>Técnicas de modulação externa que utilizam o MZM para a OFM</i>	17
Tabela 4.1 – <i>Potências obtidas em pontos estratégicos da arquitetura</i>	39

Lista de Abreviaturas e Siglas

2G	Sistema de Telefonia Móvel de Segunda Geração
3G	Sistema de Telefonia Móvel de Terceira Geração
4G	Sistema de Telefonia Móvel de Quarta Geração
5G	Sistema de Telefonia Móvel de Quinta Geração
ACRoF	<i>Adaptative and Cognitive Radio over Fiber</i>
BTS	<i>Base Station</i>
CO	<i>Central Office</i>
DD-MZM	<i>Dual-drive Mach-Zehnder Modulator</i>
DFB	<i>Distributed Feedback</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FEC	<i>Foward-Error Correction</i>
FTTH	<i>Fiber-To-The-Home</i>
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i>
GSM	<i>Global System for Mobile</i>
INATEL	Instituto Nacional de Telecomunicações
LiNbO ₃	Niobato de lítio
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MATP	<i>Maximum Transmission Point</i>
MITP	<i>Minimum Transmission Point</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NF	<i>Noise Figure</i>
ODF	<i>Optical Distribution Frame</i>

ODU	<i>Outdoor Unit</i>
OFM	<i>Optical Frequency Multiplication</i>
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>
OWN	<i>Optical-Wireless Network</i>
PD	<i>Photodetector</i>
PIN	<i>P-Intrinsic-N diode</i>
QP	<i>Quadrature Point</i>
RAU	<i>Remote Antenna Unit</i>
RF	<i>Rádiofrequência</i>
RFSSR	<i>Radio Frequency Spurious Suppression Ratio</i>
RIN	<i>Relative Intensity Noise</i>
RoF	<i>Radio over Fiber</i>
RU	<i>Remote Unit</i>
S_{11}	<i>Coeficiente de reflexão</i>
SD-MZM	<i>Single-drive Mach-Zehnder modulator</i>
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>
SNR	<i>Signal-To-Noise Ratio</i>
TEPS	<i>Tunable Electrical Phase Shifter</i>
TIM	<i>Telecom Italia Mobile</i>
TOPS	<i>Tunable Optical Phase Shifter</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
VSG	<i>Vector Signal Generator</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WOCA	<i>Wireless and Optical Convergent Access</i>

Lista de Símbolos

$E(t)$	Campo elétrico
E_0	Amplitude do campo elétrico
$E_{in}(t)$	Campo elétrico incidente ao modulador
$E_{out}(t)$	Campo elétrico na saída do MZM
f	Frequência de operação do laser
f_m	Frequência do sinal de RF tomado como referência
$I(t)$	Corrente na saída do fotodetector
$J_n(\cdot)$	Funções de Bessel
k	Fator de multiplicação
m	Índice de modulação
M	Amplitude do campo fotodetectado
P_{laser}	Potência óptica do laser
P_{mod}	Potência óptica modulada
$P_{RF\,in}$	Potência do sinal de RF incidente ao MZM
$P_{RF\,out}$	Potência de RF na saída do fotodetector
P_{RX}	Potência de recepção
P_{TX}	Potência de transmissão
RF_{out}	Sinal de RF gerado
S	Responsividade do fotodetector
TF	<i>Transfer Function</i>
V_{bias}	Tensão de polarização do modulador
V_e	Tensão de modulação
V_m	Amplitude do sinal elétrico tomado como referência
V_π	Tensão de meia onda do modulador

φ	Fase da onda
ω_0	Frequência angular da portadora óptica
ω_{RF}	Frequência angular do sinal de RF tomado como referência
λ_0	Comprimento de onda central do laser

Lista de Publicações

1. R. M. Borges, T. N. Rodovalho, Arismar Cerqueira S. Jr., “Reconfigurable multi-band RF transceiver based on photonics technology for future optical wireless communications”, aceito para o periódico *IET Optoelectronics*, 2015.
2. R. M. Borges, Arismar Cerqueira S. Jr., “Reconfigurable optical-wireless communications for future generations”, aceito para o *IEEE Latin America Transactions*, 2015.
3. R. M. Borges, R. A. dos Santos, Arismar Cerqueira S. Jr., “Implementation of a photonics-based frequency reconfigurable optical-wireless network”, aceito para o *International Workshop on Telecommunications (IWT)*, 2015.
4. Arismar Cerqueira S. Jr., N. Cañas-Estrada, D. F. Noque, R. M. Borges, S. A. S. Melo, Neil G. Gonzáles, J. C. R. F. Oliveira, “Photonic-assisted microwave amplification using multiple four-wave mixing”, em análise pelo periódico *IET Optoelectronics*, 2015.
5. R. M. Borges, Arismar Cerqueira S. Jr., “Convergent and reconfigurable optical-wireless network for LTE and Wi-Fi offloading applications”, *IEEE Latin-American Conference on Communications*, 2014, Cartagena. Proceedings of LATINCOM, 2014.

6. R. M. Borges, Arismar Cerqueira S. Jr., “Duplicação e quadruplicação em frequência utilizando fotônica de micro-ondas”, *16º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, Curitiba. Proceedings of MOMAG 2014.

7. Arismar Cerqueira S. Jr., E. Raimundo-Neto, S. A. S. Melo, D. F. Noque, J. R. G. Rosa, R. M. Borges, “Research activities on microwave photonics, nonlinear optics and optical communications from the Lab. WOCA from Inatel areas”, *WorkInnova- Denmark-South America Workshop on Photonics Technologies (WorkInnova)*, Campinas, November 2013.

Lista de Premiações

1. Autor e apresentador do artigo destacado como melhor apresentação oral vinculada a estudante na área de fotônica e comunicações ópticas: Duplicação e quadruplicação em frequência utilizando fotônica de micro-ondas, MOMAG (SBMO e SBMag), 2014.
2. Co-autor do trabalho premiado como melhor pôster: Research activities on microwave photonics, nonlinear optics and optical communications from the Lab. WOCA from Inatel areas, *WorkInnova- Denmark-South America Workshop on Photonics Technologies* (WorkInnova), 2013.

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de um transmissor de radiofrequência reconfigurável, capaz de atender as faixas de micro-ondas e ondas milimétricas. Inicialmente, apresenta-se a tecnologia fotônica utilizada em sua concepção, responsável por proporcionar a multiplicação em frequência no domínio óptico. Na sequência, propõe-se o uso do dispositivo para habilitar características de convergência e flexibilidade em arquiteturas de rádio sobre fibra. A metodologia de análise baseia-se em três etapas: simulações numéricas; caracterização experimental; implementação em redes óptico-*wireless* sob condições reais de operação. As simulações computacionais foram conduzidas utilizando o *software* comercial OptiSystem, e os experimentos foram realizados no laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*), do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel). Resultados numéricos e experimentais comprovam a eficiência do transmissor e a sua aplicabilidade para redes de telecomunicações do futuro, incluindo sistemas celulares 4G e 5G.

Palavras-chave: Fotônica de Micro-ondas, Modulador Mach-Zehnder, Multiplicação em Frequência, Rede Óptico-*Wireless* e Transmissor de RF.

Abstract

This work is focused on the development of a reconfigurable radio-frequency transmitter applied to microwaves and millimeter-waves. Initially, the photonics-based frequency multiplication technique is presented. Posterior, the proposed device is applied to reconfigurable and convergent optical-wireless networks. The analysis methodology is based on three main steps: numerical simulations; experimental characterization; implementation and test in real optical-wireless networks. Numerical simulations were carried out using the software OptiSystem and the experiments were carried out in the laboratory WOCA (Wireless and Optical Convergent Access) from the National Institute of Telecommunications (Inatel). Numerical and experimental results demonstrate the efficiency of the proposed transmitter and its applications to future telecommunications networks, including 4G and 5G systems.

Keywords: Frequency Multiplication, Mach-Zehnder Modulator, Microwave Photonics, Optical-Wireless Network, Radio-frequency Transmitter.

Capítulo 1

1. Introdução

1.1 Contextualização e motivação

O aumento da demanda por serviços móveis de telecomunicações cria a necessidade de se desenvolverem sistemas capazes de prover, simultaneamente, mobilidade e alta capacidade. De 2012 a 2013, o tráfego global de dados em redes sem fio cresceu 81% e estima-se que alcance 15,9 Exabytes por mês até 2018, como mostra a Figura 1.1 [1]. Nesse mesmo ano, serão 10,2 bilhões de dispositivos conectados em redes móveis suportando acesso à Internet, e mais de 69% do tráfego mencionado será proveniente da distribuição de vídeo, o que exigirá um aumento significativo na largura de banda, robustez e velocidade das conexões.

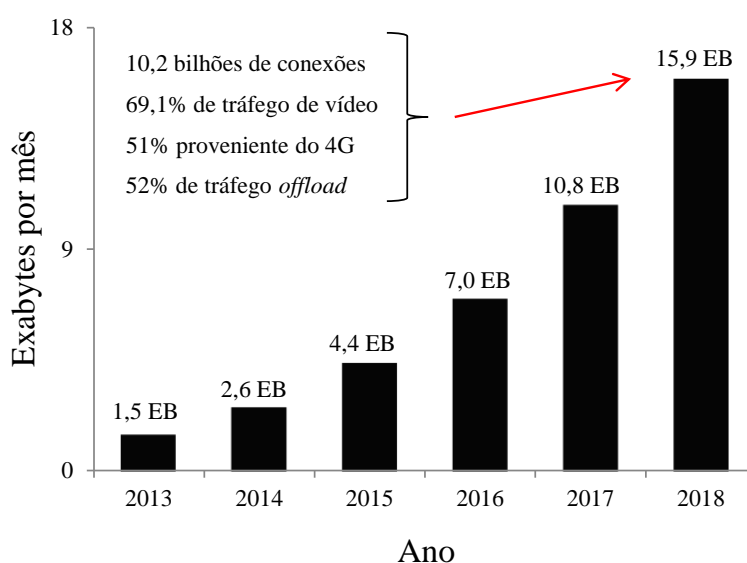


Figura 1.1 – Perspectiva de crescimento do tráfego de dados em redes sem fio [1].

A migração das estruturas de segunda geração (2G) para as arquiteturas 3G, 4G e 5G também traz novos desafios, já que os sistemas de telecomunicações do futuro irão demandar convergência entre padrões sem fio para satisfazer requerimentos de usuários fixos e móveis, que usam diferentes protocolos e serviços. Espera-se, por exemplo, que o escoamento de tráfego por tecnologias complementares (*offloading*) utilizando pontos de acesso Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) e Femtocélulas torne-se um novo segmento da indústria, como solução para evitar ou ao menos diminuir o congestionamento das redes celulares. Espera-se, ainda, novos níveis de desempenho dos equipamentos de rádio, a fim de que estejam aptos a otimizar parâmetros de transmissão em função da demanda por tráfego e aspectos de propagação no ambiente sem fio. Entre os pré-requisitos desejados estão [2]: flexibilidade e autonomia, alocação flexível de espectro, extensão dos canais para bandas de alta frequência, operação com antenas reconfiguráveis e suporte a comunicação entre dispositivos.

Todas estas perspectivas e necessidades apontadas têm dirigido estudos para o desenvolvimento de sistemas e dispositivos que se adequem às novas tendências, com o intuito de garantir a interoperabilidade das conexões e serviços. Soluções para capacidade dos núcleos de rede podem estar diretamente relacionadas com as comunicações ópticas, em constante otimização. As recentes conquistas referem-se à utilização da multiplexação por divisão de comprimento de onda (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*) [3], à implantação de arquiteturas FTTH (*Fiber-To-The-Home*) [4] e ao desenvolvimento de técnicas de correção de erros (FEC – *Forward-Error Correction*) [5]. Outros resultados interessantes em nível de pesquisa relacionam-se com a evolução das estruturas de transmissão e recepção dos enlaces ópticos. São as chamadas redes coerentes de nova geração [6], que associam o uso de modulações avançadas [7][8] e processamento digital de sinais [9] para alcançar taxas de até 1 Pb/s.

Por outro lado, as tecnologias sem fio são essenciais para prover mobilidade, requisito fundamental para atender o novo perfil dos usuários de telecomunicações. Destacam-se a evolução dos dispositivos móveis disponíveis no mercado, cada vez mais velozes [1], e pesquisas voltadas aos chamados Rádios Cognitivos [10], nos

quais um dos objetivos é otimizar o uso do espectro radioelétrico em função da ocupação oportuna de suas lacunas. Destaca-se ainda a implementação de sistemas de rádio sobre fibra (RoF – *Radio over Fiber*) [11][12], que segundo a ERICSSON, continuarão crescendo e interligarão mais de 40% de todas as estações até 2020 [2].

Com o crescente aumento do número de conexões e a conseqüente escassez espectral, torna-se necessário buscar faixas disponíveis de frequência, correspondentes às micro-ondas e ondas milimétricas (Figura 1.2). Além disso, o aumento da capacidade em redes móveis depende não só de altas taxas de transmissão nos núcleos de rede, mas também da elevação das frequências de operação. Estima-se, por exemplo, que as faixas de micro-ondas tenham potencial para prover mais de 10 Gb/s por estação transmissora, em função da largura de faixa disponível [2][13]. Com relação à região de ondas milimétricas, alguns trabalhos já demonstram experimentos nas bandas Ka (27 - 40 GHz) [14][15], W (75 - 110 GHz) [16][17] e na banda de 60 GHz [18][19], com taxas de transmissão de até 100 Gb/s no ambiente sem fio [20].

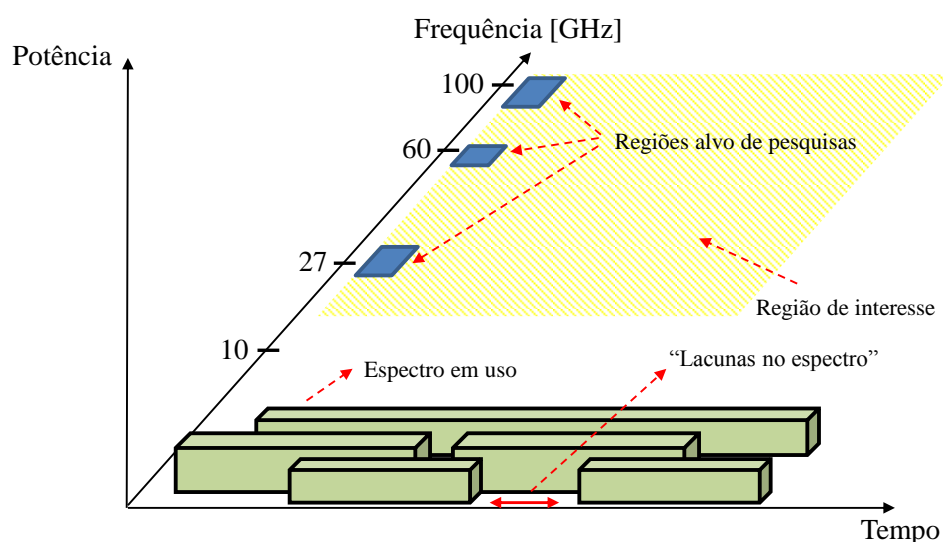
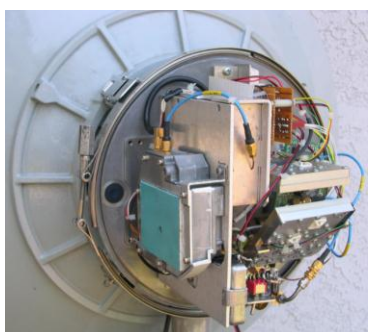


Figura 1.2 – Modelo de ocupação atual do espectro radioelétrico e região potencialmente útil para atender os requisitos de capacidade.

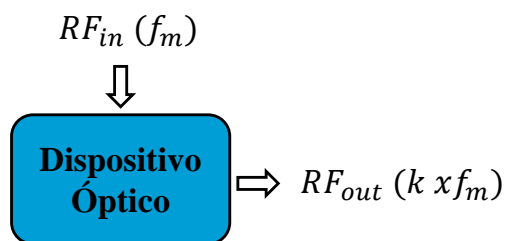
Neste cenário, tecnologias fotônicas apresentam-se como segmento chave para viabilizar a operação em bandas elevadas do espectro de frequências e, por isso, tais tecnologias têm sido continuamente aplicadas aos sistemas de micro-ondas, com

funções bastante complexas e até mesmo impraticáveis ao se trabalhar apenas com a eletrônica convencional [21]. Entre elas, inclui-se o desenvolvimento de arquiteturas adaptativas de rádio sobre fibra e a geração, manipulação e distribuição de micro-ondas e ondas milimétricas [22]. Sabe-se das dificuldades em obter fontes de tais sinais, geralmente construídas com circuitos eletrônicos de modo que a complexidade e o custo do método aumentam significativamente com a elevação das frequências. Como exemplo, a Figura 1.3a ilustra uma unidade externa (ODU – *Outdoor Unit*) de RF (radiofrequência) capaz de prover um sinal de 7 GHz. O valor comercial médio deste produto é de 3.000,00 reais.

Já a geração e distribuição de sinais na região de micro-ondas e superior utilizando tecnologia fotônica, aumenta a relação entre custo e benefício, principalmente para ondas milimétricas. Isto porque permite alcançar o desejado incremento nas larguras de banda e oferece alocação flexível de frequências em redes sem fio de núcleo óptico (OWN – *Optical-Wireless Network*). Além disso, proporciona estabilidade, imunidade a ruídos eletromagnéticos, redução de peso e tamanho e simplificação dos equipamentos envolvidos. A Figura 1.3b ilustra a função de um gerador fotônico para regiões elevadas do espectro, onde um sinal de RF tomado como referência tem sua frequência multiplicada por um fator de multiplicação (k), podendo este assumir diferentes valores. Esta solução apresenta um custo aproximado de 5.800 reais para, por exemplo, k igual a 1 ou 2. Com produção em larga escala, pode-se reduzi-lo para valores entre 600 e 1.200 reais.



a) ODU de 7 GHz. Tecnologia usada para a geração de micro-ondas no domínio elétrico.



b) Conceito de um gerador fotônico para sinais de micro-ondas e ondas milimétricas.

Figura 1.3 – Soluções para a geração de sinais de RF.

