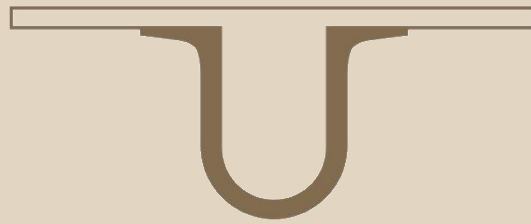




UNIVERSIDADE D
COIMBRA



João Pedro Carvalho Nunes

Avaliação do Desempenho de Técnicas Fotónicas de Geração de Sinais de RF

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, área de Especialização em Telecomunicações orientada pela Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros e apresentada no Departamento de Engenharia Electrotécnica da Universidade de Coimbra.

Fevereiro de 2020



C •

FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Mestrado integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Avaliação do Desempenho de Técnicas Fotónicas de Geração de Sinais de RF

João Pedro Carvalho Nunes

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Luís Alberto da Silva Cruz

Vogal: Prof. Doutor David Emanuel Dias Fernandes

Orientadora: Prof. Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros

Coimbra, Fevereiro de 2020



• C •

FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Mestrado integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Performance Evaluation of Photonic Generation of RF Signals

João Pedro Carvalho Nunes

Jury:

President: Professor Doutor Luís Alberto da Silva Cruz, PhD

Member: Professor Doutor David Emanuel Dias Fernandes, PhD

Supervisor: Professor Maria do Carmo Raposo de Medeiros, PhD

Coimbra, February de 2020

Agradecimentos

Agradeço a Professora Maria do Carmo Raposo de Medeiros por todo o empenho e tempo que investido para me orientar durante este trabalho. À minha família e amigos que sempre me apoiaram. Um obrigado a todos.

Resumo

Actualmente o sistema de telecomunicações sem fios, encontra-se no ponto de transição da 4ª geração (4G) para 5ª geração (5G). As principais razões desta transição são: o aumento exponencial de tráfego previsto, e o aumento de serviços que necessitem de elevada largura de banda, por exemplo: serviços multimédia. A largura de banda necessária para suportar os novos serviços não poderá ser acomodada no espectro de frequências actualmente em uso que se encontra já saturado. Para dar resposta a esta saturação espectral tem-se apostado na utilização de regiões espectrais acima dos 10 GHz e até na região das ondas milimétricas. No entanto, a migração para a região das ondas milimétricas levanta vários problemas, nomeadamente a geração de portadoras. A utilização de osciladores electrónicos para geração de portadoras nessa zona espectral não é viável devido à sua complexidade, que se traduz em equipamento de elevado custo. Outro aspecto é o transporte dos sinais rádio por cabos ou guias de onda metálicos já que estes apresentam atenuação excessiva para frequências elevadas. Uma possível solução passa pela utilização de tecnologia de rádio sobre fibra (*Radio over Fiber (RoF)*) tanto para a geração como o transporte de sinais rádio de elevada frequência. Nesta dissertação é discutida a evolução do *fronthaul* nas redes de telecomunicações sem fios, na qual está incluído o conversor electroóptico, sendo o componente mais importante dos sistemas RoF. Apresenta-se um estudo comparativo de estratégias de geração de sinais de RF que utilizam diferentes configurações de moduladores Mach-Zehnder.

Palavras-Chave: 5G, Geração de ondas Milimétricas, Óptica, Modulação Externa, MZM, RoF

Abstract

Currently, the wireless telecommunications system is at the point of transition from the 4th generation (4G) to the 5th generation (5G). The main reasons for this transition are the exponential increase in expected traffic, and the increase in services that require high bandwidth, for example: multimedia services. The bandwidth required to support the new services cannot be accommodated in the frequency spectrum currently in use, which is already saturated. To respond to this spectral saturation, the use of spectral regions above 10 GHz and even in the region of millimeter waves has been invested. However, migration to the millimeter wave region raises several problems, namely the generation of carriers. The use of electronic oscillators to generate carriers in this spectral zone is not feasible due to its complexity, which translates into high cost equipment. Another aspect is the transport of radio signals by cables or metallic waveguides since they present excessive attenuation for high frequencies. A possible solution is the use of radio over fiber technology (RoF) both for the generation and transport of high frequency radio signals. This dissertation discusses the evolution of fronthaul in wireless telecommunications networks, which includes the electro-optical converter, being the most important component of RoF systems. A comparative study of RF signal generation strategies using different configurations of Mach-Zehnder modulators is presented.

Key words: 5G, External Modulation, Millimeter wave generation, Optics, MZM, RoF

Índice

Agradecimentos	vii
Resumo	ix
Abstract.....	xi
Índice	xiii
Lista de Figuras	xvi
Lista de Tabelas	xix
Lista de Acrónimos.....	xxi
1 Introdução.....	1
1.1 Contexto e Motivação.....	1
1.2 Problema.....	1
1.3 Objectivos e Estrutura da Dissertação	2
1.4 Contribuições.....	3
2 O <i>Fronthaul</i> das Redes de Quarta e Quinta Geração	4
2.1 Evolução da Rede Móvel.....	4
2.2 Evolução do Segmento de <i>Fronthaul</i>	5
2.3 Arquitectura da Rede 4G	6
2.4 Arquitectura da Rede 5G	7
2.5 Tecnologias de Transporte do <i>Fronthaul</i>	8
2.5.1 <i>Fronthaul</i> Digital.....	8
2.5.2 Limitações do CPRI	9
2.5.3 <i>Fronthaul</i> RoF Analógico	9
2.6 Geração fotónica de sinais rádio.....	12
3 Sistema Rádio Sobre Fibra	14
3.1 Componentes do Sistema de Comunicação RoF.....	14
3.1.1 Fontes Ópticas	15
3.1.2 Modulador	16
3.1.3 Modulação Externa.....	19
3.1.4 Fibra Óptica	16
3.1.5 Receptor.....	17
3.2 Modulação	18
3.2.1 Modulação Directa	18
3.3 Modulador de Mach-Zehnder.....	19
3.3.1 Configurações de MZMs	22

3.3.2	Princípio de Funcionamento	23
3.3.3	Pontos de Polarização do MZM	24
3.3.4	Razão de Extinção	25
3.4	Resposta de um MZM a um Sinal RF Sinusoidal	26
3.4.1	Comportamento do modulador SD-MZM.....	27
3.5	Figuras de Mérito de um Sistema RoF	29
3.5.1	Ganho e Relação Sinal-Ruído	29
3.5.2	Linearidade	30
3.5.3	Gama Dinâmica de Compressão (CDR).....	31
3.5.4	Gama Dinâmica Livre de Espúrias (SFDR)	32
3.5.5	Ponto de Intersecção de Terceira Ordem (IP3)	33
4	Geração e Conversão de Frequência de Sinais de Rádio Baseada em Fotónica	34
4.1	Osciladores	34
4.1.1	Osciladores em Sistemas de Comunicação de Rádio	34
4.1.2	Parâmetros Principais de um Oscilador.....	34
4.1.3	Frequência de Oscilação	35
4.1.4	Estabilidade da Frequência.....	35
4.1.5	Pureza espectral	35
4.1.6	Jitter	35
4.1.7	Ruído de Fase	35
5	Configurações de Moduladores e Modulações.....	36
5.1	Configurações Possíveis	36
5.2	SD-MZM	36
5.2.1	Modelo Matemático.....	36
5.2.1.1	Desenvolvimento em Séries de Bessel	37
5.2.2	Modulações Ópticas permitidas com o SD-MZM.....	37
5.2.3	Domínio Óptico vs. Eléctrico	38
5.2.4	Figuras de mérito	40
5.3	DD-MZM	41
5.3.1	Modelo Matemático.....	41
5.3.1.1	Desenvolvimento em Séries de Bessel	41
5.3.2	Modulações Ópticas	42
5.3.3	Domínio Óptico vs. Eléctrico	43
5.3.4	Figuras de Mérito	45
5.4	DP-SD-MZM.....	47