O presente trabalho focaliza o desenvolvimento de um transmissor de RF reconfigurável, capaz de atender as regiões de micro-ondas e ondas milimétricas do espectro radioelétrico. Tem-se ainda como meta a utilização de RoF para integrar núcleo de rede e acesso, reunindo na mesma arquitetura os benefícios trazidos por dispositivos ópticos (largura de banda) e radiofrequência (mobilidade e flexibilidade). O dispositivo proposto baseia-se em uma técnica de processamento fotônico para a duplicação em frequência no domínio óptico, denominada modulação externa. Com ela, é possível selecionar a banda de operação e a frequência das portadoras geradas em função da tensão de polarização do modulador e da frequência do sinal elétrico tomado como referência. Como contribuições, apontam-se em primeiro lugar as investigações numérica e experimental da técnica, demonstrando o impacto dos parâmetros de entrada nas relações entre frequência, potência, SNR (*Signal-To-Noise Ratio*) e RFSSR (*Radio Frequency Spurious Suppression Ratio*) do espectro gerado. Aponta-se ainda a exploração de dois fatores multiplicativos para a implementação de redes OWN convergentes e reconfiguráveis em frequência, bem como o uso do transmissor de banda flexível para atender em uma mesma arquitetura de rede, aplicações entre os padrões UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) em 2.1 GHz, LTE (*Long Term Evolution*) em 2.6 GHz e Wi-Fi em 5.2 GHz.

1.2 Revisão bibliográfica

Fotônica de micro-ondas define-se como a interdisciplina que combina a engenharia de radiofrequência com a fotônica. Permite interações entre ondas eletromagnéticas nas faixas ópticas e de RF, favorecendo o desenvolvimento de dispositivos para aplicações em sistemas sem fio de altas frequências. Em geral, tal segmento inclui tópicos relacionados à geração, processamento e distribuição de sinais de micro-ondas e ondas milimétricas [23].

Os primeiros experimentos, décadas atrás, foram direcionados à utilização do guia óptico como meio de transmissão para sinais analógicos de RF [24][25], dando origem aos sistemas de rádio sobre fibra [11]. Desta maneira, tornou-se possível evitar as grandes atenuações causadas por perdas do espaço livre, que inviabilizavam a distribuição de sinais com frequências elevadas em redes sem fio. Desde então, as

tecnologias fotônicas expandiram-se consideravelmente, sendo apontadas como solução para prover a solidificação dos sistemas de micro-ondas [21]. Decorreram-se aplicações envolvendo conversores analógico-digital [26-29] e filtros [30][31] para sinais de RF, controle óptico do diagrama de irradiação de antenas, [32-34], sensoriamento espectral [35][12] e radares [36]. Sucederam-se também resultados promissores referentes à geração fotônica de sinais de micro-ondas e ondas milimétricas [37-54] e, mais recentemente, ao desenvolvimento de eficientes conversores de frequência e transceptores de RF multibanda [55][56].

A estratégia mais comum para o desenvolvimento de geradores de RF baseados em tecnologia fotônica é fazer uso da intermodulação entre duas ondas elétricas no domínio óptico, provenientes de lasers sintonizados em comprimentos de onda distintos [38][39]. Entretanto, a falta de correlação entre as fontes de luz pode levar à detecção de um alto ruído de fase no sinal gerado, já no domínio elétrico. Para contornar este problema, ou seja, garantir baixo ruído de fase e largura de linha bastante estreita a partir do método em questão, foram propostas na literatura técnicas como *Optical Injection Locking*, *Optical Phase Lock Loop* e *Optical Injection Phase Locking* [33], todas almejando o mesmo objetivo: proporcionar alta correlação de fase entre as duas ondas ópticas e assim, gerar ondas milimétricas de alta qualidade. Demonstrou-se a geração de sinais entre 6 e 34 GHz com pequena largura de linha [40][41]. Resultados potenciais também foram obtidos utilizando, ao invés de dois lasers independentes, um único dispositivo gerador de luz capaz de emitir simultaneamente dois comprimentos de onda distintos [42][43]. Porém, o uso deste tipo de dispositivo tem a desvantagem de elevar significativamente o custo do projeto.

Outros eficientes métodos para a geração de micro-ondas e ondas milimétricas de alta qualidade utilizam o conceito de multiplicação em frequência no domínio óptico (OFM – *Optical Frequency Multiplication*). A sua principal vantagem é o fato de não exigir nenhum tipo de controle de fase na fonte de luz. Inicialmente, O'Reilly et al. (1992) [44] propuseram a técnica de modulação externa e demonstraram a geração de uma portadora de 36 GHz tomando como referência um sinal elétrico de 18 GHz. Tal sistema foi então utilizado para distribuir serviços

de vídeo remotamente [45]. Posteriormente, demonstrou-se a geração de um sinal de 60 GHz baseada na quadruplicação em frequência de uma portadora de 15 GHz entregue ao modulador [46]. Entretanto, para garantir pureza espectral, fez-se necessário a utilização de filtro óptico com largura de faixa igual ao espaçamento entre os harmônicos de segunda ordem, o que dificulta a flexibilidade do sistema. Mais adiante, Shen et al. (2003) [47] utilizaram modulador de fase para também obter fator multiplicativo igual a 4, porém o método ainda recorria à filtragem óptica de bandas laterais.

Em sequência, Qi et al. (2005) [48] demonstraram a quadruplicação em frequência de maneira reconfigurável, gerando sinais entre 32 e 50 GHz a partir de portadoras de RF entre 8 e 12,5 GHz. Na mesma linha, Li & Yao (2010a) apontaram flexibilidade e apresentaram uma arquitetura para incrementar o fator de multiplicação [49]. Com o mesmo objetivo, Li & Yao (2010b) e Vidal (2012) aproveitaram ainda efeitos não lineares, como a mistura de quatro ondas (*FWM - Four-Wave Mixing*), para gerar sinais de até 132 GHz [50] e obter fatores multiplicativos com valores acima de 20 [51], respectivamente. No entanto, as técnicas apresentam-se muito complexas por envolver grande quantidade de dispositivos na montagem e demandar o controle de efeitos não-lineares. Ainda dentro de OFM, Shi et al. (2010) [52] fez uso de ressonador óptico e modulação de fase gerando harmônicos em diversas posições espectrais.

Por fim, métodos reportados na literatura passaram a compor sistemas de RoF bidirecionais, como os descritos em [53][54]. A Tabela 1.1 resume as principais vantagens e desvantagens entre as mais importantes técnicas de geração de micro-ondas com tecnologia fotônica reportadas na literatura.

Tabela 1.1 – *Técnicas para geração fotônica de sinais de RF.*

Técnica	Vantagens	Desvantagens
Método heterodino [33]	<ul style="list-style-type: none"> Alta relação sinal/ruído (SNR) Resposta em frequência depende apenas da largura de banda do fotodetector Não requer o uso de sinais de RF como referência 	<ul style="list-style-type: none"> Falta de correlação entre os lasers Requer técnicas de travamento em fase das fontes de luz
Modulação externa [37]	<ul style="list-style-type: none"> Configuração bastante simples Utiliza um único laser, de baixo custo Fácil sintonia e reconfigurabilidade da frequência 	<ul style="list-style-type: none"> Alta perda por inserção Largura de banda depende das respostas em frequência do modulador e do fotodetector
FWM [51]	<ul style="list-style-type: none"> Altos fatores de multiplicação (até 24) 	<ul style="list-style-type: none"> Montagem complexa Requer potência óptica alta Requer controle de efeitos não-lineares
Ressonador óptico [52]	<ul style="list-style-type: none"> Proporciona componentes em elevadas posições espectrais Suporta diferentes padrões sem fio simultaneamente 	<ul style="list-style-type: none"> Não oferece pureza espectral Requer operação conjunta entre modulador e ressonador

1.3 Estrutura da dissertação

Este trabalho é estruturado em cinco capítulos. O capítulo 2 apresenta em maiores detalhes o método heterodino e variações da técnica de modulação externa para a geração fotônica de micro-ondas e ondas milimétricas. Realiza-se uma abordagem comparativa entre cada uma delas. É também demonstrado o comportamento do modulador Mach-Zehnder, dispositivo essencial para a multiplicação em frequência no domínio óptico. O capítulo 3 é iniciado com a descrição da técnica de modulação externa que dá origem ao transmissor de RF reconfigurável. São realizadas a validação computacional e a detalhada investigação experimental da técnica em questão, em função de parâmetros ópticos e elétricos. No capítulo 4, diferentes experimentos ilustram a aplicabilidade do transmissor de

micro-ondas multibanda: implementação de uma OVN convergente e reconfigurável para aplicações em LTE e Wi-Fi *offloading*; transmissor fotônico com banda flexível atendendo a três padrões de RF distintos, validado em uma rede real pertencente à operadora TIM (*Telecom Italia Mobile*). Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões relevantes e sugestões para os trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. Geração fotônica de portadoras de radiofrequência

2.1 Método heterodino utilizando intermodulação

Uma fonte fotônica para a geração de ondas milimétricas pode ser obtida por meio de um método bastante simples, baseado na intermodulação entre dois sinais ópticos com comprimentos de onda distintos [33][39], conforme mostra a Figura 2.1. Sabe-se que um campo elétrico no domínio óptico pode ser expresso como

$$E(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.1)$$

onde E_0 corresponde à amplitude do campo elétrico, ω_0 é a frequência angular da portadora e φ representa a fase da onda. Ao considerarmos dois lasers sintonizados em frequências diferentes, obtêm-se duas portadoras ópticas dadas por

$$E_1(t) = E_{01} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (2.2)$$

$$E_2(t) = E_{02} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2.3)$$

onde novamente E_{01} e E_{02} são os termos de amplitude, ω_1 e ω_2 representam as frequências angulares e φ_1 e φ_2 correspondem às respectivas fases dos sinais provenientes de cada fonte de luz. A interação entre estas duas ondas provoca intermodulação e, considerando o limite de banda imposto pelo fotodetector (PD – Photodetector), tem-se após a fotodetecção um sinal elétrico descrito por

$$\begin{aligned} I(t) &= S|E(t)|^2 = S|E_1(t) + E_2(t)|^2 \\ &= SP_1 + SP_2 + 2S\sqrt{P_1P_2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)], \end{aligned} \quad (2.4)$$

sendo S a responsividade do PD e P_1 e P_2 as respectivas potências dos campos individuais [37]. Tomando M como termo de amplitude, pode-se descrever simplificadaamente o sinal elétrico resultante como

$$RF_{\text{out}} = M \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (2.5)$$

onde RF_{out} representa um sinal de RF, cuja frequência corresponde ao espaçamento entre os comprimentos de onda sintonizados em cada laser e com potência determinada pelas amplitudes dos campos individuais e responsividade do PD. Trata-se, portanto, de um gerador fotônico faixa larga, sendo esta limitada apenas pela largura de banda do fotodetector.

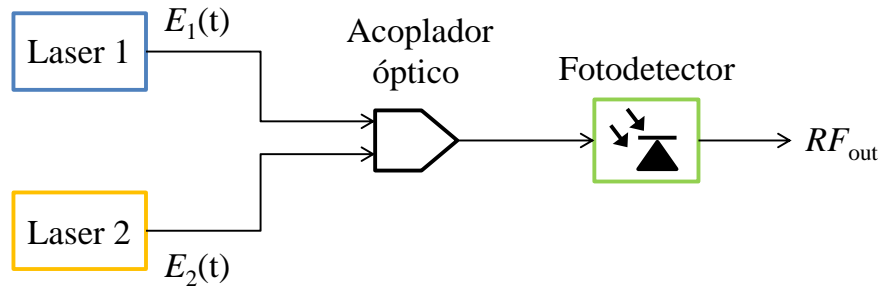


Figura 2.1 – Método heterodino baseado na intermodulação entre duas ondas ópticas, gerando um sinal de RF após a fotodeteção [37].

Entretanto, a falta de correlação entre as fontes de luz pode levar à detecção de um alto ruído de fase no sinal gerado, já no domínio elétrico. A Figura 2.2 mostra uma portadora de 40 GHz obtida por meio de simulação numérica, considerando a técnica em questão. O resultado é fruto da intermodulação entre ondas ópticas provenientes de dois lasers com potências de 0 dBm, largura de linha iguais a 10 MHz e ruído RIN (*Relative Intensity Noise*) de -135 dB/Hz, sintonizados em 1.550,00 e 1.550,32 nm, respectivamente. Considerou-se uma perda de 3 dB causada pelo acoplador óptico e o fotodetector utilizado foi do tipo PIN (*p-intrinsic-n diode*), com responsividade de 0,9 A/W.

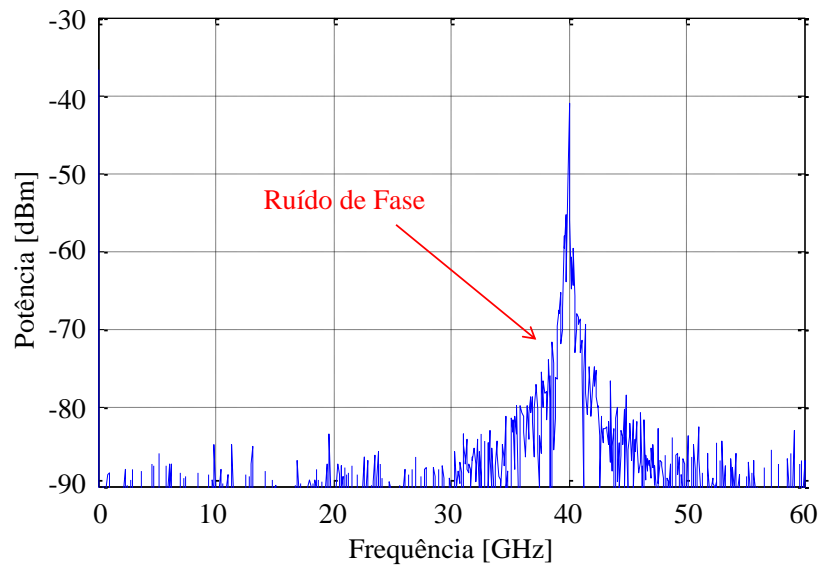


Figura 2.2 – Sinal de RF em 40 GHz, gerado numericamente com o método heterodino. Notar a presença de ruído de fase.

Observa-se que para obter a portadora elétrica centrada exatamente em 40 GHz, foi necessário um ajuste fino da sintonia do laser ($\lambda_{02} = 1550,32$ nm). Em termos de implementação, adquirir estes dispositivos com tamanho grau de precisão pode elevar o custo do projeto. Nota-se a alta largura de linha do sinal gerado, mesmo quando os ruídos provenientes do fotodetector são desconsiderados na simulação. Tal característica é então atribuída à presença do ruído de fase, e dificulta a operação de canais vizinhos a 40 GHz. Para amenizar este ruído, faz-se necessário o uso de técnicas de travamento em fase entre os lasers, que em geral, caracterizam processos muito trabalhosos. Assim, como alternativa para aumentar a eficiência no processo de geração sem recorrer a estas técnicas complementares, destacam-se métodos baseados na multiplicação em frequência no domínio óptico por meio da modulação externa.

2.2 Multiplicação em frequência no domínio óptico

2.2.1 O modulador Mach-Zehnder

O modulador Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder Modulator*) é um dispositivo eletroóptico que proporciona modulação de intensidade, frequentemente aplicado a óptica integrada e a sistemas RoF. Pode atuar, por exemplo, na geração de componentes espectrais e em técnicas para evitar pontos de potência nula (*fading points*), causados por efeitos dispersivos na fibra óptica [57]. É estruturado com dois guias ópticos distintos de igual comprimento, chamados “braços”, sendo que em ao menos um deles há a possibilidade de controle de fase. Tal controle é realizado através do efeito eletroóptico oriundo do campo de RF aplicado aos eletrodos. Em geral, faz-se a opção por substrato de niobato de lítio (LiNbO_3) em seu processo de fabricação, devido às larguras de faixa proporcionadas por moduladores com este tipo de material [58]. A Figura 2.3 ilustra a estrutura básica de um MZM.

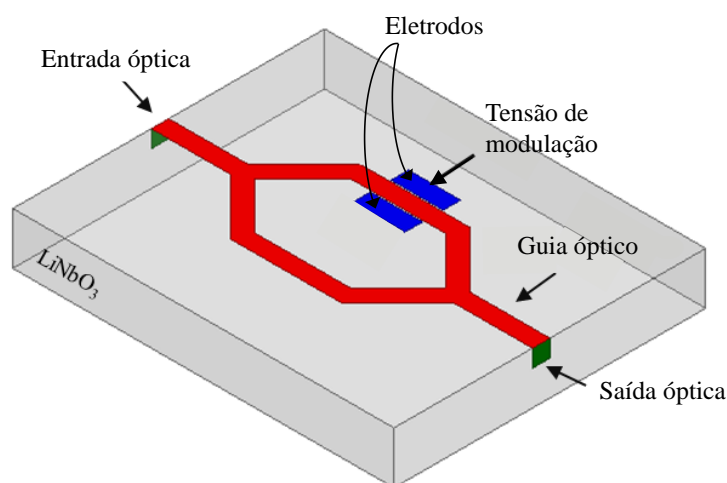


Figura 2.3 – Representação da estrutura de um MZM [59].

O princípio de operação deste tipo de modulador consiste na divisão igualitária do sinal óptico de entrada em duas ondas guiadas, de modo que ao menos uma delas tenha sua fase alterada em função da tensão de modulação, aplicada aos eletrodos. Em sequência, tais ondas são combinadas por uma junção Y, equivalente à utilizada na entrada do dispositivo para a ramificação entre os braços. Forma-se então um interferômetro, e a sobreposição das ondas resulta na modulação óptica de intensidade, sendo esta dependente da diferença de fase entre os modos guiados.

Segundo O'Reilly et al. (1994), o campo elétrico na saída do MZM pode ser descrito como [45]

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_e}{V_\pi}\right), \quad (2.6)$$

onde $E_{in}(t)$ representa o sinal proveniente da fonte de luz, V_π é a tensão de meia onda do modulador e V_e é a tensão aplicada aos eletrodos, correspondente à tensão de modulação. Considerando este parâmetro composto pelo sinal de RF incidente e pela tensão de polarização (V_{bias}) [60], pode então ser escrito como

$$V_e = V_m \cos(\omega_{RF}t) + V_{bias}, \quad (2.7)$$

onde V_m e ω_{RF} correspondem à amplitude e à frequência angular do sinal de RF de entrada, respectivamente. A função de transferência de um MZM é proporcional ao quadrado da Eq.(2.6), e pode ser descrita por [59]

$$TF \sim |E_{out}|^2 = \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi V_e}{V_\pi}\right) \right]. \quad (2.8)$$

O significado desta função refere-se à variação na intensidade óptica do campo modulado em função da tensão aplicada aos eletrodos.