5.4.1	Modelo Matemático.....	47
5.4.1.1	Desenvolvimento em Séries de <i>Bessel</i>	48
5.4.2	Modulações Ópticas	49
5.4.3	Domínio Óptico vs. Eléctrico	50
5.4.4	Figuras de Mérito	52
5.5	CDR.....	54
5.6	SFDR	55
5.7	IP3.....	55
5.8	Resultados.....	56
5.9	Outras Configurações	57
6	Características não Ideais de Fabricação do MZM que Afectam o seu Desempenho	59
6.1	Junções-Y e Processos de Fabrico.....	59
6.2	Comprimento dos Braços	60
6.3	Polarização e Efeitos de Funcionamento.....	60
6.4	Perdas do Material	61
6.5	Imperfeições do sistema	62
7	Conclusões e Trabalho Futuro	63
7.1	Conclusões.....	63
7.2	Trabalho Futuro	63
	Apêndice A:.....	64
	Apêndice B:.....	65
	Caracterização DC Experimental de um DPMZM	65
	Procedimento experimental	65
	Bibliografia.....	68

Lista de Figuras

Figura 2.1 Esquema simples das redes 1G e 2G[15].....	5
Figura 2.2 Esquema simples da rede 3G[15].....	5
Figura 2.3 Esquema simples da rede 4G[15].....	6
Figura 2.4 Arquitectura rede 4G[16]	7
Figura 2.5 Arquitectura rede 5G[16]	7
Figura 2.6 Fronthaul Digital[17]	8
Figura 2.7 Estrutura do protocolo CPRI[18]	9
Figura 2.8 Esquema de um Sistema RoF Analógico [17]	10
Figura 2.9 Técnicas de Modulação Sobre Fibra	10
Figura 2.10 Esquema de Geração de Ondas-Milimétricas Método Não Coerente.....	12
Figura 2.11 Esquema de Geração de Ondas-Milimétricas Método Coerente	13
Figura 3.1 Esquema de um Sistema de Comunicação RoF	14
Figura 3.2 Modulação Directa	14
Figura 3.3 Modulação Externa	15
Figura 3.4 Três tipos de modulação: ODSB, OSSB e OCS	15
Figura 3.5 Esquema de um foto-receptor	18
Figura 3.6 Modulação directa do tipo AM	19
Figura 3.7 Secção de Corte Z[22].....	20
Figura 3.8 Secção de Corte X[22]	20
Figura 3.9 Secção de Corte Z com Desvio de Sobreposição[22]	21
Figura 3.10 Esquema Modulador de Fase	21
Figura 3.11 Esquema de um SD-MZM	22
Figura 3.12 Esquema de um DD-MZM.....	22
Figura 3.13 Comportamento de um SD-MZM a Polarização	25
Figura 3.14 Domínio Óptico $m= 0.5$	27
Figura 3.15 Domínio Eléctrico $m= 0.5$	27
Figura 3.16 Domínio Óptico $m=1.75$	28
Figura 3.17 Domínio Eléctrico $m= 1.75$	28
Figura 3.18 Funções de Bessel	28
Figura 3.19 Esquema de Obtenção do Espectro de Frequências no Domínio Óptico ...	29
Figura 3.20 Esquema de Obtenção do Espectro de Frequências no Domínio Eléctrico	29
Figura 3.21 Linearidade de um sistema.....	30
Figura 3.22 Gama dinâmica de compressão	32
Figura 3.23 Gráfico da SFDR e IP3	33
Figura 5.1 Esquema de um Modulador de Intensidade	36
Figura 5.2 Modulador SD-MZM-modulação ODSB um tom puro.....	37
Figura 5.3 Modulador SD-MZM-modulação OSSB dois tons puros.....	37
Figura 5.4 Modulador SD-MZM-modulação OSSB um tom puro	38
Figura 5.5 Modulador SD-MZM-modulação OSSB dois tons puros.....	38
Figura.5.6 Espectro óptico ODSB	38
Figura.5.7 Espectro eléctrico ODSB	38
Figura.5.8 Espectro óptico OSSB.....	39
Figura.5.9 Espectro eléctrico OSSB	39

Figura 5.10 Espectro óptico ODSB	39
Figura 5.11 Espectro elétrico ODSB	39
Figura 5.12 Espectro óptico OSSB	39
Figura 5.13 Espectro elétrico OSSB	39
Figura 5.14 CDR modulação ODSB	40
Figura 5.15 CDR modulação OSSB	40
Figura 5.16 SFDR modulação ODSB	40
Figura 5.17 Diferença de potência entre o harmónico fundamental e o harmónico gerado por intermodulação	40
Figura 5.18 SFDR modulação OSSB	41
Figura 5.19 Diferença de potência entre o harmónico fundamental e o harmónico gerado por intermodulação	41
Figura 5.20 Modulação ODSB um tom puro	42
Figura 5.21 Modulação ODSB dois tons puros	42
Figura 5.22 Modulação OSSB um tom puro	42
Figura 5.23 Modulação ODSB dois tons puros	42
Figura 5.24 Modulação OCS um tom puro	43
Figura 5.25 Modulação OCS dois tons puros	43
Figura 5.26 Espectro óptico ODSB	43
Figura 5.27 Espectro elétrico ODSB	43
Figura 5.28 Espectro óptico OSSB	43
Figura 5.29 Espectro elétrico OSSB	43
Figura 5.30 Espectro frequências óptico OCS	44
Figura 5.31 Espectro elétrico OCS	44
Figura 5.32 Espectro óptico ODSB	44
Figura 5.33 Espectro elétrico, ODSB	44
Figura 5.34 Espectro óptico, OSSB	44
Figura 5.35 Espectro elétrico, OSSB	44
Figura 5.36 Espectro óptico OCS	45
Figura 5.37 Espectro elétrico OCS	45
Figura 5.38 CDR modulação ODSB	45
Figura 5.39 CDR modulação OSSB	45
Figura 5.40 CDR modulação OCS	46
Figura 5.41 SFDR modulação ODSB	46
Figura 5.42 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	46
Figura 5.43 SFDR modulação OSSB	46
Figura 5.44 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	46
Figura 5.45 SFDR modulação OSSB	47
Figura 5.46 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	47
Figura 5.47 Esquema de um DP-SD-MZM	47
Figura 5.48 Modulação ODSB um tom puro	49
Figura 5.49 Modulação ODSB dois tons puros	49
Figura 5.50 Modulação OSSB um tom puro	49
Figura 5.51 Modulação OSSB dois tons puros	49