A partir destas definições, alguns pontos específicos de polarização levam o MZM a operar em três condições distintas: ponto máximo de transmissão (MATP – *Maximum Transmission Point*); ponto de quadratura (QP – *Quadrature Point*); ponto mínimo de transmissão (MITP – *Minimum Transmission Point*). A Figura 2.4 apresenta a curva característica de transmissão normalizada do MZM, identificando os pontos mencionados. Sabe-se que, por definição, V_π é a tensão que introduz um desvio de fase equivalente a 180° entre os braços do MZM [59]. Por esta razão, ao polarizar o modulador com a tensão de meia onda obtém-se uma defasagem destrutiva entre os sinais guiados por cada braço, resultando na menor intensidade de transmissão. Este comportamento é também comprovado pela Figura 2.4.

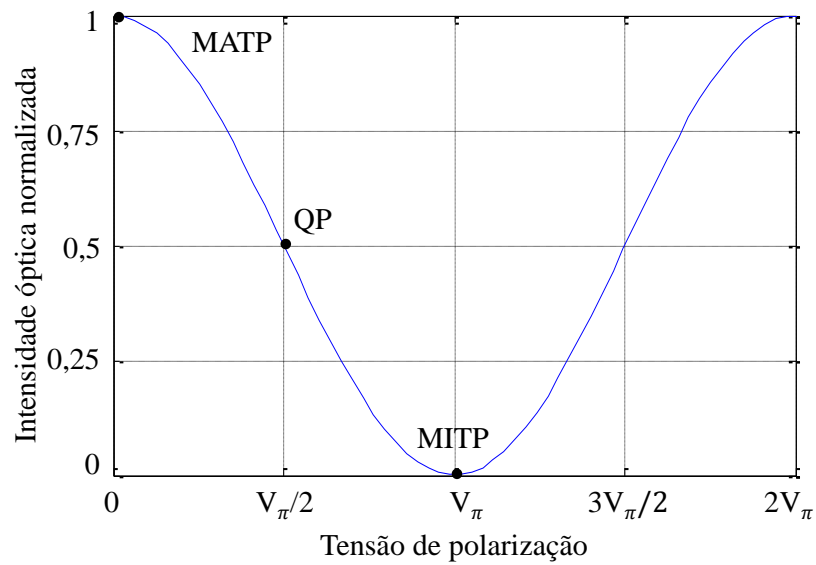


Figura 2.4 – Curva característica de transmissão do modulador [61].

2.2.2 Técnica da modulação externa

O conceito de multiplicação em frequência no domínio óptico consiste em processar um sinal de RF com tecnologia fotônica, de modo que sua frequência seja incrementada de k vezes. O dispositivo responsável por esta tarefa é o modulador eletroóptico [6], elemento chave que dá origem às técnicas de OFM baseadas na modulação externa. Em geral, o mais utilizado para este tipo de aplicação é o MZM construído com substrato de niobato de lítio (LiNbO_3), contendo um (SD-MZM – *Single-Drive Mach-Zehnder Modulator*) ou dois (DD-MZM – *Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator*) guias com o efeito eletroóptico.

A Tabela 2.1 apresenta as principais vantagens e desvantagens do uso de diferentes tipos de MZM em configurações da técnica de modulação externa. Todas elas apresentam a vantagem de utilizar apenas um laser, eliminando a necessidade de implementar metodologias complementares para adquirir estabilidade e baixo ruído de fase. A configuração inicial é composta por apenas três dispositivos: laser, SD-MZM e fotodetector. O modulador é polarizado para suprimir a portadora óptica e,

assim, alcança-se um fator multiplicativo igual a 2 e reconfigurabilidade em frequência [44].

A primeira variação do método foi o acréscimo de filtro óptico na saída do modulador como recurso para a quadruplicação em frequência, garantindo pureza espectral [46]. Porém, como a filtragem se dá em relação a bandas laterais, e estas se posicionam no espectro de acordo com a frequência do sinal de RF de entrada, não há flexibilidade a não ser que se use filtro reconfigurável, o que aumenta o custo dos sistemas. Como alternativa, Qi et al. (2005) propôs o uso da grade de Bragg (FBG - *Fiber Bragg Grating*) como filtro rejeita-faixa de comprimento fixo em substituição aos filtros até então utilizados, de modo que tal dispositivo passou a atuar na portadora óptica, e não mais em bandas laterais [48]. Com a técnica, obtém-se fator multiplicativo $k = 4$, pureza espectral e reconfigurabilidade em frequência. No entanto, um notável empecilho refere-se à dificuldade em se fabricar FBGs com largura de banda menor do que 0,2 nm, o que impõe limite inferior à frequência mínima de operação.

Outras arquiteturas remetem à utilização de dois SD-MZM em cascata, incluindo FBG e/ou transformadores de fase reconfiguráveis nos domínios óptico (TOPS) e elétrico (TEPS). A técnica demonstrada por Kawanishi et al. (2005) [62] considera um TEPS para a quadruplicação em frequência. Já Li & Yao (2010c) [63] substituem este dispositivo por um TOPS e demonstram $k = 8$. Com a implementação simultânea destes dispositivos e acréscimo da FBG, Yao (2010a) [37] aponta na mesma arquitetura fatores multiplicativos equivalentes à 4, 6, 8 e 12, dependendo da combinação entre as regiões de polarização dos moduladores e das defasagens aplicadas. Ressalta-se que moduladores em cascata contribuem para o acréscimo de perdas por inserção no sistema e, por isso, faz-se necessário o uso de EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) ou amplificadores elétricos para compensá-las.

Tabela 2.1 – *Técnicas de modulação externa que utilizam o MZM para a OFM.*

Técnica	Vantagens	Desvantagens
SD-MZM [44]	<ul style="list-style-type: none"> • Não requer uso de filtro • Simplicidade 	<ul style="list-style-type: none"> • O maior fator de multiplicação alcançado é igual a 2
SD-MZM + FBG [48]	<ul style="list-style-type: none"> • Permite $k = 4$ 	<ul style="list-style-type: none"> • O uso da FBG limita a frequência mínima de operação
SD-MZMs cascateados [37]	<ul style="list-style-type: none"> • Permite $k = 4, 6, 8$ e 12 	<ul style="list-style-type: none"> • Uso de dois moduladores. • Requer o uso de FBG e/ou TOPS e TEPS
DD-MZMs em paralelo ou integrados [64-68]	<ul style="list-style-type: none"> • Não requer uso de filtro. • Permite $k = 2$ e 4 	<ul style="list-style-type: none"> • Custo do modulador • Requer controle da defasagem entre os sinais de RF tomados como referência

Existem ainda configurações baseadas na implementação de DD-MZMs em paralelo ou integrados [64-68]. No modelo em questão, provoca-se defasagem entre amostras do sinal de RF que irão compor as tensões de modulação, de modo que a sobreposição dos campos modulados resulte, após a fotodetecção, em uma portadora com frequência duas ou quatro vezes superior à frequência do sinal tomado como referência. O método não requer uso de filtro e oferece pureza espectral, porém o controle da defasagem entre os sinais modulantes, principalmente em sistemas que exigem reconfigurabilidade, torna-se bastante trabalhoso. Pode-se também acrescentar um SD-MZM a esta arquitetura [69] para alcançar $k = 6$, com a devida inconveniência de elevar o custo do sistema.

Capítulo 3

3. Transmissor de RF reconfigurável

3.1 Conceito

O transmissor de RF reconfigurável baseia-se em multiplicação de frequência por meio de tecnologia fotônica, de modo a prover sinais em diferentes bandas do espectro radioelétrico. A Figura 3.1 [37] apresenta o esquema utilizado para a duplicação em frequência com a técnica de modulação externa, bem como a ilustração dos espectros obtidos, conforme será demonstrado. Trata-se da configuração apresentada por O'Reilly et al. (1992), composta basicamente por um laser DFB (*Distributed feedback laser*), um modulador SD-MZM e um fotodetector do tipo PIN. A fibra óptica monomodo (SMF – *Single mode fiber*) pode ser utilizada como alternativa para distribuir o campo modulado até estações remotas, viabilizando a operação de sistemas nas faixas de micro-ondas e ondas milimétricas.

O método dá origem a um transmissor de RF multibanda com custo aproximado de 1.200,00 reais para produção em larga escala, considerado baixo devido às vantagens oferecidas. Entre elas estão a flexibilidade em frequência, a alta largura de banda, a facilidade de configuração, a estabilidade e a possibilidade de integração com sistemas RoF. Além disso, a simplicidade dos dispositivos envolvidos na montagem contribui para a redução do custo quando comparado ao de técnicas similares. Ressalta-se que o valor mencionado foi estimado levando em consideração principalmente os preços do laser, do MZM e do PD, para aplicações em até 12 GHz.

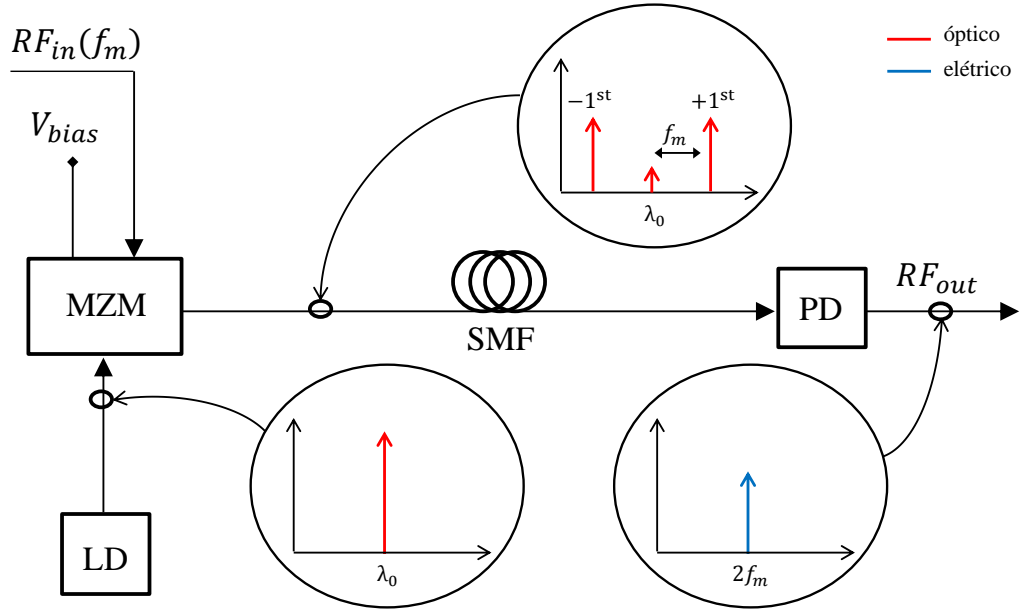


Figura 3.1 – Esquema utilizado para a duplicação em frequência no domínio óptico ($k = 2$). MZM – Modulador Mach-Zehnder; LD – laser; SMF – Fibra monomodo; PD – fotodetector [37].

Em princípio, o modulador recebe uma portadora óptica proveniente do laser, centrada no comprimento de onda λ_0 , e um sinal de RF tomado como referência, cuja frequência é igual a f_m . Analiticamente, tal procedimento pode ser representado com a substituição da Eq.(2.7) na Eq.(2.6):

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_m \cos(\omega_{RF}t) + V_{bias}}{V_\pi}\right). \quad (3.1)$$

Considerando

$$E_{in}(t) = E_0 \cos(2\pi ft), \quad (3.2)$$

onde f é a frequência de operação do laser, o campo elétrico na saída do MZM pode ser reescrito como

$$E_{out}(t) = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_m \cos(\omega_{RF}t)}{V_\pi} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{bias}}{V_\pi}\right) \cos(2\pi ft). \quad (3.3)$$

De acordo com [44], a normalização e a expansão deste campo em termos da função de Bessel leva à seguinte representação:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) = & \frac{1}{2}J_0\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_m}{V_\pi}\right)\cos\left[\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_{bias}}{V_\pi}\right]\cos(2\pi ft) - \\
& J_1\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_m}{V_\pi}\right)\sin\left[\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_{bias}}{V_\pi}\right]\cos(2\pi ft \pm \omega_{RF}t) - \\
& J_2\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_m}{V_\pi}\right)\cos\left[\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_{bias}}{V_\pi}\right]\cos(2\pi ft \pm 2\omega_{RF}t) + \\
& J_3\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_m}{V_\pi}\right)\sin\left[\frac{\pi}{2}\cdot\frac{V_{bias}}{V_\pi}\right]\cos(2\pi ft \pm 3\omega_{RF}t) + \dots
\end{aligned} \tag{3.4}$$

onde $J_n(\cdot)$ são as funções de Bessel de primeira espécie. A interpretação da Eq.(3.4) indica que o campo elétrico, na saída do MZM, fica composto por elementos espectrais referentes à portadora óptica e bandas laterais, igualmente espaçados de f_m entre si. A quantidade destas bandas com níveis significativos de potência depende do índice de modulação (m), determinado pela relação entre a amplitude do sinal modulador e V_{bias} [70].

Em uma aplicação convencional, onde não há a intenção de se obter OFM, polariza-se o MZM fora da condição de MITP para que a frequência do sinal fotodetectado seja f_m . Por outro lado, de acordo com a Eq.(3.4), ajustar a tensão de polarização do MZM para V_π (MITP) implica na supressão da portadora óptica e dos elementos espectrais de segunda ordem. Neste caso, as bandas laterais de primeira ordem, espaçadas entre si de $2f_m$, passam a compor de maneira predominante o campo modulado, ou seja, representam os elementos espectrais de maior potência. Como resultado da fotodetecção deste campo, é gerada uma portadora de RF com frequência duas vezes maior em relação ao sinal elétrico tomado como referência.

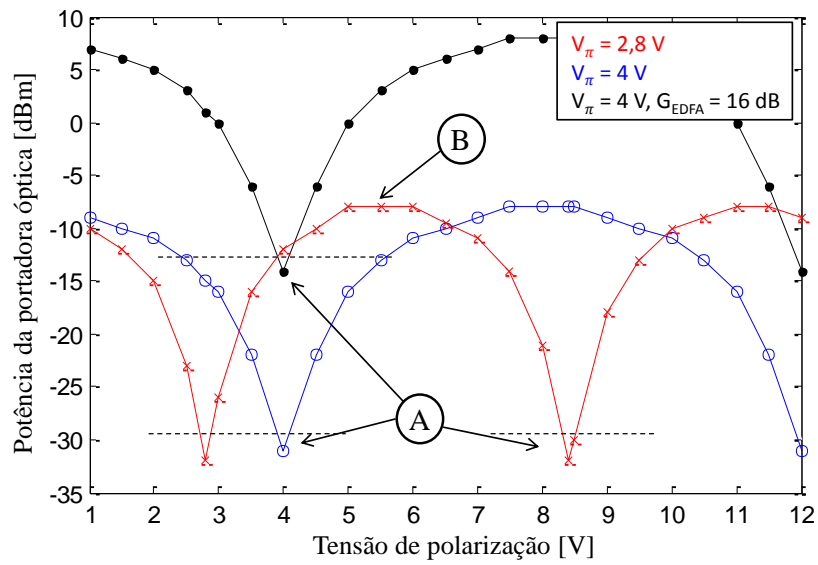
Deve-se observar que o método não utiliza nenhum tipo de filtro e, por isso, o fator de multiplicação obtido, $k = 2$, permanece inalterado independentemente da frequência do sinal elétrico de entrada. Portanto, obtém-se a duplicação em frequência de maneira reconfigurável. O método traz ainda como vantagem a possibilidade de gerar ondas milimétricas com pureza espectral e baixo ruído de fase. Há a penalidade de uma significativa redução na potência do sinal gerado devido à operação do MZM no MITP. Porém, este inconveniente é facilmente superado pelos

benefícios oriundos da técnica, podendo ser compensado com o uso de amplificadores.

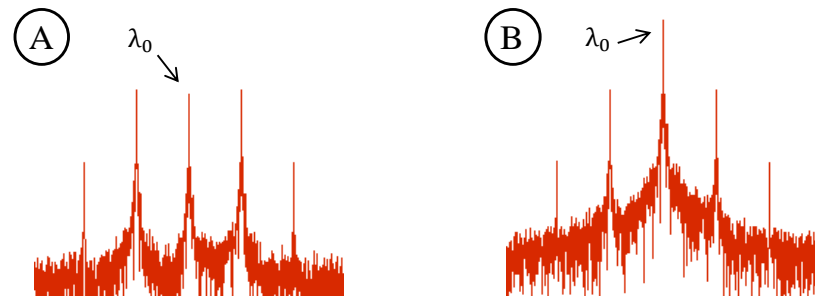
3.2 Validação computacional

O transmissor representado pelo esquema descrito na Figura 3.1 foi analisado numericamente utilizando o programa comercial *OptiSystem*, da empresa *Optiwave Systems Inc*, com a finalidade de validar numericamente a duplicação em frequência no domínio óptico. Para a simulação, foi utilizado um laser sintonizado em 1.550 nm, com potência de 10 dBm, largura de linha igual a 10 MHz e ruído RIN de -135 dB/Hz. Considerou-se um fotodetector com as mesmas características ao utilizado na obtenção do resultado exposto pela Figura 2.2, e ainda, uma perda por inserção de 6 dB imposta pelo SD-MZM. Foi tomado um sinal de RF como referência com as seguintes características: potência ($P_{RF_{in}}$) = 20 dBm; frequência = 20 GHz; relação de amplitude entre a frequência central e os espúrios fora da banda (*shoulder*) igual a 50 dB. A SMF não fez parte da montagem nesta etapa da investigação, sendo substituída por um cordão óptico.

A Figura 3.2a mostra os resultados numéricos referentes à relação entre a tensão de polarização e a potência da portadora óptica na saída do modulador, levando em consideração valores de V_{π} distintos para o MZM (2,8 e 4 V). Observa-se um comportamento cíclico, de modo que as menores potências são obtidas exatamente nos pontos em que a V_{bias} é igual a V_{π} ou $3V_{\pi}$, em conformidade com a função de transferência apresentada na Figura 2.4. É também constatado que a adição de amplificadores no sistema não altera o comportamento da resposta em potência obtida em função da V_{bias} . As Figuras 3.2b e 3.2c apresentam o espectro óptico obtido nos pontos destacados. Da mesma forma, para fins de comparação, a Figura 3.3 expõe detalhes do espectro modulado, onde nota-se uma atenuação de 22 dB na portadora óptica quando polariza-se o modulador para a condição de MITP.



a) Potência da portadora óptica na saída do modulador, em função da V_{bias} .



b) Espectro óptico no MITP

c) Espectro óptico no MATP

Figura 3.2 – Potência da portadora óptica modulada em função de V_{bias} , e espectro óptico nos pontos de MITP e MATP [71].