Lista de Figuras

Figura 5.52 Modulação OCS um tom puro	50
Figura 5.53 Modulação OCS dois tons puros.....	50
Figura 5.54 Espectro óptico ODSB	50
Figura 5.55 Espectro eléctrico ODSB	50
Figura 5.56 Espectro óptico OSSB.....	50
Figura 5.57 Espectro eléctrico OSSB	50
Figura 5.58 Espectro óptico OCS	51
Figura 5.59 Espectro eléctrico OCS	51
Figura 5.60 Espectro óptico ODSB	51
Figura 5.61 Espectro eléctrico ODSB	51
Figura 5.62 Espectro óptico OSSB.....	51
Figura 5.63 Espectro eléctrico OSSB	51
Figura 5.64 Espectro óptico OCS	52
Figura 5.65 Espectro eléctrico OCS	52
Figura 5.66 CDR modulação ODSB	52
Figura 5.67 CDR modulação OSSB	52
Figura 5.68 CDR modulação OCS	53
Figura 5.69 SFDR modulação ODSB	53
Figura 5.70 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	53
Figura 5.71 SFDR modulação OSSB	53
Figura 5.72 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	53
Figura 5.73 SFDR modulação OCS	54
Figura 5.74 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado	54
Figura 5.75 Configuração Série.....	57
Figura 5.76 Configuração Paralelo	58
Figura 5.77 Configuração Híbrida.....	58
Figura 1 Caracterização DC braço 1.....	65
Figura 2 Caracterização DC braço 2.....	65
Figura 3 Caracterização DC do deslocador de fase.....	66
Figura 4 Curva teórica da caracterização DC	66
Figura 5 Zona Linear Braço 1.....	66
Figura 6 Zona Linear Braço 2.....	66

Lista de Tabelas

Tabela 1 Características das Várias Gerações da Rede Móvel [12], [13]	4
Tabela 2 Resultados de Desempenho Para o modulador SD-MZM	56
Tabela 3 Resultados de Desempenho Para o modulador DD-MZM	56
Tabela 4 Resultados de Desempenho Para o modulador DP-SD-MZM	56
Tabela 5 Características físicas dos MZM's	59

Lista de Acrónimos

1G	Rede Móvel de 1ª Geração
2G	Rede Móvel de 2ª Geração
3G	Rede Móvel de 3ª Geração
4G	Rede Móvel de 4ª Geração
5G	Rede Móvel de 5ª Geração
ADC	Analogic to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
ARoF	Analog Radio over Fiber
BBU	Base Band Unit
BS	Base Station
CD	Chromatic Dispersion
CPRI	Common Public Radio Interface
CU	Central Unit
CW	Continuous Wave
DAC	Digital to Analogic Converter
DD-MZM	Dual Drive Mach Zehnder Modulator
DML	Directly Modulated Laser
DP-SD-MZM	Dual Parallel Single Drive Mach Zehnder Modulator
DRoF	Digital Radio over Fiber
DSBL	Distributed Feedback Laser
DU	Distributed Unit
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ER	Extinction Ratio
E-UTRA	Evolved Universal Mobile Telecommunications System
F-OCSR	Finite Optical Carrier Suppression Ratio
FN	Frequency Noise
FP	Fabry-Perot
GSM	Global System for Mobile Communications
IFoF	Intermediate Frequency over Fiber
ILD	Injection Laser Diode
IM-DD	Intensity Modulation-Direct Detection
IoT	Internet of Things

Lista de Acrónimos

LED	Light Emitting Diode
LTE	Long Term Evolution
MATP	Maximum Transmission Point
MITP	Minimum Transmission Point
mmWave	Millimeter Wave
MIMO	Multiple Input and Multiple Output
MSC	Mobile Switching Center
MZM	Mach Zehnder Modulator
OCS	Optical Carrier Suppressed
ODSB	Optical Double Side Band
OSSB	Optical Single Side Band
PD	Photodetector
PMD	Polarization Mode Dispersion
PN	Phase Noise
Q	Ponto de Quadratura
REC	Radio Equipment Controller
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
RRH	Radio Remote Head
RU	Radio Unit
SD-MZM	Single Drive MZM
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser

1 Introdução

1.1 Contexto e Motivação

Desde sempre que o Homem teve a necessidade de utilizar e desenvolver sistemas de comunicação, que permitissem transmitir informação a longas distâncias de forma rápida e segura. Actualmente grande parte das comunicações são realizadas por sistemas móveis e no futuro prevê-se que a utilização de redes móveis cresça de forma exponencial, devido ao crescimento de dispositivos de IoT, bem como o crescimento do consumo de vídeo em dispositivos móveis [1]. Actualmente as redes móveis encontram-se na quarta geração ou (4G), e a rede actual não está preparada para o crescimento previsto, quer em número de dispositivos ligados, quer pela necessidade de largura de banda necessárias para suportar as novas necessidades. A largura de banda necessária para suportar os novos serviços não poderá ser acomodada no espectro de frequências actualmente em uso que se encontra muito saturado. A próxima geração de redes móveis, a quinta geração (5G) e gerações posteriores terão de utilizar tecnologias capazes de suportar o crescimento exponencial de tráfego e utilizadores. O espectro utilizado actualmente encontra-se alocado nas baixas frequências, para resolver o problema da alocação do espectro, as próximas gerações de redes móveis terão de funcionar na zona das ondas milimétricas, ou do inglês *millimeter waves* (*mmWaves*), por definição essa zona do espectro corresponde a gama de frequências entre 30 e 300 GHz [2]. A transição para a zona das *mmWaves* também resolve o problema da largura de banda, visto esta zona do espectro ser capaz de suportar um aumento de largura de banda significativo. Outra característica desta zona espectral é a existência de uma vasta gama de frequências não licenciadas.

1.2 Problema

Na secção acima estão descritos alguns dos problemas existentes com o 4G, que poderão ser resolvidos utilizando zonas espectrais da gama das *mmWaves*. No entanto com a utilização na nova zona espectral surgem novos problemas, muitos deles devidos às limitações do hardware, um desses problemas é a realização de osciladores de *mmWaves* de boa qualidade. Os parâmetros mais relevantes que caracterizam a qualidade dos osciladores de rádio frequência (RF) são: frequência de oscilação, potência de saída, pureza espectral, estabilidade e gama de sintonização. De entre estes parâmetros a pureza espectral do oscilador, caracterizada pelo ruído de fase (*Phase Noise* (PN)), que provoca rotação aleatória na constelação do sinal recebido, que pode originar erros de detecção, outro efeito devido ao ruído de fase é o aumento da largura espectral do sinal gerado. Outro parâmetro é o ruído de frequência do oscilador (*Frequency Noise* (FN)), que

provoca flutuações da frequência instantânea do sinal gerado,[3] são dois parâmetros fundamentais no desempenho de sistemas de comunicação rádio que suportam elevadas taxas de transmissão e técnicas de modulação avançadas [4].