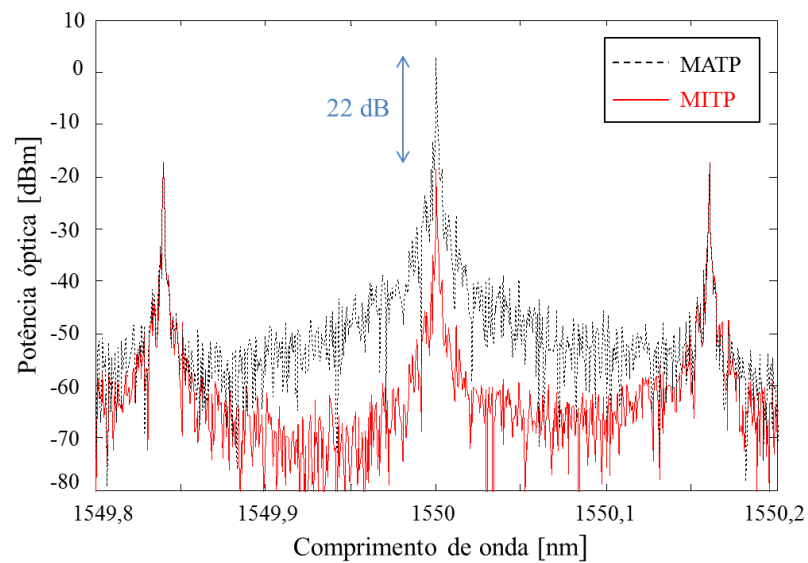


Figura 3.3 – Espectro óptico obtido nas condições de MATP e MITP.

Na sequência, fixando a tensão de polarização do MZM em V_{π} , obteve-se após a fotodetecção uma portadora elétrica de 40 GHz, com potência igual a -62 dBm. Para compensar a perda de 6 dB inserida pelo modulador e aumentar o nível do sinal de RF obtido, foi então adicionado à saída do PD um amplificador com ganho e figura de ruído (NF – *Noise Figure*) iguais a 12 e 4 dB, respectivamente. O espectro elétrico obtido com a simulação é apresentado pela Figura 3.4, e comprova a duplicação em frequência garantindo características de pureza espectral. Em comparação com o resultado exposto pela Figura 2.2, proveniente do método heterodino, nota-se uma redução significativa do ruído de fase, bem como uma penalidade de potência imposta pela operação do MZM no MITP. Ainda assim, alcançou-se uma SNR superior a 30 dB com a técnica da modulação externa.

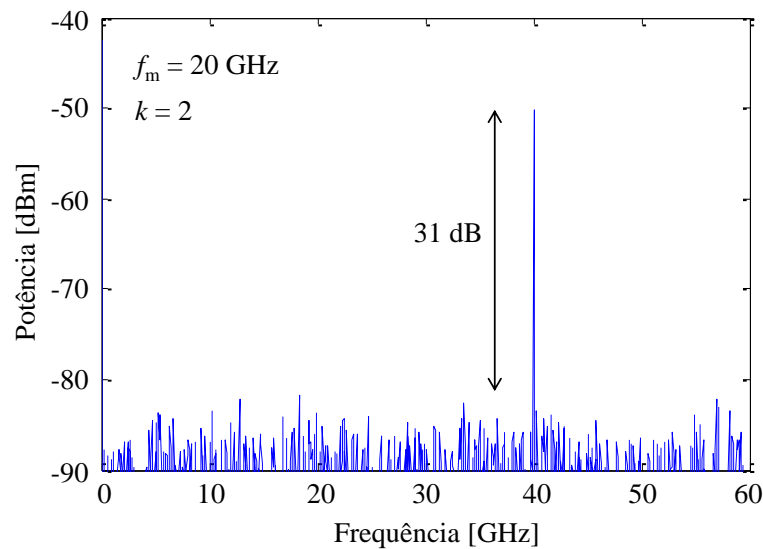


Figura 3.4 – Sinal em 40 GHz gerado por meio da duplicação em frequência com a técnica de modulação externa.

3.3 Investigação experimental

O objetivo deste subitem é, além de validar experimentalmente o transmissor de RF descrito, demonstrar o impacto dos parâmetros de entrada, ópticos e elétricos, no espectro gerado após a fotodetecção. Procura-se ainda identificar modelos de configuração que atendam a aplicações específicas.

A validação inicial foi realizada fixando a V_{bias} em V_{π} , de modo que foram geradas portadoras de 12 e 16 GHz a partir de sinais de 6 e 8 GHz, respectivamente. Os resultados foram apresentados em [71]. No entanto, o foco do atual trabalho refere-se a uma abordagem mais profunda, explorando, por exemplo, diferentes fatores multiplicativos em uma mesma arquitetura. Para tal, utilizou-se a montagem exposta pela Figura 3.5, composta pelos seguintes elementos: um laser DFB com λ_0 em 1.551 nm e potência óptica (P_{laser}) = 4 dBm; um SD-MZM com $V_{\pi} = 3,1$ V; um fotodetector do tipo PIN com responsividade de 0,9 A/W; uma fonte de tensão contínua; um gerador de RF; um analisador de espectro elétrico com precisão de $\pm 0,2$ dB. A potência e a frequência do sinal de RF de entrada foram ajustadas para 12 dBm e 2,6 GHz, respectivamente, sendo a relação de amplitude entre a frequência central e os espúrios fora da banda deste sinal igual a 50 dB.

O Apêndice 1 lista todos os dispositivos que foram utilizados nas montagens experimentais ao longo deste trabalho. O Apêndice 2 apresenta as principais especificações técnicas do laser, MZM e PD utilizados na montagem inicial. Tais informações foram extraídas dos seus manuais, disponibilizados pelos seus respectivos fabricantes. A metodologia adotada para a obtenção dos resultados refere-se ao ajuste da tensão de polarização do MZM (de 0 a 10 V), das potências do laser (de 0 a 10 dBm) e do sinal modulador (de 0 a 20 dBm). Faz-se então a subsequente análise das características do sinal gerado, já no domínio elétrico. A evolução dos resultados foi dividida em três etapas, as quais serão apresentadas a seguir.

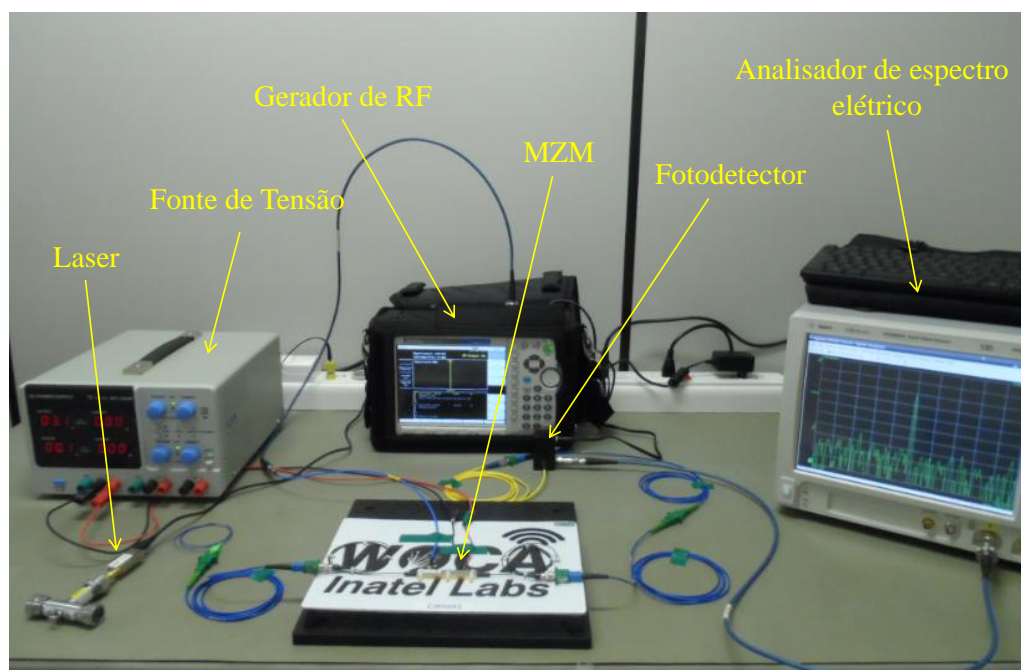


Figura 3.5 – Montagem experimental para a duplicação em frequência com tecnologia fotônica, baseada na técnica da modulação externa.

3.3.1. Ajuste da tensão de polarização

Os experimentos iniciais referem-se ao controle da tensão de polarização do MZM, proveniente da fonte de tensão contínua, entre 0 e 10 V. O objetivo é verificar a influência deste parâmetro nas características do espectro radioelétrico obtido após a fotodetecção. Os resultados obtidos foram publicados em [72].

A Figura 3.6 reporta o comportamento da potência óptica modulada em 1.551 nm e das potências elétricas obtidas em 2,6 e 5,2 GHz, respectivamente. É observado um comportamento cíclico da potência óptica, bem como a potencialização da portadora de RF em 5,2 GHz devido à duplicação em frequência em relação ao sinal incidente de 2, 6 GHz. Ajustar a tensão de polarização do MZM para V_{π} (3,1 V) implica em elevada atenuação da portadora óptica, como mostra o espectro inserido na Figura 3.6, obtido por meio de um analisador de espectro óptico (OSA – *Optical Spectrum Analyzer*) conectado na saída do modulador. Conseqüentemente, o fator de multiplicação é igual a 2 ($k = 2$) e obtém-se um aumento na potência do sinal elétrico com frequência duplicada. Verifica-se ainda que, nos pontos de maior potência para

a componente espectral em 5,2 GHz, o sinal referente à 2,6 GHz decai para a sua amplitude mínima. Da mesma forma, nos pontos de máximo para o sinal de 2,6 GHz ($k = 1$), a componente de 5,2 GHz é mínima.

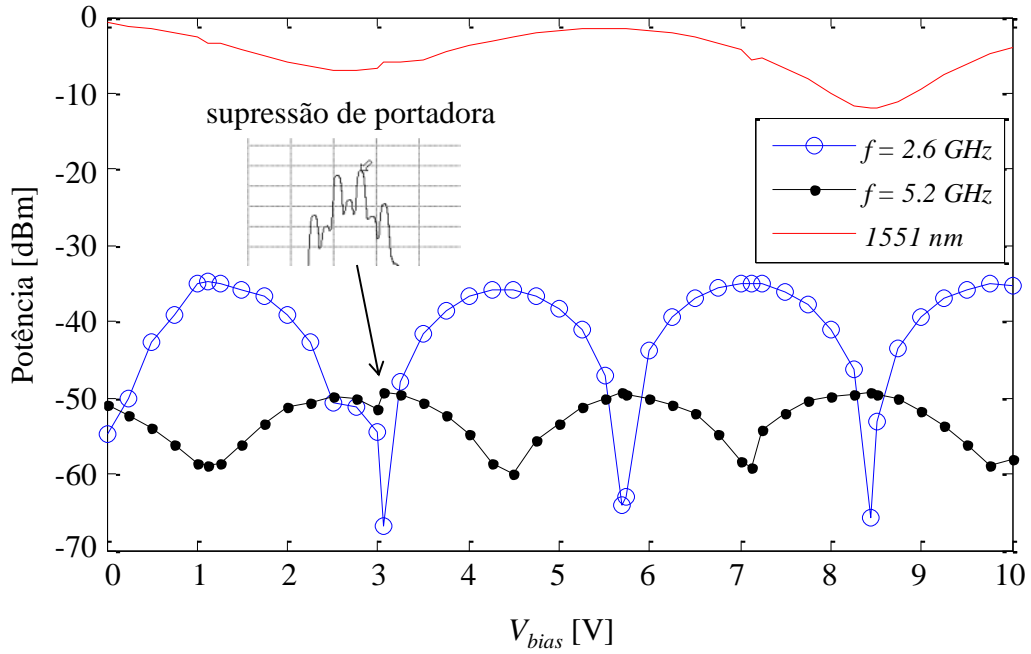


Figura 3.6 – Comportamento da potência óptica em 1.551 nm e da potência elétrica em 2,6 e 5,2 GHz, em função da V_{bias} . A indicação corresponde ao espectro óptico obtido experimentalmente em um dos MITPs do MZM.

Os resultados mostram que a seleção do fator multiplicativo entre 1 ou 2 depende do ajuste na tensão de polarização do modulador, e que o transmissor implementado com os parâmetros previamente citados pode gerar portadoras em 2,6 ou 5,2 GHz, bem como prover sinais simultaneamente em ambas as frequências mencionadas. Nas condições impostas, identificam-se as tensões equivalentes a 3,1 e 4,5 V como valores potenciais para a V_{bias} , assim considerados por proporcionarem a maior potência e RFSSR entre os sinais de interesse, sendo este último parâmetro definido como a relação de potência entre as componentes espectrais. O valor de V_{bias} igual a 1,3 V também desperta interesse, já que proporciona um comportamento bem próximo ao obtido com 4,5 V, com a vantagem de exigir um baixo valor de tensão da fonte de alimentação.

Esta característica de reconfigurabilidade é também ilustrada pela Figura 3.7, que exibe a potência de RF obtida (P_{RFout}) para diferentes frequências em função da V_{bias} . Ao configurar a tensão de polarização para, por exemplo, 2,5 V, habilita-se a presença simultânea das portadoras de 2,6 e 5,2 GHz no espectro fotodetectado, sendo suas potências similares. Há a presença de uma componente espectral em 7,8 GHz, proveniente do processo de fotodetecção. Esta componente se apresenta com um nível de potência bastante baixo, próximo ao nível do ruído e pode ser considerada irrelevante.

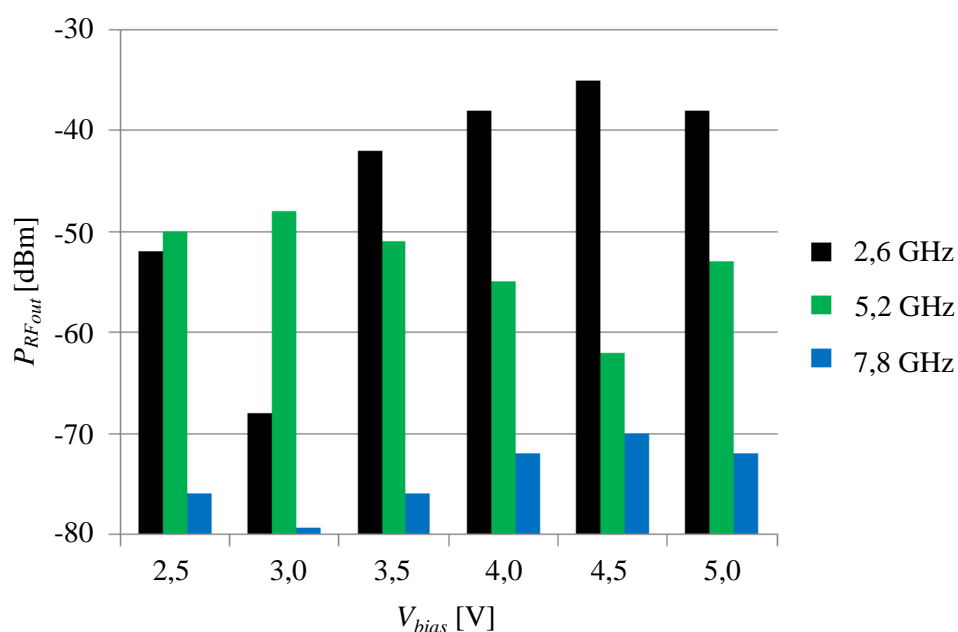


Figura 3.7 – Reconfigurabilidade da frequência em função da V_{bias} .

A Figura 3.8 mostra que o espectro elétrico medido na saída do fotodetector contém predominantemente uma portadora de 2,6 GHz quando a $V_{bias} = 4,5$ V ($k = 1$), e majoritariamente uma portadora de 5,2 GHz quando a $V_{bias} = 3,1$ V ($k = 2$), de modo que em ambos os casos nota-se a pureza espectral e a ausência de distorções. Obteve-se SNR e RFSSR de 25 e 18 dB, respectivamente, para o sinal de 5,2 GHz gerado por meio da OFM, e o nível de potência obtido equipara-se ao alcançado numericamente. No entanto, como o experimento não considerou amplificações, nota-se uma visão pessimista da ferramenta de simulação em relação aos termos de amplitude.

Encerrando esta etapa, foi inserida uma fibra monomodo padrão da empresa Prysmian-Draka com 2 km de comprimento entre o modulador e o PD, a fim de validar a distribuição do campo óptico na condição de portadora suprimida. A comparação entre o sinal de 5,2 GHz gerado considerando a arquitetura inicial (cordão óptico) e em seguida, a inserção da fibra óptica, é apresentada na Figura 3.9. Não houve distorção entre os resultados obtidos e pode-se reafirmar a impercepção de ruído de fase. A diferença entre os níveis de potência deve-se às perdas por conectorização e à atenuação imposta pela SMF.

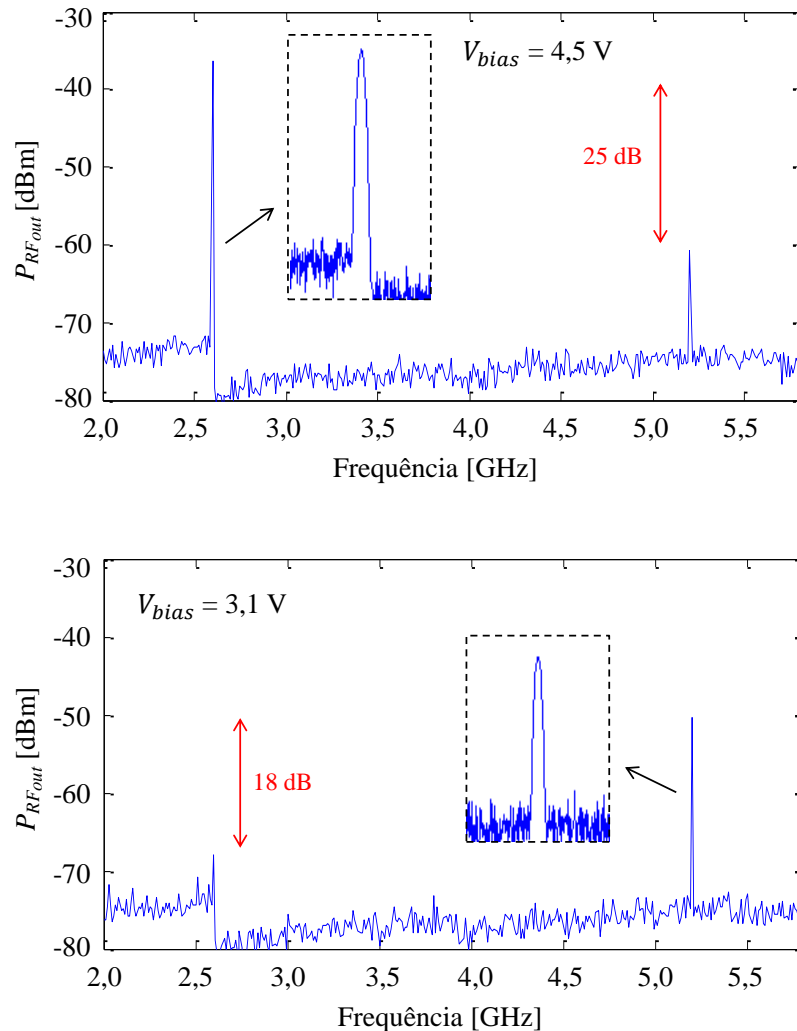


Figura 3.8 – Espectro elétrico obtido na saída do PD, para $k=1$ e $k=2$.

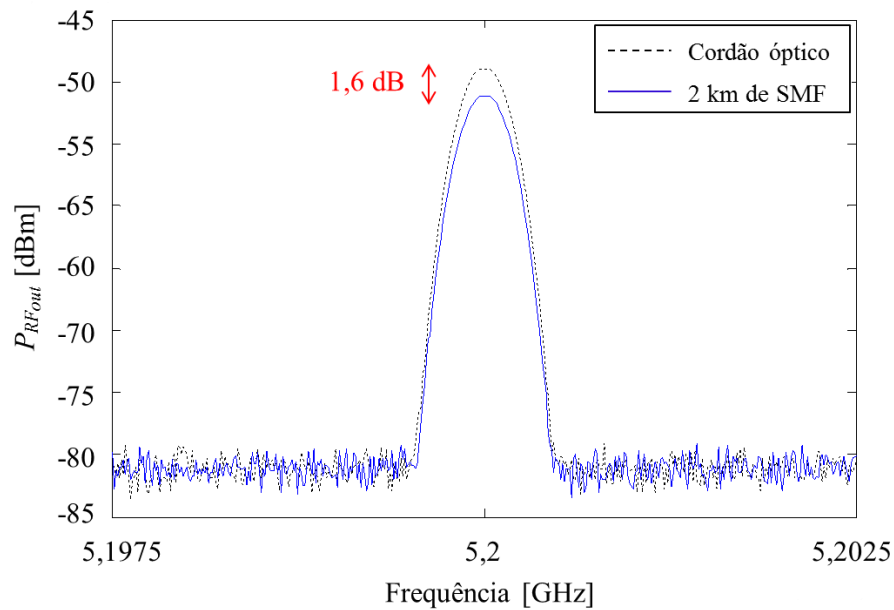


Figura 3.9 – Portadora em 5,2 GHz gerada com tecnologia fotônica, antes e depois da propagação em 2 km de fibra óptica.

3.3.2. Ajuste da potência de RF de entrada no modulador

Identificados os valores de V_{bias} que proporcionam $k = 1$ e $k = 2$, dá-se início ao ajuste da potência incidente à porta de RF do MZM ($P_{RF\ in}$), sendo este parâmetro outro grau de liberdade do transmissor proposto. Para a análise experimental, foram mantidas as características da montagem apresentada pela Figura 3.5, com uma única alteração. Dois amplificadores de RF em cascata, ambos do fabricante Mini-Circuits, foram acoplados à saída do gerador de RF, a fim de elevar a potência do sinal elétrico tomado como referência para até 20 dBm, sendo este valor próximo ao nível máximo tolerado pelo modulador em uso. O primeiro deles, cujo número de identificação (*part number*) é ZJL-4HG+, oferece ganho de 16 dB e figura de ruído igual a 3,5 dB, enquanto o segundo corresponde a um amplificador de baixo ruído (LNA – *Low Noise Amplifier*) identificado como ZX60-P103LN+, apresentando um ganho de 6 dB com NF igual a 0,7 dB. A Figura 3.10 apresenta a potência de RF obtida na saída do fotodetector em função da potência de RF incidente ao MZM, considerando V_{bias} igual a V_{π} ($k = 2$).

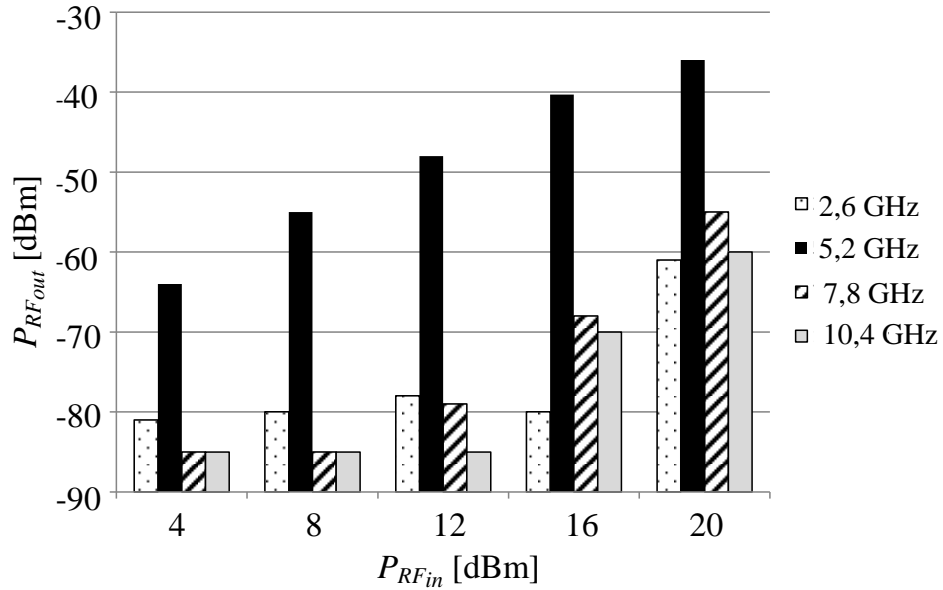


Figura 3.10 – $P_{RF_{out}}$ em função de $P_{RF_{in}}$ para $V_{bias} = V_{\pi}$ ($k = 2$).

Nota-se que a potência da portadora em 5,2 GHz aumenta com a elevação da potência de RF incidente ao MZM. Entretanto, os níveis de potência referentes aos elementos espectrais em 7,8 e 10,4 GHz também aumentam, reduzindo a RFSSR e tornando este parâmetro merecedor de atenção, principalmente quando se desejar pureza espectral sem a utilização de filtragem elétrica. Como exemplo, uma SNR de 54 dB é obtida quando a $P_{RF_{in}}$ é igual a 20 dBm, porém a RFSSR nesta condição é de apenas 19 dB.

Este comportamento pode ser atribuído à elevação do índice de modulação em consequência do aumento da $P_{RF_{in}}$, já que operar com um alto m implica em uma quantidade maior de bandas laterais após o processo de modulação óptica. Desta forma, o batimento destas componentes no PD provoca a potencialização de harmônicos anteriormente considerados desprezíveis.

A avaliação do resultado mostra que o transmissor oferecesse boa relação de compromisso entre a $P_{RF_{out}}$, SNR e RFSSR quando a $P_{RF_{in}}$ é ajustada entre 12 e 16 dBm. Nesta faixa, alcança-se uma SNR entre 42 e 49 dB, e a RFSSR fica entre 30 e 27 dB, respectivamente.

3.3.3. Análise senoidal e ajuste da potência do laser

Garantindo novamente as características da montagem inicial referente ao transmissor, fez-se uma nova avaliação experimental dos sinais fotodetectados, desta vez no domínio do tempo. A Figura 3.11 expõe os resultados obtidos nas condições de k igual a 1 ($V_{bias} = 4,5$ V) e k igual a 2 ($V_{bias} = 3,1$ V).

A análise senoidal mostra que a forma de onda da portadora com frequência duplicada não está distorcida e, portanto, pode ser eletricamente modulada como em um sistema de RoF convencional. Conforme o esperado devido à supressão da portadora óptica, a amplitude do sinal em 5,2 GHz é inferior à amplitude do sinal em 2,6 GHz.

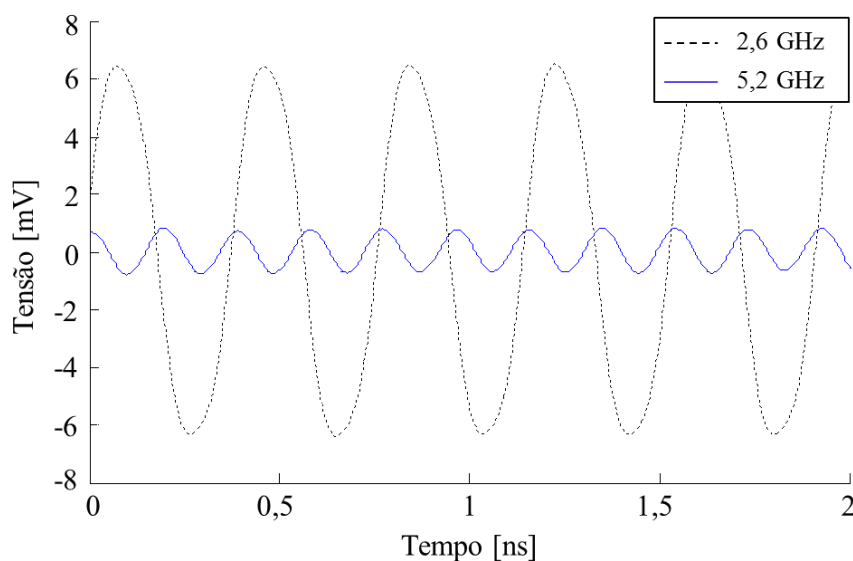


Figura 3.11 – Análise temporal dos sinais fotodetectados, considerando k igual a 1 e k igual a 2.

Entretanto, a análise das equações referentes ao campo óptico na saída do MZM, revela que uma melhor eficiência na conversão eletroóptica pode ser alcançada incrementando as potências do laser e do gerador de RF. Motivado por esta análise e na tentativa de elevar a potência dos sinais gerados pelo transmissor, já pensando no alcance da cobertura em redes sem fio, a fonte de luz com potência de 4 dBm até então utilizada foi substituída por um laser de 10 dBm, com potência

reconfigurável. O dispositivo utilizado foi do fabricante Golight, identificado como OS-WT-D-C-20-0-0-P-FC/APC. O comprimento de onda central foi alterado para 1.550 nm, sem surtir qualquer tipo de impacto nos resultados obtidos.

A Figura 3.12 comprova o aumento na potência do sinal de 5,2 GHz proveniente da duplicação em frequência, em função do aumento da potência do laser. Trata-se de um comportamento linear, em que a maior potência e SNR obtida, garantindo harmônicos elétricos abaixo de -60 dBm (RFSSR \cong 31 dB), foram de -30 dBm e 40 dB, respectivamente. Tais valores foram alcançados com a seguinte configuração: potência do laser igual a 10 dBm; potência do gerador de RF igual a 9 dBm.

É importante observar que fixando a P_{laser} em 10 dBm, a RFSSR se mantém praticamente constante para os três valores de $P_{RF\ in}$ considerados. Esta característica revela o aumento na amplitude de componentes espectrais situados em $3f_m$ e $4f_m$, tornando-os relevantes já a partir de $P_{RF\ in}$ igual a 9 dBm. Tal situação é descrita pela Figura 3.13, que repete a análise da $P_{RF\ out}$ em função da $P_{RF\ in}$ para $V_{bias} = V_{\pi}$, porém com a potência do laser fixada em 10 dBm.

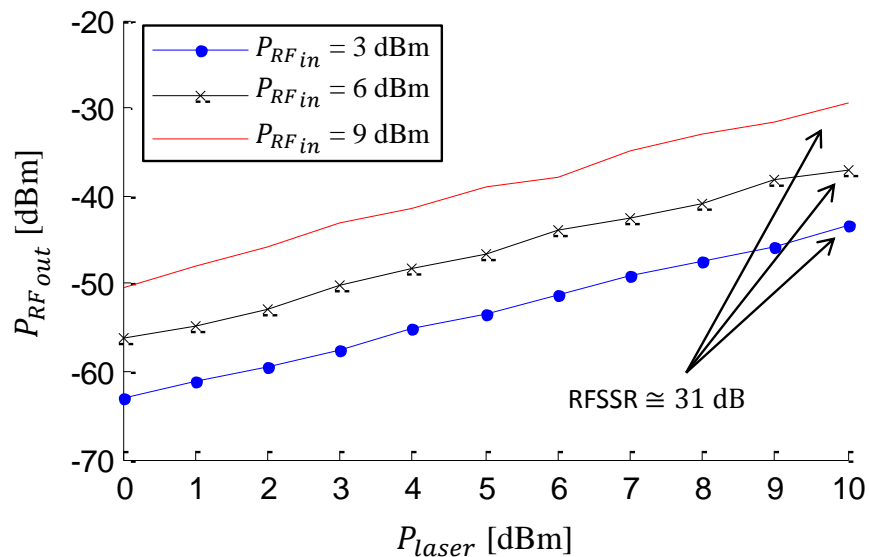


Figura 3.12 – Potência do sinal gerado em 5,2 GHz em função da potência do laser, considerando a $P_{RF\ in}$ igual a 3, 6 e 9 dBm.

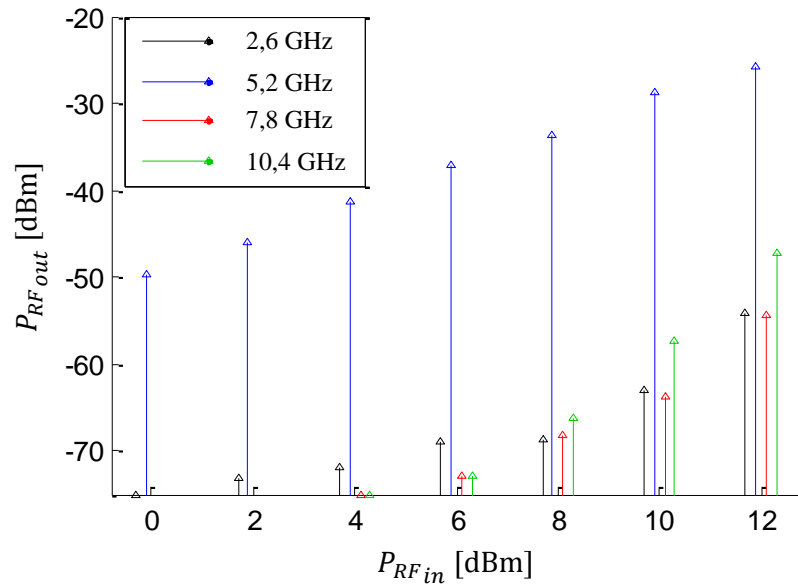


Figura 3.13 – Potência da portadora de 5,2 GHz e harmônicos, em função da potência de RF incidente ao MZM. Resultado obtido considerando a P_{laser} igual a 10 dBm.

Novamente, o aumento da potência elétrica incidente ao MZM contribui para o incremento da amplitude em 5,2 GHz, com a penalidade de também elevar as potências de componentes espectrais em 2,6, 7,8 e 10,4 GHz, reduzindo a RFSSR. Com a $P_{laser} = 10$ dBm, o transmissor passa a prover uma relação de compromisso ótima entre $P_{RF\ out}$, SNR e RFSSR para valores de $P_{RF\ in}$ entre 4 e 8 dBm, onde obtém-se SNR de 30 a 40 dB e RFSSR superior a 30 dB. A operação no intervalo de potência especificado traz ainda como vantagem o fato de os harmônicos indesejáveis estarem abaixo ou próximos ao patamar do ruído e, portanto, não se faz necessária a filtragem elétrica.

Estes novos resultados referentes à duplicação em frequência, obtidos com a elevação da potência óptica do laser, representam a otimização do transmissor proposto. Afinal, verifica-se que alterar a potência do laser de 4 para 10 dBm e reduzir a $P_{RF\ in}$ de 12 para 8 dBm, permite alcançar uma portadora de RF em $2f_m$ com potência de até -30 dBm. Simultaneamente, a SNR aumenta em mais de 10 dB e a RFSSR passa de 18 para 32 dB.

Capítulo 4

4. Aplicações do transmissor de RF reconfigurável

A aplicação mais intuitiva para o transmissor descrito é relacionada à instrumentação. Sabe-se que o custo de equipamentos para testes e medições aumenta proporcionalmente à capacidade de operarem em altas frequências do espectro radioelétrico. Considerando a tecnologia fotônica apresentada, pode-se estender em duas vezes a região de operação de geradores de RF, por exemplo. No entanto, o presente trabalho foca em aplicações inovadoras, as quais serão apresentadas a seguir.

4.1 Redes óptico-*wireless* reconfiguráveis em frequência

O conceito de uma OWN, convergente e reconfigurável em frequência, é descrito pela Figura 4.1 e traz a vantagem de unir tecnologias ópticas e micro-ondas em uma única arquitetura. Dentre os principais benefícios do uso de fotônica, destacam-se a baixa atenuação, a alta capacidade de transmissão, a redução de tamanho, consumo e peso, bem como a imunidade eletromagnética. Por outro lado, as tecnologias sem fio permitem mobilidade e flexibilidade.

A arquitetura proposta traz a funcionalidade de reconfiguração das frequências de RF, usufruindo das vantagens oferecidas pelo transmissor desenvolvido, baseado na OFM por meio da técnica de modulação externa. Neste

sentido, torna-se possível reconfigurar a frequência da portadora elétrica em função da demanda por tráfego ou aspectos de propagação no ambiente sem fio.