Métodos convencionais de realização de osciladores de rádio frequência (RF), em particular na gama das *mmWaves*, baseiam-se em vários estágios de multiplicação, o que torna este método caro e complexo, sendo a grande desvantagem deste método o ruído gerado de pelo factor de multiplicação (M), o ruído de fase degrada-se de um factor $20 \log_{10}(M)$ [5],[6]. Para ultrapassar este problema diferentes técnicas fotónicas de geração e de multiplicação de *mmWaves* têm sido propostas e demonstradas [7]. Embora a investigação nesta área já se tenha iniciado há mais de 20 anos [8] até recentemente só foi utilizada em aplicações muito específicas, que exigem osciladores de RF como muito baixo ruído de fase, como por exemplo sistemas de radar de elevada resolução [9]. Actualmente, com a possibilidade de fabrico de circuitos ópticos integrados de baixo custo, abriu-se a possibilidade de fabricar osciladores de *mmWaves* de elevada qualidade, baixo consumo energético e baixo custo baseados em técnicas fotónicas.

Existem inúmeros métodos propostos para a geração de osciladores RF baseados em técnicas fotónicas, nomeadamente baseados em: modulação directa, modulação externa, “*optical heterodyning*”, “*four wave mixing*”, “*Brillouin Scattering*”. Dos vários métodos enunciados um dos mais promissores é o método baseado na modulação externa de moduladores Mach-Zehnder (MZM) graças á sua elevada estabilidade, baixo custo e complexidade [10].

1.3 Objectivos e Estrutura da Dissertação

Depois deste capítulo introdutório, no capítulo 2 é introduzido o *fronthaul* das redes móveis, sendo descrita a sua evolução e é feita referência à utilização de sistemas de radio sobre fibra (*Radio over Fiber (RoF)*).

No capítulo 3 é descrito um sistema RoF e todos os seus componentes, são também abordados os tipos de modulação mais comuns, dando foco principal a modulação externa, devido às suas vantagens em relação às outras.

No capítulo 4, é abordado o conceito de geração e conversão de frequência de sinais RF baseada em técnicas fotónicas, começando por se enunciar as características ideais de uma portadora de radio frequência, acabando na geração de ondas milimétricas utilizando modulação externa.

No capítulo 5 é realizado o estudo dos diferentes tipos de moduladores existentes, moduladores *mach-zehnder* (*Mach-Zehnder Modulator*(MZM)), e das modulações que se consegue obter com cada um.

No capítulo 6 são introduzidas as características não ideais de fabrico dos MZMs que afectam o seu desempenho bem como possíveis soluções para resolver ou mitigar esses efeitos.

No capítulo 7 é feita a conclusão, sendo mencionado trabalho futuro para complementar o trabalho realizado.

No Apêndice A encontram-se algumas das igualdades utilizadas para o desenvolvimento em séries de *bessel* dos modelos matemáticos. No apêndice B encontra-se o procedimento experimental de polarização de um DP-SD-MZM e resultados obtidos.

1.4 Contribuições

Neste trabalho identificam-se as seguintes contribuições:

-Desenvolvimento analítico das expressões da potência à saída de três configurações de MZM, SD-MZM, DD-MZM e DP-SD-MZM, para as modulações ODSB, OSSB e OCS.

-Implementação de modelos de simulação para as três configurações de MZM e modulações ODSB, OSSB e OCS.

-Análise comparativa das Figuras de Mérito dos sinais RF gerados por modulação externa do MZM para as modulações ODSB, OSSB e OCS.

2 O *Fronthaul* das Redes de Quarta e Quinta Geração

As redes de comunicação estão em constante evolução de forma a conseguirem responder às necessidades dos utilizadores, esta tendência verifica-se particularmente nas redes de comunicações móveis. A rede actual, quarta geração (4G), não tem a capacidade para responder às previsões feitas de contínuo crescimento do tráfego transmitido diariamente, do crescente número de dispositivos com capacidade de comunicação e de novos tipos de conteúdo disponível para os utilizadores. Para responder a estas necessidades é necessária uma rede de quinta geração (5G).

2.1 Evolução da Rede Móvel

A primeira geração da rede móvel 1G, surgiu no Japão em 1979, destinava-se essencialmente à transmissão analógica de sinais de voz, tinha vários problemas como: fraca cobertura e baixa qualidade do sinal recebido. A segunda geração (2G) foi lançada em 1992 resolvendo alguns problemas da geração anterior, os sinais de voz eram digitalizados, tornando possível a sua encriptação, ficou possível o envio de mensagens de texto SMS e multimédia MMS. Em 2001 surgiu a terceira geração (3G), onde a transferência de informação aumentou 4 vezes comparando com a geração anterior, nesta geração foi standardizado o protocolo de rede, sendo utilizados pacotes para o envio de informação, permitindo aos utilizadores acederem a rede fora do país de residência. A geração actual (4G) surgiu no norte da europa em 2009, existiu novamente um aumento na capacidade de transferência de informação. A transmissão dos sinais de voz é realizada utilizando pacotes. Actualmente, encontramos-nos no ponto de transição entre o 4G e a rede da próxima geração (5G), esta nova geração vai ao encontro de cenários de internet das coisas (*Internet of Things* (IoT)).[11]

Geração	1G	2G	3G	4G	5G
Ano	~1980	~1990	~2000	~2010	~2020
Taxa de Transmissão	2.4kbps	40kbps	144kbps-2Mbps	100Mbps-1Gbps	>1Gbps
Largura de Banda	Analógica	25MHz	25MHz	100MHz	>500MHz
Banda de Frequência (GHz)	0.8	0.85, 0.9, 1.8, 1.9	0.8, 0.85, 0.9, 1.8, 1.9, 2.1	1.8, 2.3, 2.5, 2.6, 3.5	1.8, 2.6, 3-300
Tecnologia	Analógica	GPRS EDGE	UMTS,	LTE, WiFi	Li-Fi

Tabela 1 Características das Várias Gerações da Rede Móvel [12], [13],[14]

2.2 Evolução do Segmento de Fronthaul

Nas redes 1G e 2G, não existia um *Fronthaul* como nas gerações mais recentes. A área de cobertura é dividida em várias células, cada célula tem uma estação base (*Base Station* (BS)). A BS é composta por dois sistemas, uma *Radio Unit* (RU) e por um *Radio Equipment Controller* (REC) também conhecido como *Base Band Unit* (BBU). As RU têm como função transmissão e processamento de sinais RF. As BBU's têm como função agregar os sinais emitidos pelas várias RU's para os *Mobile Switching Centers* (MSC), sendo utilizados cabos metálicos para realizar a ligação entre as RU e a BBU.