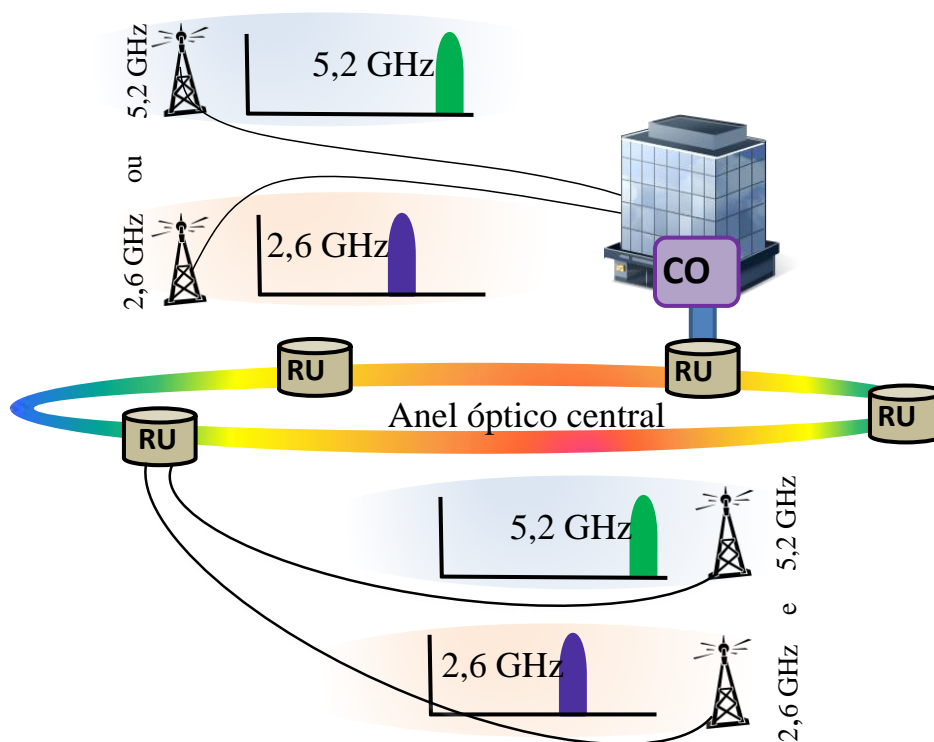
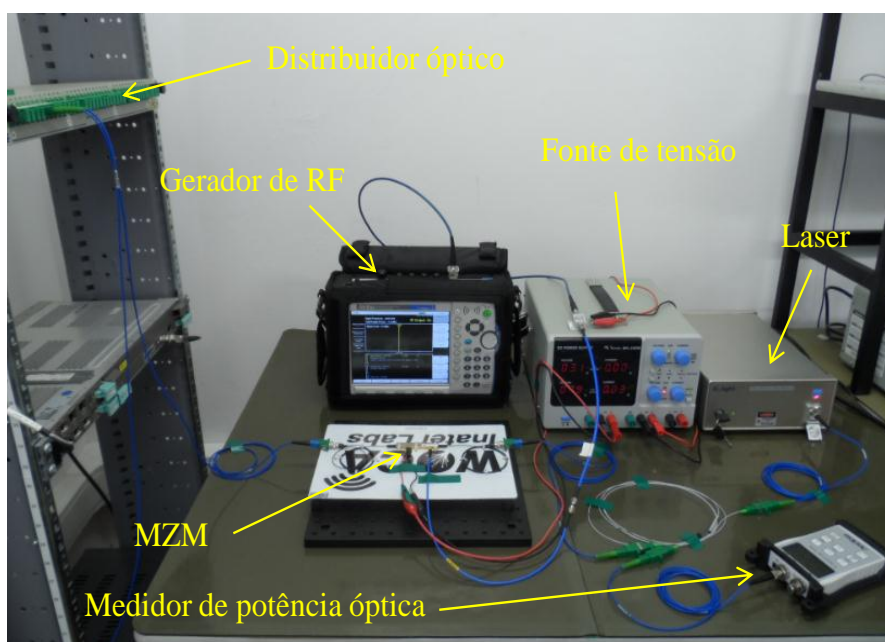


Figura 4.1 – OVN convergente e reconfigurável em frequência. Ilustra-se aplicações para LTE e Wi-Fi offloading [72].

Todo o processamento fotônico e funções de controle são concentradas na central de operações (CO – *Central Office*), e o anel óptico central interconecta estações remotas (RUs – *Remote Units*). Estas, podem ainda utilizar a tecnologia RoF para transportar as portadoras de RF até unidades de antena, também remotas (RAUs – *Remote Antenna Units*). A prova de conceito foi direcionada aos padrões LTE em 2,6 GHz e Wi-Fi em 5,2 GHz, já que operam em bandas diferentes do espectro e, portanto, exigem tecnologias para reconfigurabilidade. Da mesma forma, a arquitetura poderia se aplicar a outros sistemas sem fio, incluindo, por exemplo, desde ondas milimétricas para picocélulas até o padrão GSM (*Global System for Mobile*) em 900 e 1.800 MHz.

Como demonstrado na seção anterior, o controle da tensão de polarização do MZM permite alcançar $k = 1$ ou $k = 2$. Considerando um sinal de 2,6 GHz entregue

ao transmissor, tais fatores multiplicativos correspondem à geração de portadoras em 2,6 e 5,2 GHz, respectivamente, sendo a seleção da frequência determinada pelo ajuste na V_{bias} . Vale ressaltar que o transmissor tem capacidade de prover estas portadoras individualmente ou simultaneamente, também em função da V_{bias} . Esta segunda opção torna-se interessante para o uso do Wi-Fi como tecnologia complementar ao escoamento de dados das redes celulares [1]. A arquitetura proposta foi validada em uma OVN, localizada dentro do Instituto Nacional de Telecomunicações, na cidade de Santa Rita do Sapucaí - MG. A Figura 4.2 mostra detalhes da implementação, incluindo fotografias da central de operações e do ambiente sem fio.



a) Central de operações (Transmissor fotônico de RF).



b) Unidade de antena remota



c) Recepção [73]

Figura 4.2 – Detalhes de implementação do transmissor fotônico para a arquitetura RoF reconfigurável em frequência.

O transmissor, presente na CO, foi configurado em função dos resultados obtidos no Capítulo 3, de modo a prover a melhor relação de compromisso entre potência e RFSSR. Isto significa que o laser utilizado entrega ao MZM uma potência óptica de 10 dBm, monitorada pelo wattímetro óptico, e que o gerador de RF foi ajustado para prover o sinal elétrico de referência em 2,6 GHz, com potência igual a 8 dBm. A fonte de tensão, responsável pela V_{bias} , é controlada entre 1,3 ($k = 1$) e 3,1 V ($k = 2$), valores potenciais para a seleção da portadora desejada.

Foi utilizado um enlace óptico real de aproximadamente 1,5 km de extensão, para transportar o campo óptico modulado até uma RAU. A Figura 4.3 traz a imagem do campus do Inatel, obtida pelo Google Earth™, onde a linha destacada identifica a rede óptica utilizada. Para o enlace em questão, foi medida entre os distribuidores ópticos (ODFs – *Optical Distribution Frame*) uma perda total de 3,8 dB, atribuída à propagação do campo na SMF e principalmente, às conectorizações e conexões.



Figura 4.3 – Identificação da rede óptica utilizada, correspondente a 1,5 km de SMF dentro do campus do Inatel. Imagem obtida pelo Google Earth™.

Na unidade remota de transmissão, dois cordões ópticos em série conectam a saída do ODF ao PD do tipo PIN, que provê um sinal elétrico após a fotodetecção. Nesta etapa, as potências alcançadas para as portadoras de 2,6 e 5,2 GHz foram de -25 e -39,6 dBm, respectivamente. Com o objetivo de viabilizar um alcance razoável

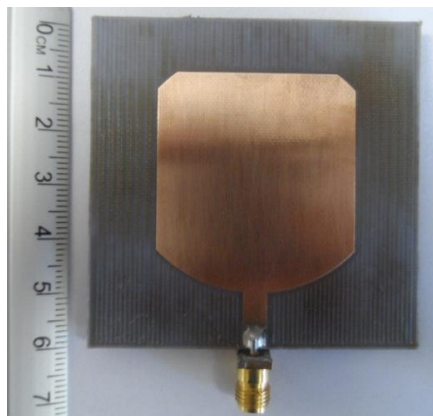
no ambiente sem fio, fez-se então o uso de amplificação de RF, de modo que as respectivas potências foram aumentadas para 16 e -4 dBm. Uma característica típica dos amplificadores utilizados é a redução dos ganhos em função do aumento da frequência de operação. Por este motivo, a portadora de 2,6 GHz foi contemplada com um ganho superior.

Finalmente, o sinal de RF amplificado é irradiado para o pátio da faculdade por uma antena banda larga comercial, que opera de 700 MHz a 6 GHz com um ganho típico de 5 dBi. Obteve-se, portanto, uma potência de transmissão (P_{TX}) equivalente a 21 dBm para a portadora de 2,6 GHz (condição de $k = 1$), e uma P_{TX} igual a 1 dBm para a portadora de 5,2 GHz (condição de $k = 2$). Clarificando as condições práticas de operação, a Tabela 4.1 reúne as potências medidas em pontos estratégicos da arquitetura, bem como as perdas por propagação no espaço livre estimadas pela equação de Friis.

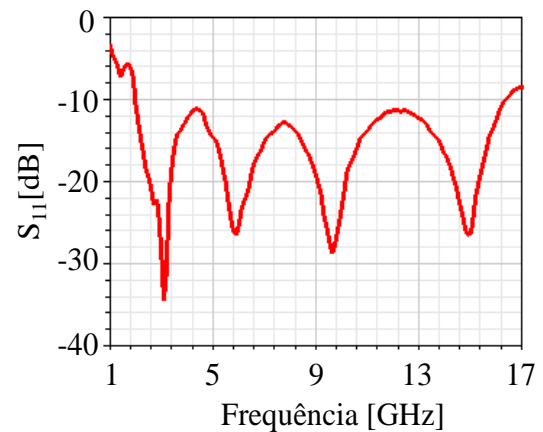
Para captar os sinais após a propagação no ambiente sem fio, foi utilizada uma antena impressa de banda ultralarga (UWB – *Ultra Wide Band*) e tamanho reduzido, desenvolvida pela equipe do laboratório WOCA [73]. Trata-se de uma antena de microlinha de fita, conforme mostra a Figura 4.4a, baseada no truncamento do plano de terra e em uma estrutura diferenciada para o casamento de impedância, que favorece o aumento da banda em relação às antenas impressas convencionais. O protótipo foi fabricado em um substrato de Teflon com permissividade relativa igual a 2,2, e proporcionou ganhos de 2,8 dBi em 2,6 GHz e 5,4 dBi em 5,2 GHz. Sua largura de banda medida, definida como a região na qual o coeficiente de reflexão (S_{11}) é menor ou igual a -10 dB, está apresentada na Figura 4.4b. Observa-se operabilidade entre as frequências de 2 e 16,3 GHz, correspondente à uma banda de 156 % centrada em 9,15 GHz, sendo esta característica muito atraente para sistemas com reconfigurabilidade em frequência.

Tabela 4.1 – Potências obtidas em pontos estratégicos da arquitetura.

Medições	Para $k = 1$ (2,6 GHz)	Para $k = 2$ (5,2 GHz)
Potência fotodetectada na saída do transmissor, considerando apenas um cordão óptico	-16,5 dBm	-30,7 dBm
Potência óptica na entrada do ODF	3,8 dBm	-3,4 dBm
Atenuação total do enlace óptico	3,8 dB	3,8 dB
Potência óptica na saída do ODF	0 dBm	-7,2 dBm
Potência óptica na entrada do PD	-0,4 dBm	-7,6 dBm
Potência elétrica na saída do PD	-25 dBm	-39,6 dBm
Ganho proveniente da amplificação elétrica	41 dB	35,6 dB
Potência na entrada da antena transmissora	16 dBm	-4 dBm
Ganho típico da antena transmissora	5 dBi	5 dBi
Potência irradiada	21 dBm	1 dBm
Perda no espaço livre	61,57 dB	67,59 dB
Perda nos cabos e conectores de RF	2 dB	2 dB
Ganho na recepção	2,8 dBi	5,4 dBi
Potência recebida	-40,2 dBm	-63,7 dBm



a) Protótipo construído.



b) Resposta em frequência medida.

Figura 4.4 – Antena de banda ultralarga utilizada na recepção [73].

A Figura 4.5 apresenta o espectro elétrico obtido nas condições de $k = 1$ e $k = 2$ após a propagação dos sinais pelo sistema RoF, utilizando tecnologia fotônica. A medida foi realizada em uma linha de visada direta de 11 m a partir do primeiro andar do prédio 2 do Inatel, até o pátio identificado pela Figura 4.2c. Ajustando a V_{bias} para a condição de $k = 1$, obteve-se a portadora de 2,6 GHz com potência de recepção (P_{RX}) igual a -40,2 dBm. Na sequência, levando o MZM à condição de MITP, de modo que $V_{bias} = V_{\pi}$, obteve-se a portadora de 5,2 GHz com potência de -63,7 dBm. Tais valores de P_{RX} são compatíveis com os níveis de potência esperados para, por exemplo, a recepção em dispositivos móveis nas redes 3G, 4G, 5G e Wi-Fi. Em ambos os casos nota-se a ausência de distorções e a pureza espectral, validando o uso do transmissor desenvolvido para futuras redes convergentes.

Foi ainda investigada a aplicabilidade do transmissor multibanda para sistemas adaptativos e cognitivos de RoF (ACRoF – *Adaptive and Cognitive Radio over Fiber*) [12]. Tais sistemas são baseados na integração entre rádio cognitivo e arquiteturas de RoF, e requerem a exploração dinâmica de novos recursos espectrais por meio não só da reconfiguração entre as bandas de operação, mas também pela reconfiguração de canais dentro de uma mesma banda.

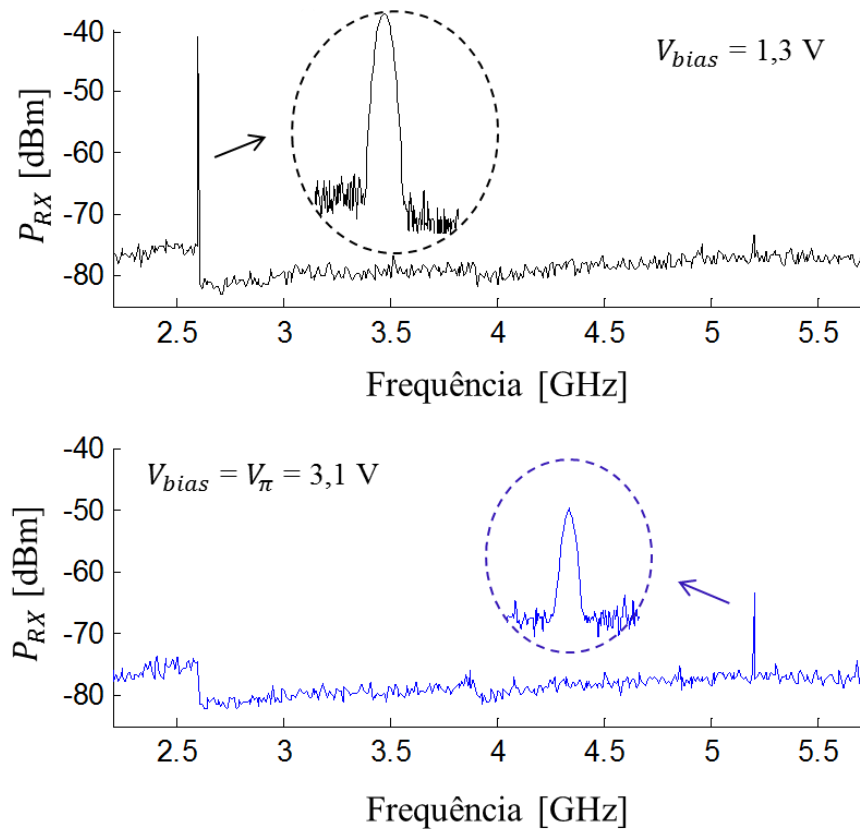


Figura 4.5 – Sinais de RF obtidos após propagação pela OWN, convergente e reconfigurável.

A Figura 4.6 exibe portadoras com frequências distintas dentro da banda do Wi-Fi, geradas individualmente em 5,1, 5,2, 5,3 e 5,4 GHz, na condição de $k = 2$. Para obtê-las, basta que a frequência do gerador de RF seja ajustada entre 2,55 e 2,7 GHz, de acordo com o canal de operação almejado, podendo esta escolha ser definida por aspectos de propagação e por sensoriamento espectral. Os sinais gerados em função da duplicação em frequência apresentaram alta qualidade, com ausência de distorções e baixo ruído de fase. Há uma redução na amplitude das portadoras à medida que suas respectivas frequências aumentam, correspondente a uma variação total de 1,2 dB entre a portadora de 5,1 GHz e a portadora de 5,4 GHz. Esta característica atribui-se à variação no desempenho oferecido pelos dispositivos utilizados e às diferentes perdas no espaço livre, ambas dependentes da frequência de operação e não trazem impactos destrutivos para o sistema.

Esta aplicação reafirma a reconfigurabilidade em frequência do transmissor desenvolvido. Afinal, o ajuste na frequência do sinal de RF incidente ao MZM é

capaz de alterar o canal da portadora de frequência duplicada, deslocando-a no espectro, dentro ou fora de uma mesma banda de operação.

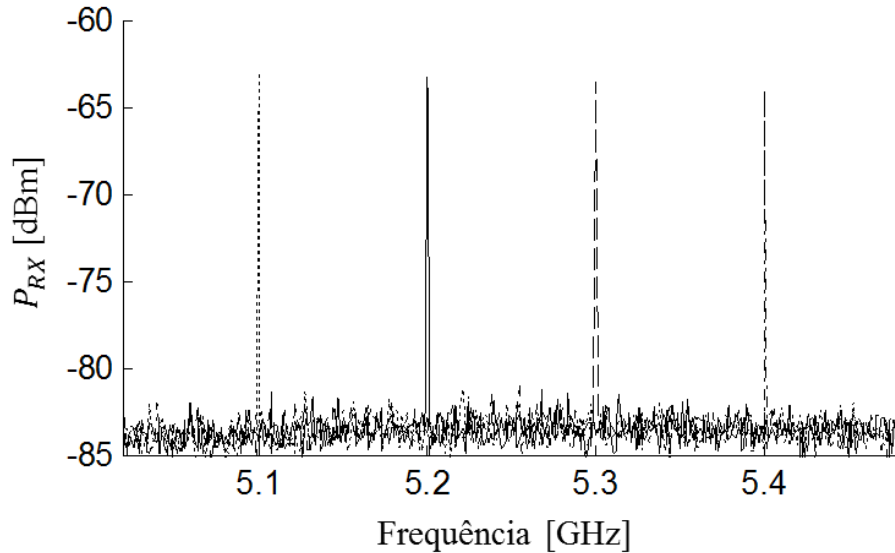


Figura 4.6 – Reconfiguração em frequência do sinal de micro-ondas gerado dentro da banda do Wi-Fi de 5 GHz.

4.2 Transmissor de RF multibanda aplicado às tecnologias UMTS, LTE e Wi-Fi

Esta aplicação contempla a introdução do transmissor de RF com banda reconfigurável em uma rede celular “viva” da operadora TIM, usando uma estação rádio base (BTS – *Base Station*) UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) caracterizada como femtocélula, conforme propõe a Figura 4.7. O principal objetivo é usufruir da reconfigurabilidade oferecida pelo transmissor fotônico para combinar, em uma única arquitetura de rede, os padrões UMTS em 2,1 GHz, LTE em 2,6 GHz e Wi-Fi em 5,2 GHz.

Similarmente à rede descrita no subitem anterior, o esquema proposto remete a duplicação em frequência baseada na técnica de modulação externa. A principal diferença é o uso de duas componentes de RF com frequências distintas, combinadas para compor o sinal modulador. A primeira delas corresponde a uma portadora de 2,6 GHz oriunda de um gerador de RF, e a segunda refere-se a um sinal de 2,1 GHz

proveniente da BTS, chamada “Blue Zone Tim”, que está conectada em uma rede viva da operadora TIM. Suas respectivas amplitudes foram mantidas em 14 dBm, já que para este experimento foi utilizado o laser de 4 dBm especificado no Apêndice 2.

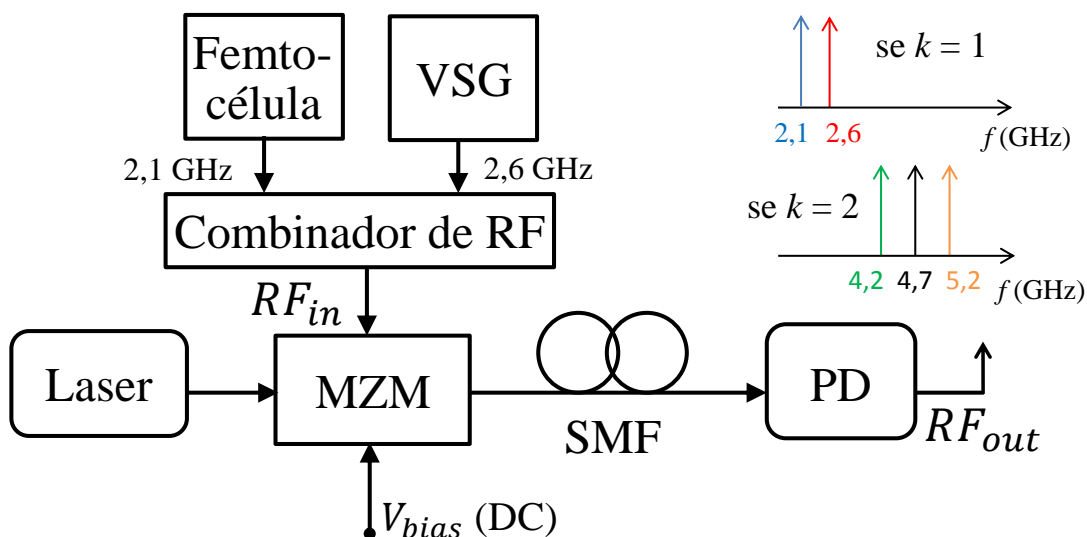


Figura 4.7 – Arquitetura proposta para combinar três padrões de RF em uma única rede sem fio. VSG: Vector Signal Generator.

A rede sem fio baseada em tecnologia fotônica irá operar com os padrões 3G e 4G concomitantemente quando $k = 1$, já que nesta condição, ambos os sinais de 2,1 e 2,6 GHz estarão presentes na saída do fotodetector. Por outro lado, se a V_{bias} for ajustada de modo que k mude para 2, obtém-se um novo espectro elétrico fotodetectado, com portadoras em 4,2, 4,7 e 5,2 GHz. As duas primeiras correspondem à duplicação em frequência referente ao sinal incidente de 2,1 GHz e ao batimento entre bandas laterais no fotodetector, respectivamente. Estão em uma faixa espectral ainda sem aplicações e se necessário, podem ser filtradas sem grandes dificuldades, dado ao espaçamento de 1.000 e 500 MHz em relação à portadora de 5,2 GHz. Esta, por sua vez, desperta grande interesse por ser atribuída a uma das bandas do Wi-Fi. Vale lembrar que existe ainda a possibilidade de obter todas estas componentes de uma só vez e com níveis de potência bastante próximos, desde que o modulador seja polarizado, por exemplo, com uma tensão igual a 2,5 V.

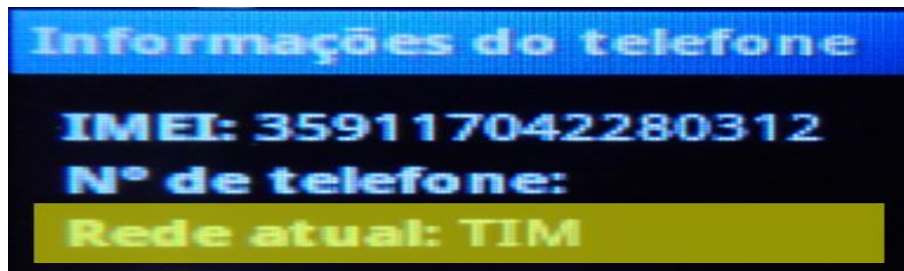
Dando início à validação experimental, dois aparelhos celulares foram usados para completar chamadas e navegar na Internet através de uma rede UMTS externa convencional, chamada TIM. A Figura 4.8a exibe a foto de um destes aparelhos a ela

conectado, demonstrando que a rede mencionada está em perfeito funcionamento. O próximo passo foi ligar individualmente a femtocélula, de modo a verificar sua operabilidade. A Figura 4.8c destaca a luz de transferência de informações acesa enquanto o celular está em conexão com a Internet, indicando que a ERB está em uso. Complementando a investigação, a Figura 4.8d mostra que a rede utilizada pelo dispositivo móvel em questão muda para “*Blue Zone Tim*”, referente ao nome atribuído à femtocélula.

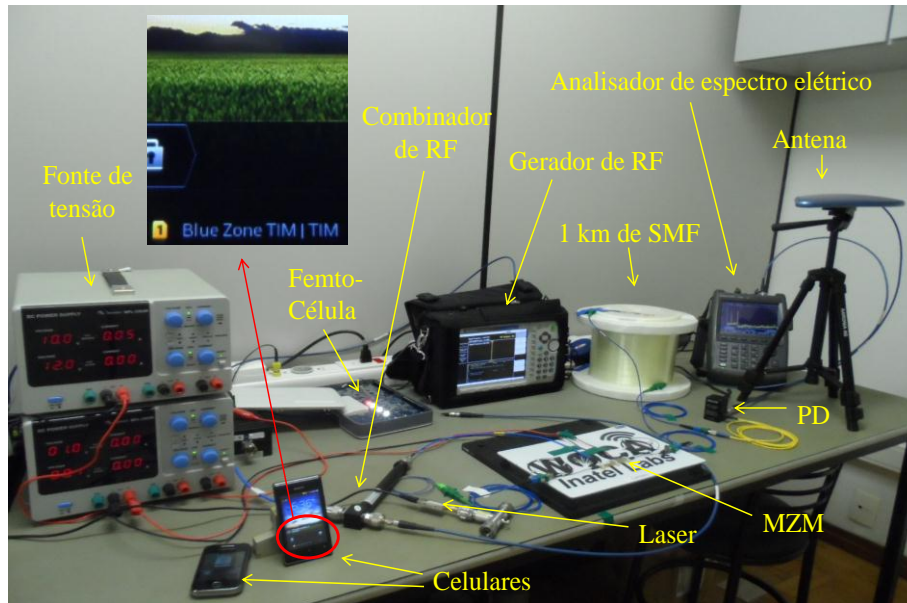
Em sequência, a Figura 4.8b apresenta a fotografia do transmissor compondo a arquitetura proposta, em ambiente de laboratório. A montagem foi constituída pelos seguintes elementos: uma femtocélula comercial, um gerador e um combinador de RF, um quilômetro de SMF padrão, uma antena banda larga com ganho típico de 5 dBi, dois aparelhos celulares, um laser de 4 dBm centrado em 1.551 nm, um SD-MZM, um fotodetector do tipo PIN, uma fonte de tensão e um analisador de espectro elétrico. O Apêndice 3 apresenta as principais especificações técnicas da femtocélula utilizada, com informações extraídas do manual fornecido pelo seu fabricante. O laser, o MZM e o PD correspondem aos dispositivos especificados no Apêndice 2.

Implementada a arquitetura por completo, garantiu-se no ambiente interno um nível de potência superior ao proveniente da rede externa TIM, de modo a habilitar a comunicação por voz e dados usando a femtocélula acoplada ao transmissor. É importante comentar que a saída de RF da BTS foi desconectada de sua antena transmissora e conectada diretamente ao combinador de RF, de modo a forçar que o sinal referente à *Blue Zone Tim* passe pelo transmissor e seja distribuído pela antena banda larga, posicionada na saída do PD.

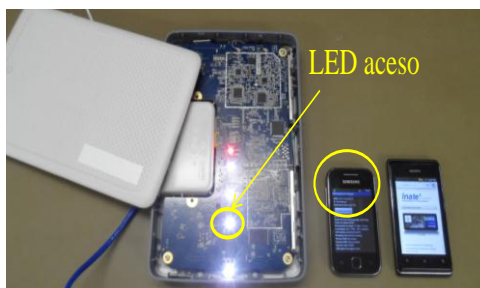
Como resultado, observa-se também pela Figura 4.8b, que o celular destacado se conecta novamente à rede *Blue Zone TIM*, desde que o fator multiplicativo do transmissor seja ajustado para 1. Nesta condição, foi realizada uma chamada de voz de alta qualidade, com escoamento de dados pela arquitetura proposta. Por fim, a Figura 4.9 apresenta os espectros elétricos obtidos nas condições de k igual a 1 e k igual a 2.



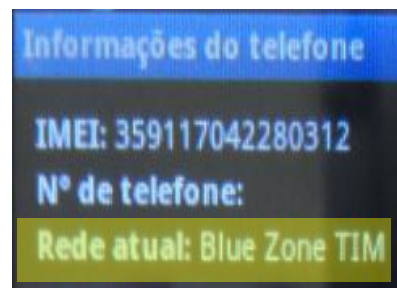
a) Tela do celular ilustrando comunicação com a rede externa TIM



b) Foto da montagem experimental completa.

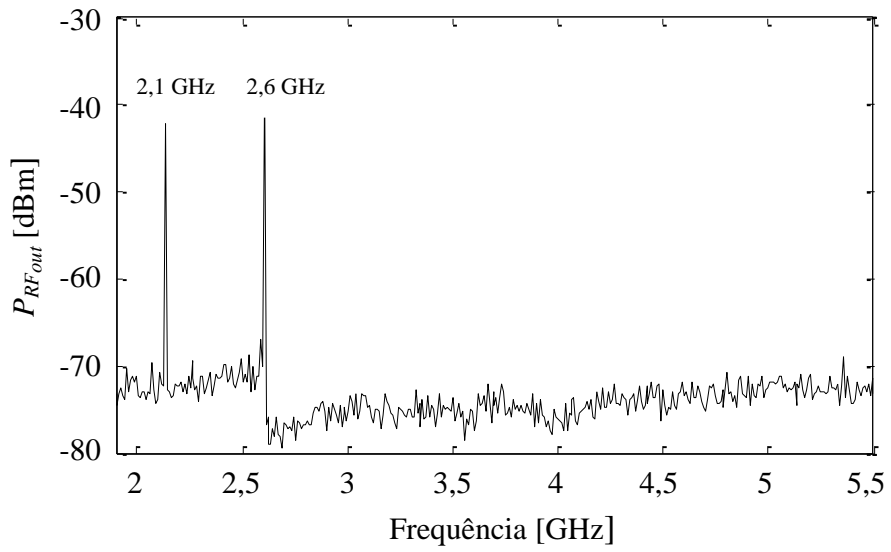


c) Femtocélula em uso pelos celulares apresentados

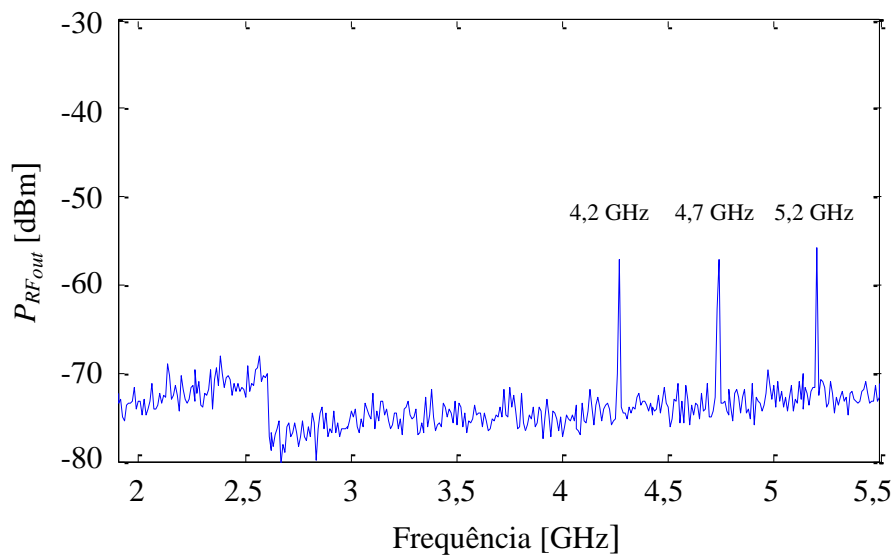


d) Tela do celular ilustrando conexão com a "Blue Zone TIM"

Figura 4.8 – Implementação do transmissor multibanda para aplicações em UMTS, LTE e Wi-Fi.



a) Espectro elétrico obtido para $k = 1$.



b) Espectro elétrico obtido para $k = 2$.

Figura 4.9 – Espectros de RF obtidos com a arquitetura proposta.

Capítulo 5

5. Conclusões

O trabalho baseou-se no uso de tecnologia fotônica para a geração de sinais de radiofrequência na faixa de micro-ondas. O principal objetivo foi desenvolver um transmissor de RF reconfigurável, de baixo custo, e propor sua aplicação em sistemas de rádio sobre fibra. No capítulo 1 foi apresentada a contextualização sobre a demanda por serviços móveis de telecomunicações e as alternativas que visam proporcionar capacidade e mobilidade em arquiteturas de rede. As comunicações ópticas e as redes sem fio operando na faixa de micro-ondas foram tratadas como potenciais para garantir estas duas virtudes. Ainda no capítulo 1, apresentou-se uma revisão bibliográfica contendo aplicações provenientes de estudos na área de fotônica de micro-ondas, incluindo os principais trabalhos referentes à geração de ondas milimétricas. Esta revisão foi chave para conhecermos o estado da arte neste campo e assim, permitir a escolha da técnica a ser utilizada para a implementação do transmissor.

No capítulo 2, detalhou-se o método heterodino para a construção de fontes fotônicas de sinais de altas frequências, e justificou-se a opção por técnicas de modulação externa que utilizam o modulador como principal recurso para obter multiplicação em frequência. Foram apresentadas algumas variações entre elas, de acordo com trabalhos reportados na literatura. Dada à sua vital importância, o modulador Mach-Zehnder foi objetivamente descrito, de modo a caracterizar o seu comportamento típico e proporcionar fundamento teórico à operação do transmissor.

O capítulo 3 foi dedicado à descrição da técnica que dá origem ao transmissor de RF proposto, bem como à sua caracterização. Foi validada a multiplicação em

frequência de maneira reconfigurável e sucederam-se experimentos investigativos sobre o espectro elétrico obtido na saída do transmissor, trazendo à tona diferentes performances em função dos seus parâmetros de entrada. Verificou-se que polarizar o MZM para o ponto mínimo de transmissão implica na supressão da portadora óptica e na conseqüente duplicação em frequência em relação ao sinal de RF incidente ao modulador. Da mesma forma, demonstrou-se que um ajuste na tensão de polarização é capaz de selecionar o fator multiplicativo, e que o incremento das potências dos sinais de entrada (óptico e elétrico) potencializam os sinais gerados, tornando válida a análise da relação de amplitude entre as componentes espectrais. Foi demonstrado ainda que as portadoras de RF provenientes do transmissor apresentam baixo ruído de fase e ausência de distorções, podendo ser eletricamente moduladas.

No capítulo 4 propôs-se a aplicação do transmissor estudado em redes sem fio de núcleo óptico, a fim de adicionar a estas arquiteturas características de convergência e reconfigurabilidade. Foi descrita a implementação de uma OWN para aplicações em LTE e Wi-Fi, onde o transmissor foi elemento chave para a flexibilidade entre os padrões mencionados. Foram alcançados níveis de recepção (P_{RX}) que se aplicam às atuais e futuras gerações de redes sem fio. Por fim, usufruindo da característica de banda flexível atribuída ao multiplicador, elaborou-se uma arquitetura capaz de adicionar aplicações em UMTS à OWN previamente descrita.

Comprovou-se a eficiência do transmissor e foram identificadas configurações que proporcionam a melhor relação de compromisso entre potência e RFSSR para o sinal de micro-ondas gerado. A partir dos resultados obtidos, concluiu-se que o trabalho contribui para o desenvolvimento de um transmissor de RF reconfigurável, de baixo custo e capaz de operar nas regiões de micro-ondas e ondas milimétricas do espectro radioelétrico. Para aplicações em instrumentação, há a possibilidade de estender em até duas vezes a frequência máxima oferecida por equipamentos de testes e medições, respeitando evidentemente as larguras de banda do modulador e do fotodetector. Em redes OWN, o uso do transmissor garante aspectos de mobilidade e capacidade, podendo ainda proporcionar eficientemente a

também desejada convergência e reconfigurabilidade para as redes de telecomunicações do futuro. Tanto a seleção de bandas distintas do espectro de frequências quanto a possibilidade de operação em canais distintos dentro de uma banda, trazem soluções para, por exemplo, sensoriamento espectral e escoamento de dados por tecnologias complementares.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se a realização de uma análise de desempenho relacionada ao transmissor, envolvendo aspectos de modulação digital. Novos experimentos devem ser realizados para investigar o comportamento da constelação e do diagrama de olho, por exemplo, em função da manipulação dos parâmetros de entrada do dispositivo em questão. Há ainda a intenção de integrar o laser, o modulador e o fotodetector em um único dispositivo, dando origem a um produto capaz de duplicar a frequência do sinal de entrada. A tarefa irá exigir controle de estabilidade e particularização do conjunto, sendo esta referente à definição da perda por inserção, da impedância, da faixa de operação e dos limiares de potência, entre outros parâmetros básicos de qualquer dispositivo de RF. Outra questão importante a ser abordada é a expansão do fator multiplicativo, que traz uma vasta possibilidade de estudos futuros. Podemos citar pesquisas para o incremento das frequências geradas e realização de experimentos na faixa de ondas milimétricas, que segundo Rappaport et al. (2013) [14], apresenta grande potencial para o desenvolvimento dos sistemas 5G.