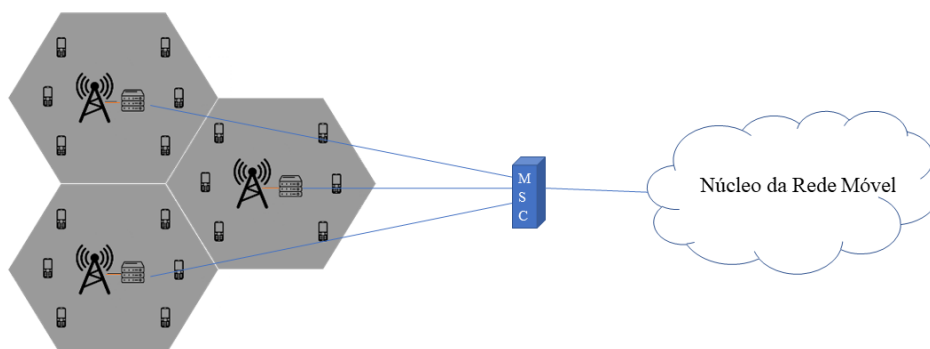


Figura 2.1 Esquema simples das redes 1G e 2G[15]

Na 3G, a ligação existente entre as RU e BBU deixou de se utilizar cobre e passou a ser utilizada a fibra óptica. As melhorias obtidas com esta alteração foram as seguintes: área de cobertura superior, potências reduzidas, perdas inferiores e maior largura de banda. A área de cobertura tornou-se superior uma vez que era possível ter as RU a distâncias muito superiores que nas gerações anteriores graças as perdas reduzidas da fibra quando comparadas com as perdas no cobre.

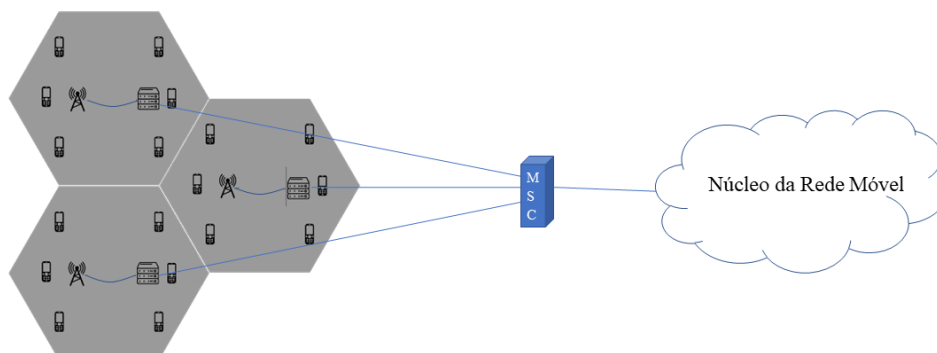


Figura 2.2 Esquema simples da rede 3G[15]

A evolução seguinte passou por mover as BBU's das células para a MSC, tornando as BS em *Remote Radio Head* (RRH). Esta alteração permite a redução de custos, pois o equipamento de processamento que se encontra nas BBU's fica comum às várias células. A ligação entre a RRH e as BBU's é conhecida como *Fronthaul*, sendo utilizada fibra como na geração anterior, a ligação entre as BBU's e MSC é o *Backhaul*, sendo utilizada uma ligação *Ethernet*.

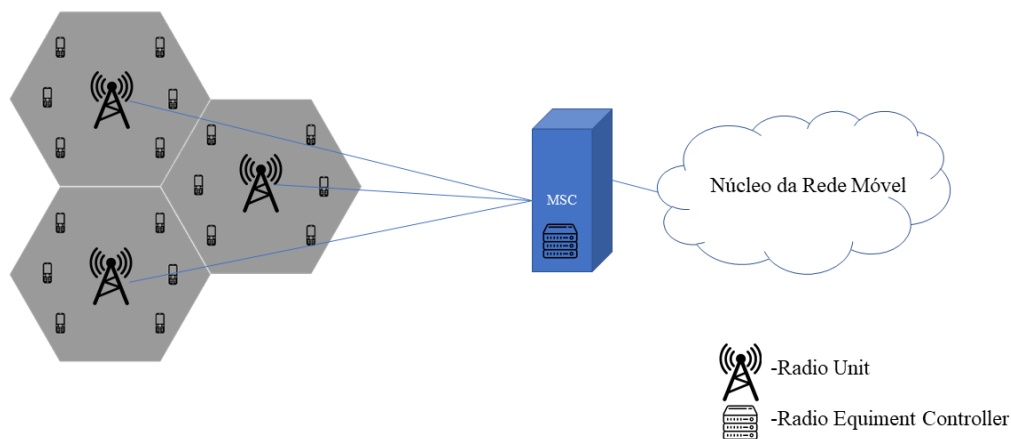


Figura 2.3 Esquema simples da rede 4G[15]

2.3 Arquitectura da Rede 4G

A arquitectura da rede fixa de suporte ao 4G consiste num *Fronthaul* e num *Backhaul*. No *Fronthaul* é realizada a ligação entre as RRH e as BBU, uma RRH está ligada a apenas uma BBU e uma BBU tem ligada a si várias RRH's. No *Backhaul* é realizada a ligação entre várias BBU's e o núcleo da rede. A utilização da fibra ao invés do cobre, no *Fronthaul* e no *Backhaul* está relacionado com o baixo custo bem como a baixa atenuação da fibra óptica quando comparados com os cabos de cobre. A figura seguinte representa de forma simplificada a arquitectura da rede 4G:

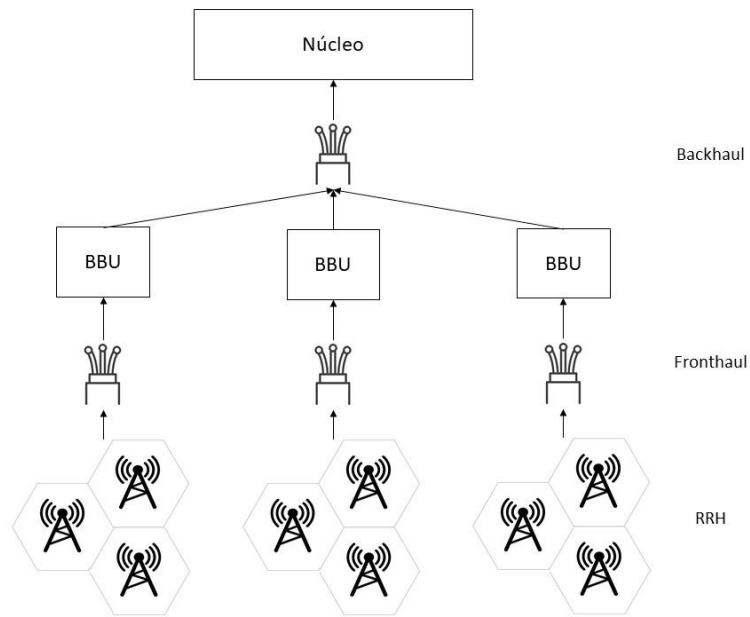


Figura 2.4 Arquitetura rede 4G[16]

Nas RRH estão localizados os conversores eléctrico/óptico (E/O) e os conversores óptico/eléctrico(O/E), que realizam as conversões dos sinais eléctricos em sinais ópticos e vice-versa.