Referências bibliográficas

- [1] CISCO SYSTEMS, Inc. *Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2013-2018*. White Paper, Feb. 2014.
- [2] ERICSSON. *Ericsson mobile report: on the pulse of the networked society*. Nov. 2014.
- [3] Kartalopoulos, S. V. *DWDM: networks, devices, and technology*. Wiley-IEEE Press, 2002. 520p.
- [4] Prat, J. *Next generation FTTH passive optical networks*. 1 ed. Springer Netherlands, 2008. 190p.
- [5] Macwilliams, F. J. *The theory of error-correcting codes*. New York: North-Holland, 1998. 762p.
- [6] Agrawal, G. P. *Fiber-optic communication systems*. 3 ed. New York: Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 2002.
- [7] Guimarães, D. A. *Digital transmission: a simulation-aided introduction with VisSim/Comm*. Berlin: Springer, 2009. 872p.
- [8] Silveira, C. R.. *Estudo de formatos especiais de modulação digital para comunicações ópticas*. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos.
- [9] Diniz, J. C. M. et al. *Processamento de sinais para redes ópticas coerentes digitais de alta velocidade*. Cad. CPqD Tecnologia, Campinas, vol. 7, no. 2, pp. 7-30, 2011.
- [10] S. Haykin, “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications”, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [11] Gomes, N. J.; Monteiro, P. P.; Gameiro, A. *Next generation wireless communications using radio over fiber*”, 1 ed. Wiley, 2012.

- [12] E. R. Neto, J. R. G. da Rosa, M. A. F. Casaroli, I. F. da Costa, A. M. Alberti, Arismar Cerqueira S. Jr., "Implementation of an optical-wireless network with spectrum sensing and dynamics resource allocation using optically controlled reconfigurable antennas", *International Journal of Antennas and Propagation*, Article ID 670930, 11 pages, Apr. 2014.
- [13] J. Wells, "Faster than fiber: the future of multi-Gb/s wireless", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 104-112, May, 2009.
- [14] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!", *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [15] D. Zibar, R. Sambaraju, R. Alemany, A. Caballero, J. Herrera, I. Tafur Monroy, "Radio-frequency transparent demodulation for broadband hybrid wireless-optical links", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 784-786, Jun. 2010.
- [16] D. Zibar, A. Caballero Jambrina, X. Yu, X. Pang, A. K. Dogadaev, I. Tafur Monroy, "Hybrid optical fibre-wireless links at the 75-110 GHz band supporting 100 Gbps transmission capacities", *International Topical Meeting & Microwave Photonics Conf.*, Singapore, pp. 445-449, 2011.
- [17] L. Deng, M. Beltran, X. Pang, X. Zhang, V. Arlunno, Y. Zhao, A. Caballero Jambrina, A. K. Dogadaev, X. Yu, R. Llorente, D. Liu, I. Tafur Monroy, "Fiber wireless transmission of 8.3-Gb/s/ch QPSK-OFDM signals in 75-110-GHz band", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 383-385, Mar. 2012.
- [18] A. Caballero Jambrina, D. Zibar, R. Sambaraju, J. Marti, I. Tafur Monroy, "High-capacity 60 GHz and 75-110 GHz band links employing all-optical OFDM generation and digital coherent detection", *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 1, pp. 147-155, Jan. 2012.
- [19] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, K. Takahashi, "60-GHz millimeter-wave radio: principle, technology, and new results", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 68253, 8 pages, 2007.

- [20] X. Pang, A. Caballero, A. Dogadaev, V. Arlunno, R. Borkowski, J. S. Pedersen, L. Deng, F. Karinou, F. Roubreau, D. Zibar, X. Yu, I. T. Monroy, "100 Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link in the W-band (75-110 GHz)", *Opt. Express*, vol. 19, no. 25, pp. 24944-24949, Dec. 2011.
- [21] D. Novak, "The evolution of microwave photonics [from the guest editor's desk]", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 8,10-10,62, Jun, 2009.
- [22] T. R. Clark, R. Waterhouse, "Photonics for RF front ends", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 3, pp. 87-95, May, 2011.
- [23] J. Capmany, D. Novak, "Microwave photonics combines two worlds", *Nature Photonics*, vol. 1, pp. 319-330, Jun. 2007.
- [24] W. E. Stephens, T. R. Joseph, B. U. Chen, "Analog microwave fiber optic communications links", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest*, San Francisco, May, 1984.
- [25] A. J. Cooper, "Fiber/radio for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network", *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 24, pp. 2054-2056, Nov. 1990.
- [26] R. A. Becker, C. E. Woodward, F. J. Leonberger, R. C. Williamson, "Wide-band electrooptic guided-wave analog-to-digital converters", *Proc. IEEE*, vol. 72, pp. 802-819, 1984.
- [27] W. Li, H. Zhang, Q. Wu, Z. Zhang, M. Yao, "All-optical analog-to-digital conversion based on polarization-differential interference and phase modulation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 625-627, Apr. 2007.
- [28] H. Chi, J. P. Yao, "A photonic analog-to-digital conversion scheme using Mach-Zehnder modulators with identical half-wave voltages", *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, pp. 567-572, Jan. 2008.
- [29] L. Xu, S. Zhang, X. Zhou, J. Dai, Y. Yang, Y. Liu, Y. Liu, "Electro-optical analog-to-digital converter based on LiNbO₃ Mach-Zehnder modulators", *9th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON 2010)*, Nanning, China, Oct. 2010.
- [30] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, "A tutorial on microwave photonic filters", *J. Lighthw. Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, Jan. 2006.

- [31] R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 832-846, Feb. 2006.
- [32] W. Ng, A. A. Walston, G. L. Tangonan, J. J. Lee, I. L. Newberg, N. Bernstein, "The first demonstration of an optically steered microwave phased array antenna using true-time-delay", *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, no. 9, pp. 1124-1131, 1991.
- [33] J. Yao, "Microwave photonics (Invited Tutorial)", *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 314-335, Feb. 2009.
- [34] Arismar Cerqueira S. Jr., I. F. da Costa, L. T. Manera, J. A. Diniz, "Optically controlled reconfigurable antenna array based on E-shape elements", *International Journal of Antennas and Propagation*, Article ID 750208, 8 pages, Apr. 2014.
- [35] A. Al-Dulaimi, H. Al-Raweshidy, J. Cosmas, J. Loo, "Cognitive mesh networks: cognitive radio over fiber for microcells applications", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 54-60, 2010.
- [36] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, A. Capria, S. Pinna, D. Onori, C. Porzi, M. Scaffardi, A. Malacarne, V. Vercesi, E. Lazzeri, F. Berizzi, A. Bogoni, "A fully photonics-based coherent radar system", *Nature*, vol. 507, pp. 341-345, 2014.
- [37] J. Yao, "A tutorial on microwave photonics", *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 4-12, Apr. 2012.
- [38] A. Baylón-Fuentes, P. Henrández-Nava, I. E. Zaldívar-Huerta, J. Rodríguez-Asozoza, A. García-Juárez, G. Aguayo-Rodríguez, "Microwave signal generation based on optical heterodyne and its application in optical telecommunication system", *IEEE International Conference on Electrical Communications and Computers (CONIELECOMP)*, San Andres Cholula, pp. 334-338, 2011.
- [39] T. P. Villena, Arismar Cerqueira S. Jr., M. L. F. Abbade, H. E. Hernandez Figueroa, H. L. Fragnito, "Generation of quaternary-amplitude microwave signals by using a new optical heterodyne technique", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 12, pp. 2738-2743, Dec. 2012.

- [40] 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, Aug. 1989.
- [41] A. C. Bordonalli, C. Walton, Alwyn, 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, Feb. 1999.
- [42] D. Y. Kim, M. Pelusi, Z. Ahmed, D. Novak, H. F. Liu, Y. Ogawa, "Ultrastable millimetre-wave signal generation using hybrid modelocking of a monolithic DBR laser", *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 9, pp. 733-734, Apr. 1995.
- [43] A. J. C. Vieira, P. R. Herczfeld, A. Rosen, M. Ermold, E. E. Funk, W. D. Jemison, K. J. Williams, "A mode-locked microship laser optical transmitter for fiber radio", *IEEE Transactions on MTT*, vol. 49, no. 10, pp. 1882-1887, Oct. 2001.
- [44] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann, R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals", *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 25, pp. 2309-2311, 1992.
- [45] J. J. O'Reilly, P. Lane, "Remote delivery of video services using mm-wave and optics", *J. Lightw. Technol.*, vol. 12, no. 2, pp. 369-375, Feb. 1994.
- [46] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, "Fibre-supported optical generation and delivery of 60 GHz signals", *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 16, pp. 1329-1330, 1994.
- [47] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies, W. P. Shillue, P. G. Huggard, B. N. Ellison, "High-purity millimetre-wave photonic local oscillator generation and delivery", in *Proc. Int. Microwave Photonics Topical Meeting*, pp.189-192, 2003.
- [48] G. Qi, J. P. Yao, J. Seregelyi, C. Belisle, 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, Oct. 2005.

- [49] W. Li, J. Yao, "Investigation of photonic assisted microwave frequency multiplication based on external modulation", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 11, pp. 3259-3268, Nov. 2010.
- [50] W. Li, J. Yao, "Microwave and terahertz generation based on photonic assisted microwave frequency twelvetupling with large tunability", *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, no. 6, pp. 954-959, Dec. 2010.
- [51] B. Vidal, "Photonic millimeter-wave frequency multiplication based on cascaded four-wave mixing and polarization pulling", *Optics Letters*, vol. 37, no. 24, pp. 5055-5057. 2012.
- [52] Y. Shi, H. Yang, C. M. Okonkwo, A. M. J. Koonen and E. Tangdionga, "Optical frequency multiplication using fibre ring resonator", *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 11, pp. 781-783, May, 2010.
- [53] J. Yu, Z. Jia, T. Wang, G. K. Chang, "Centralized lightwave radio-over-fiber system with photonic frequency quadrupling for high-frequency millimeter-wave generation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 19, pp. 1499-1501, Oct. 2007.
- [54] L. Zhang, X. Hu, P. Cao, T. Wang, Y. Su, "A bidirectional radio over fiber system with multiband-signal generation using one single-drive MZM", *Opt. Express*, vol. 19, no. 6, pp. 5196-5201, Mar. 2011.
- [55] A. Bogoni, P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, S. Pinna, "Photonic-assisted RF transceiver", *39th European and Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, pp.1-3, 2013.
- [56] F. Laghezza, F. Scotti, P. Ghelfi, A. Bogoni, "Photonics-assisted multiband RF transceiver for wireless communications", *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 16, pp. 2896-2904, 2014.
- [57] G. H. Smith, D. Novak, Z. Ahmed, "Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fibre-radio systems", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 1, pp. 74-75, Jan. 1997.
- [58] N. Dagli, "Wide-bandwidth laser and modulators for RF photonics", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1151-1171, Jul. 1999.

- [59] W. S. Fegadolli, C. de S. Martins, O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Highly linear electrooptic modulator with suppression of even-order distortions”, *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Nov. 2009.
- [60] C-T. Lin, P-T. Shih, J. Chen, W-J. Jiang, S-P. Dai, P-C. Peng, Y-L. Ho, S. Chi, “Optical millimeter-wave up-conversion employing frequency quadrupling without optical filtering”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 2084-2092, Aug. 2009.
- [61] A. A. Ferreira Jr., J. A. J. Ribeiro, R. H. Souza, N. A. Roso, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, “Large signal analysis of photonic-assisted millimeter wave upconversion using Mach-Zehnder modulators,” *16° SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, Curitiba. Proceedings of MOMAG 2014.
- [62] T. Kawanishi, H. Kiuchi, M. Yamada, T. Sakamoto, M. Tsuchiya, J. Amagai, M. Izutsu, “Quadruple frequency double sideband carrier suppressed modulation using high extinction ratio optical modulators for photonic local oscillators”, *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pp. 1-4, 2005.
- [63] W. Li, J. Yao, “Microwave generation based on optical domain microwave frequency octupling”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 1, pp. 24-26, Jan. 2010.
- [64] J. Ma, X. Xin, J. Yu, C. Yu, K. Wang, H. Huang, L. Rao, “Optical millimeter wave generated by octupling the frequency of the local oscillator”, *Journal of Optical Networking*, vol. 7, no. 10, pp. 837-845, Oct. 2008.
- [65] S. Yu, T. Jiang, J. Li, R. Zhang, G. Wu, W. Gu, “Linearized frequency doubling for microwave photonics links using integrated parallel Mach-Zehnder modulator”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 5, no. 4, Aug. 2013.
- [66] N. A. Al-Shareefi, S. I. S. Hassan, F. Malek, R. Ngah, S. A. Aljunid, R. A. Fayadh, J. A. Aldhaibani, H. A. Rahim, “Development of a new approach for high-quality quadrupling frequency optical millimeter-wave signal generation without optical filtering”, *PIERS*, vol. 134, pp. 189-208, 2013.

- [67] N. A. Al-Shareefi, S. I. S. Hassan, F. Malek, R. Ngah, S. A. Abbas, S. A. Aljunid, “A cost-effective method for high-quality 60 GHz optical millimeter wave signal generation based on frequency quadrupling”, *PIERS*, vol. 137, pp. 255-274, 2013.
- [68] S. Yu, W. Gu, A. Yang, T. Jiang, C. Wang, “A frequency quadrupling optical mm-wave generation for hybrid fiber-wireless systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications/Supplement-Part 2*, vol. 31, no. 12, pp. 797-803, Dec. 2013.
- [69] Y. Gao, A. Wen, Q. Yu, N. Li, G. Lin, S. Xiang, L. Shang, “Microwave generation with photonic frequency sextupling based on cascaded modulators”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 12, pp. 1199-1202, Jun. 2014.
- [70] J. E. B. Oliveira, J. A. J. Ribeiro, “Interfaces para enlaces de fibra óptica de alta velocidade”, *Revista Científica Periódica – Telecomunicações*, vol. 3, no. 2, pp. 65-75, Dec. 2000.
- [71] R. M. Borges, Arismar Cerqueira S. Jr., “Duplicação e quadruplicação em frequência utilizando fotônica de micro-ondas”, 16º SBMO - *Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, Curitiba. Proceedings of MOMAG 2014.
- [72] R. M. Borges, Arismar Cerqueira S. Jr., “Convergent and reconfigurable optical-wireless network for LTE and Wi-Fi offloading applications”, *IEEE Latin-American Conference on Communications*, 2014, Cartagena. Proceedings of LATINCOM 2014.
- [73] R. A. dos Santos, I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., “Novo modelo de antena impressa com banda ultralarga”, 16º SBMO - *Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, Curitiba. Proceedings of MOMAG 2014.

Apêndice 1

Lista dos dispositivos utilizados nas montagens experimentais.

Dispositivo	Modelo	Fabricante
Amplificadores de RF	<ul style="list-style-type: none">• ZJL-4HG+• ZX60-P103LN+• ZJL-6G+• ZX60-6013E+	Mini-Circuits
Analísadores de espectro elétrico	<ul style="list-style-type: none">• FieldFox N9912A• DSA90804	Keysight
Analísador de espectro óptico	MS9720A	Anritsu
Antena banda larga	HiperLOG 7060	AARONIA AG
Antena de banda ultralarga	-	WOCA
Celulares	<ul style="list-style-type: none">• Galaxy Y• Lumia 920	<ul style="list-style-type: none">• Samsung• Nokia
Combinador de RF	KTPD-C0727-02	KETE
Distribuidor óptico	DIO Office STD 36FO	Rosenberger
Femtocélula	9362 Enterprise Cell V2.2	Alcatel-Lucent
Fibra SMF	010000367144	Draka
Fonte de tensão	MPL-3003M	Minipa
Fotodetector	ET-5000F	EOT
Gerador de RF	MT8222B	Anritsu
Laseres	<ul style="list-style-type: none">• A03-Z101-D55-AS-S0• OS-WT-D-C-20-0-0-P-FC/APC	<ul style="list-style-type: none">• Optical Zonu• Golight
Medidor de potência óptico	CMA5	Anritsu
Modulador óptico	FTM7920FBA	Fujitsu

Apêndice 2

Especificação técnica do laser de baixa potência.

Laser	
Número de identificação	A03-Z101-D55-AS-S0
Comprimento de onda de operação	1551 nm
Potência óptica de saída	4 dBm
RIN – <i>Relative Intensity Noise</i>	-133 dB/Hz
Tensão de alimentação	+5 V
Temperatura de operação	-20 a +75 °C

Especificação técnica do modulador óptico.

Modulador Mach-Zehnder	
Número de identificação	FTM7920FB
Comprimentos de onda de operação	Banda C
Potência óptica de entrada (máx.)	14,7 dBm
Potência de RF na entrada de RF (máx.)	24 dBm
Tensão de meia onda (V_{π})	3,5 V
Tensão de polarização (V_{bias})	-12 a +12 V
Largura de banda	10 GHz
Perda por inserção (não conectorizado)	4 dB
Temperatura de operação	-5 a +75 °C

Especificação técnica do fotodetector.

Fotodetector	
Número de identificação	120-10104-0001 (ET-5000F) ^c
Comprimentos de onda de operação	Bandas C e L
Responsividade	0,95 A/W em 2000 nm
Largura de banda	>12,5 GHz
NEP - <i>Noise Equivalent Power</i>	20 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Tensão de alimentação	3 V

Apêndice 3

Especificação técnica da femtocélula

Femtocélula	
Número de identificação	Alcatel-Lucent 9362 Enterprise Cell V2.2
Banda de operação	2.100 MHz
Capacidade	16 usuários ativos
Taxa de dados (máx)	21 Mb/s HSDPA; 5,7 Mb/s HSUPA
Potência máxima de transmissão	250 mW
Sensibilidade	-107 dBm
Tensão de alimentação	12 V (DC)
Temperatura de operação	-5°C a +45°C
Dimensões (altura, largura, profundidade)	252 x 166 x 44 mm
Peso	< 1Kg
Interface Gigabit Ethernet (conector 1000Base-T RJ45)	