2.4 Arquitectura da Rede 5G

A diferença da rede 5G ao nível da arquitectura quando comparado com a geração anterior é a existência de um *Middlehaul*, ou *Midhaul*. O *Midhaul* surge com a separação da BBU em duas secções, essas secções são: *Distributed Unit* (DU) e *Central Unit* (CU), a figura seguinte representa a arquitectura da rede 5G:

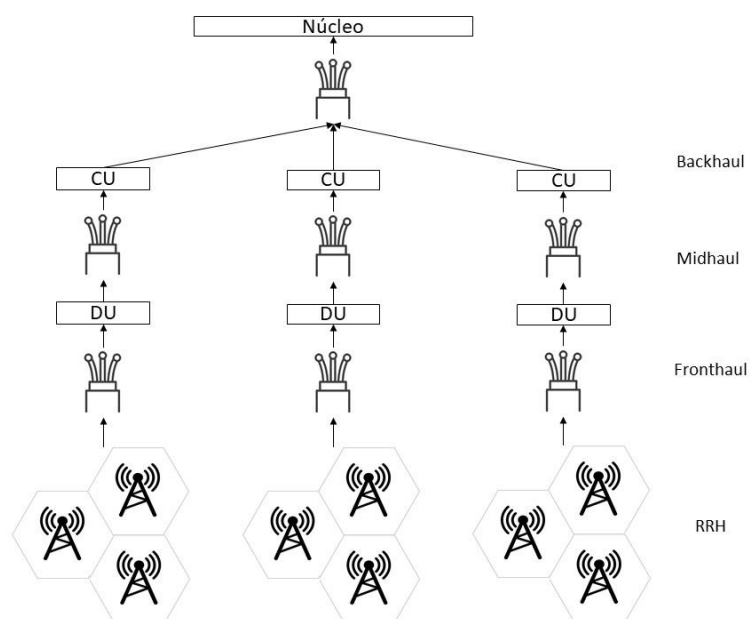


Figura 2.5 Arquitetura rede 5G[16]

Uma razão para esta separação é a virtualização das funcionalidades da rede, reduzindo o custo e tornando a rede mais flexível.

2.5 Tecnologias de Transporte do *Fronthaul*

2.5.1 *Fronthaul* Digital

Actualmente o *Fronthaul* do 4G utiliza tecnologia digital *Common Public Radio Interface* (CPRI) que é uma tecnologia de rádio sobre fibra digital (DRoF). O esquema básico de uma ligação com DRoF é ilustrado na Figura 2.6. No *uplink*, o sinal rádio recebido é amostrado, quantizado e codificado por um conversor analógico digital (*Analog to Digital Converter* (ADC)). Esse sinal digital é utilizado para modular a portadora óptica. Na BBU, o sinal óptico é convertido para eléctrico usando um foto-detector, depois é decodificado e processado. No *downlink*, a BBU envia os dados digitais e na RRH são convertidos para analógicos com um conversor digital para analógico (*Digital to Analog Converter* (DAC)) para serem amplificados e transmitidos pela antena.

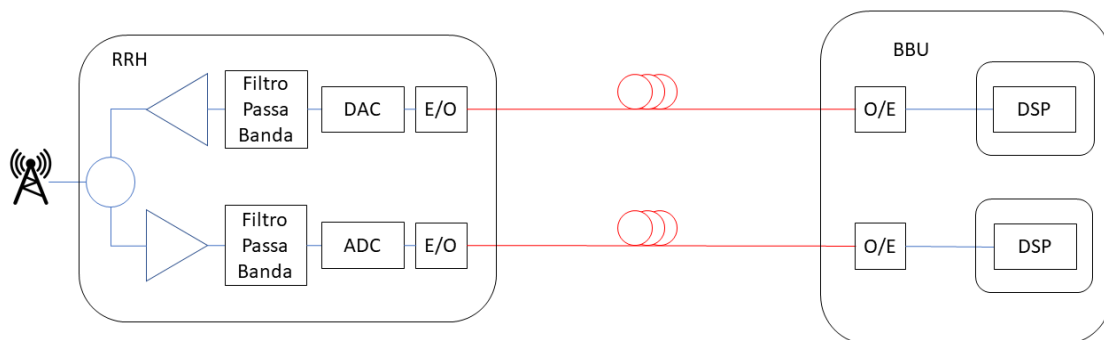


Figura 2.6 *Fronthaul* Digital[17]

O padrão CPRI suporta taxas de transmissão até 24.33Gbit/s.[18]

O CPRI é um acordo, com sete versões, sendo a última lançada em 2015, não é um padrão, não garantido por isso interoperabilidade total. Este acordo recomenda a utilização de hardware utilizado para ligações de alta velocidade, *Ethernet* ou fibra. Suporta uma grande variedade de standards: *Universal Terrestrial Radio Access* (UTRA) FDD, WiMAX, Evolved UTRA (E-UTRA, LTE), e GSM/EDGE.

O CPRI é definido em duas camadas, camada 1 e camada 2. A camada 1 trata da transmissão física entre a BBU e a RRH, incluindo a transmissão óptica e eléctrica. A camada 2 controla o fluxo de dados, que inclui dados do plano do utilizador, dados de controlo e gerenciamento e dados de sincronização. A estrutura do protocolo é a seguinte:

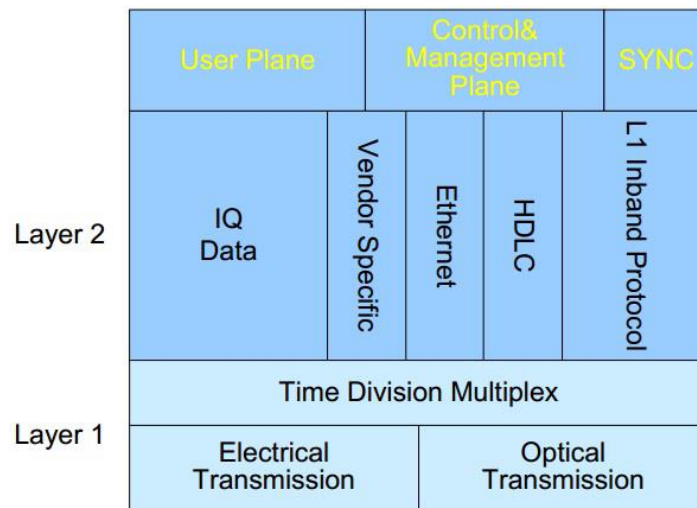


Figura 2.7 Estrutura do protocolo CPRI[18]

2.5.2 Limitações do CPRI

No entanto, o *fronthaul* do 5G necessita de suportar taxas de transmissão que não estão contempladas no padrão CPRI actual. Por exemplo, uma implementação 5G consistindo da agregação de sinais rádio de 200 MHz de largura de banda e 64x64 entradas e saídas (*Multiple Input Multiple Output* (MIMO)), necessitaria de um *fronthaul* de 2.4 Tb/s.[19],[20] o que não é actualmente exequível. Adicionalmente as interfaces CPRI introduzem atrasos que podem exceder os atrasos máximos permitidos para o 5G. Por estas razões, a transmissão analógica directa de sinais rádio sobre fibra óptica (*Analog Radio over Fiber* (ARoF)) é uma tecnologia promissora para ser utilizada no *fronthaul*, já que permite uma transmissão espectralmente eficiente, sem necessidade de recorrer a funções intermédia de digitalização do sinal rádio. Esta solução tem sido defendida por vários grupos de investigação. [20] No entanto, o transporte de sinais rádio directamente sobre fibra óptica sofre distorção de intermodulação adicional devido à não-linearidade dos componentes do link óptico.

2.5.3 Fronthaul RoF Analógico

No *Fronthaul* analógico a transmissão dos sinais radio é realizada modulando os sinais numa portadora óptica, sendo depois enviados para a rede. Um sistema RoF analógico é composto por uma parte óptica e uma parte eléctrica. A parte óptica é composta por: uma fonte óptica, por exemplo um laser, um MZM, um amplificador óptico, filtros ópticos e um receptor electroóptico.

Em sistemas analógicos a portadora óptica pode ser modulada directa ou indirectamente. Para sinais de baixa frequência é utilizada modulação directa (*Directly Modulated Laser* (DMLs)), para sinais de alta frequência, por exemplo sinais na zona das

ondas milimétricas, é utilizada a modulação externa, sendo necessária a utilização de MZMs. Como descrito acima os sinais de alta frequência sofrem dispersão cromática e atenuação, que aumenta com o comprimento da fibra, outro problema que existe é provocado pela intermodulação quando se transmitem dois ou mais sinais. No capítulo 3 é descrito em mais pormenor os problemas existentes com a modulação externa.

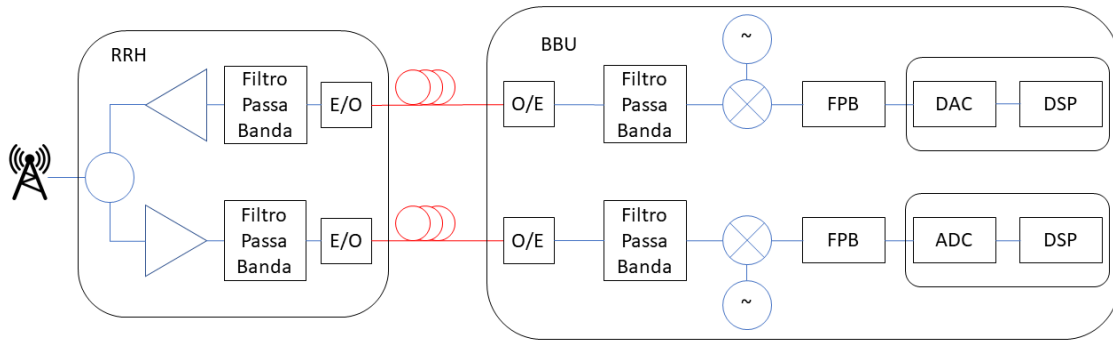


Figura 2.8 Esquema de um Sistema RoF Analógico [17]

Para além dos problemas existentes devido às não-linearidades dos componentes electroópticos, que operam na gama das ondas milimétricas, existem outros desafios, nomeadamente a necessidade de componentes de conversão E/O e O/E com largura de banda na gama das *mmWaves* assim como componentes de RF, osciladores, *mixers*, etc que operam na zona das ondas milimétricas.

Os sinais podem ser transportados utilizando uma de três técnicas, ou são transportados na banda base, em frequências intermédias (IFoF) ou nas suas frequências (RFoF)

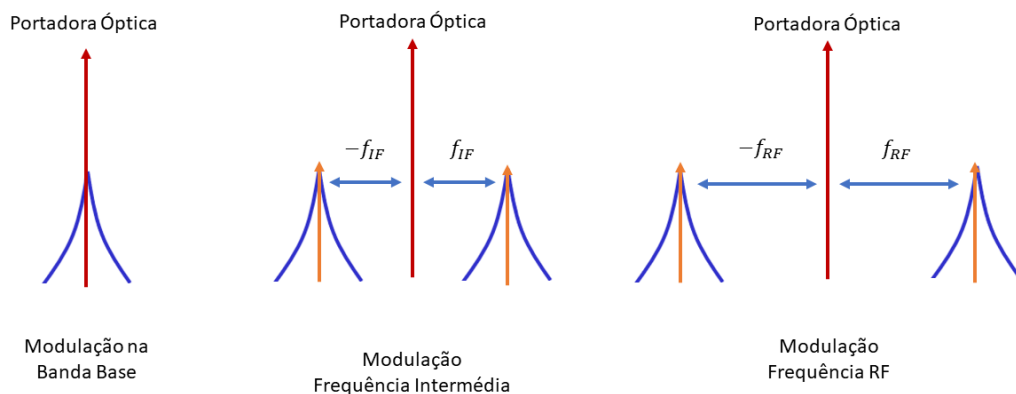


Figura 2.9 Técnicas de Modulação Sobre Fibra

A técnica mais simples é a ultima técnica, uma vez que as RRH utilizam apenas detecção directa, sendo utilizado um foto-detector, não sendo necessário a utilização de

dispositivos para realizar a conversão das frequências RF para frequências intermédias e vice-versa, um problema desta técnica é a redução de potência que chega ao receptor devido a efeitos de dispersão cromática, outro problema desta técnica é a necessidade de os vários dispositivos terem de funcionar à frequência dos sinais RF, sendo um verdadeiro problema para sinais que se encontrem na zona das ondas milimétricas.

Utilizando a técnica IFoF, os problemas da técnica de RFoF são contornados, os dispositivos utilizados funcionam a frequências reduzidas, e a dispersão cromática deixa de ser um problema. O problema desta técnica está no facto de ser necessária uma etapa extra para transladar as frequências dos sinais para frequências intermédias, tornando as RRH mais complexas, podendo impedir a capacidade de evolução da rede.

2.6 Geração fotónica de sinais rádio

Para além do transporte de sinais de rádio a tecnologia fotónica também pode desempenhar um papel fundamental na geração de sinais de rádio frequência, particularmente na gama das *mmWaves* onde a implementação de osciladores e outros componentes eléctricos é difícil. Foram propostos vários métodos de geração de ondas milimétricas, um método possível consiste no batimento heteródino de duas portadoras ópticas, $E_1(t)$ e $E_2(t)$ num foto-detector onde a frequência óptica de cada portadora, f_1 e f_2 é escolhido de modo que o processo de foto-deteccção gere uma portadora RF na frequência desejada.

Sendo $E_1(t) = \sqrt{2P_1} e^{j(2\pi f_1 t + \theta_1(t))}$ e $E_2(t) = \sqrt{2P_2} e^{j(2\pi f_2 t + \theta_2(t))}$, onde P_1 e P_2 representam a potência de cada portadora, e $\theta_1(t)$ e $\theta_2(t)$ as fases. Quando estas duas portadoras ópticas são combinadas e detectadas simultaneamente por um foto-detector (*Photodetector* (PD)) com responsividade \mathcal{R} , a corrente foto-gerada $I_{PD}(t)$ é dada por:

$$I_{PD}(t) = \mathcal{R} |E_2(t) + E_1(t)|^2 \propto e^{j(2\pi(v_2 - v_1)t + \theta_2(t) - \theta_1(t))} + \text{outros termos} \quad 2.1$$

A utilização de dois lasers, cada um com uma frequência específica, é a configuração mais simples de gerar uma onda milimétrica. O esquema seguinte representa o método não coerente, o laser 1 e o laser 2 tem frequências específicas de modo a gerarem uma onda milimétrica de frequência igual a diferença das frequências dos lasers:

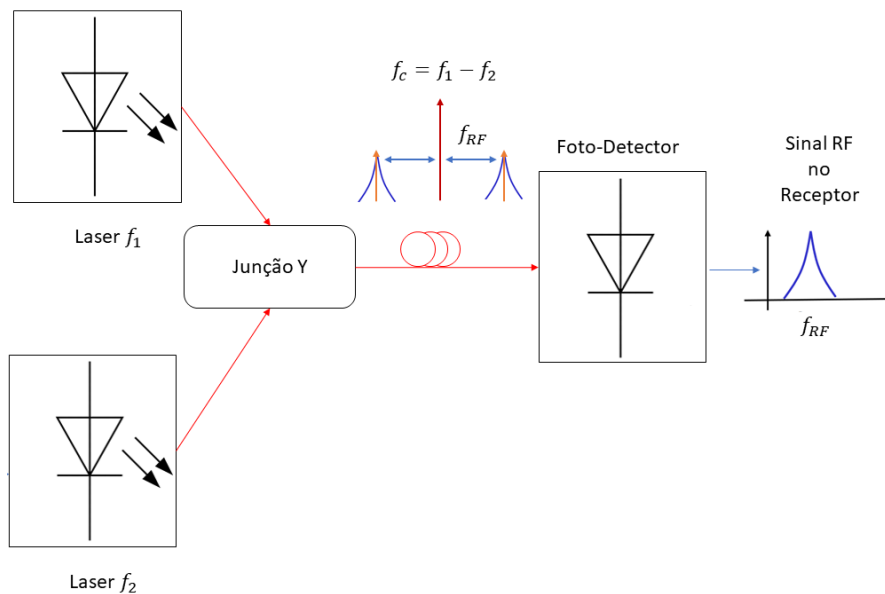


Figura 2.10 Esquema de Geração de Ondas-Milimétricas Método Não Coerente

O problema desta configuração é a utilização de dois lasers independentes, uma vez que o ruído de fase dos lasers é não correlacionado, o que resulta num sinal detectado cujo ruído de fase é a soma dos ruídos de fases das portadoras ópticas. Uma solução possível, e que actualmente é uma das técnicas mais promissoras para resolver este problema é a utilização de um laser para gerar dois sinais ópticos, de modo a que o ruído de fase dos sinais resultantes seja correlacionado [1],[8]. O esquema seguinte representa o método coerente para a geração de ondas milimétricas, este método utiliza modulação externa para modular o sinal óptico.

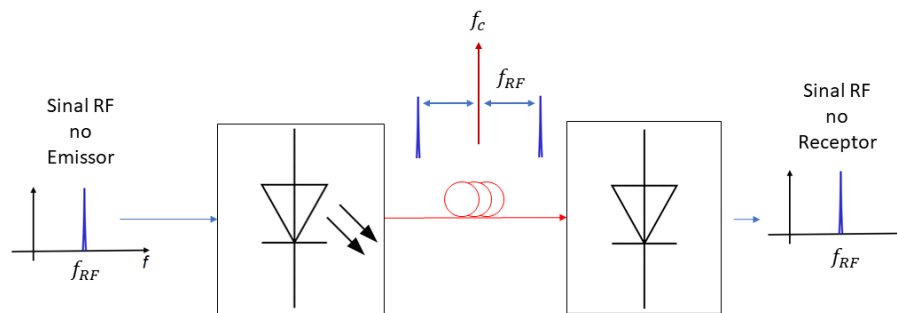


Figura 2.11 Esquema de Geração de Ondas-Milimétricas Método Coerente

3 Sistema Rádio Sobre Fibra

Neste capítulo é descrito um sistema de comunicação RoF e os seus componentes constituintes. Também são abordados os tipos de modulação mais comuns, modulação directa e externa, sendo o foco principal na modulação externa, esta modulação requer a utilização de um modulador MZM, são também descritas as características dos MZM.

3.1 Componentes do Sistema de Comunicação RoF

Um sistema de comunicação RoF como mostra a Figura 3.1 pode ser dividido em cinco partes: sinal *wireless*, fonte óptica, conversor electro/óptico (E/O), canal de transmissão e um conversor óptico/eléctrico(O/E).

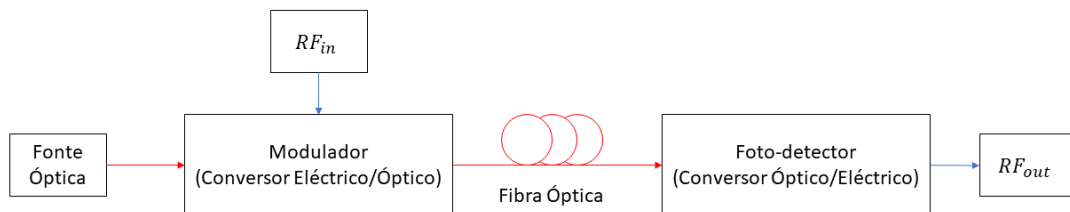


Figura 3.1 Esquema de um Sistema de Comunicação RoF

A conversão E/O pode ser por modulação directa ou externa de uma fonte óptica, enquanto que o processo de modulação pode ser em intensidade, frequência, fase ou até polarização.

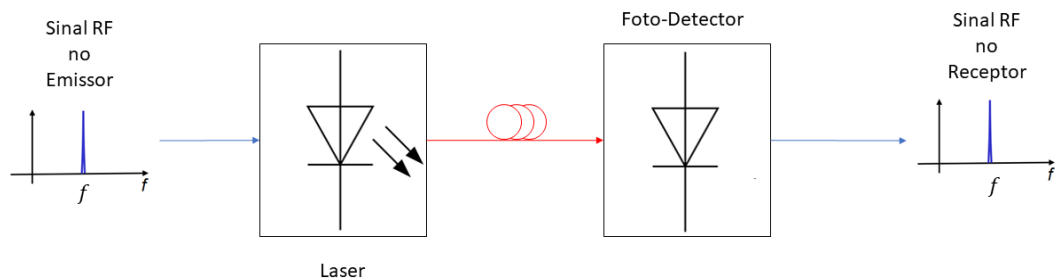


Figura 3.2 Modulação Directa

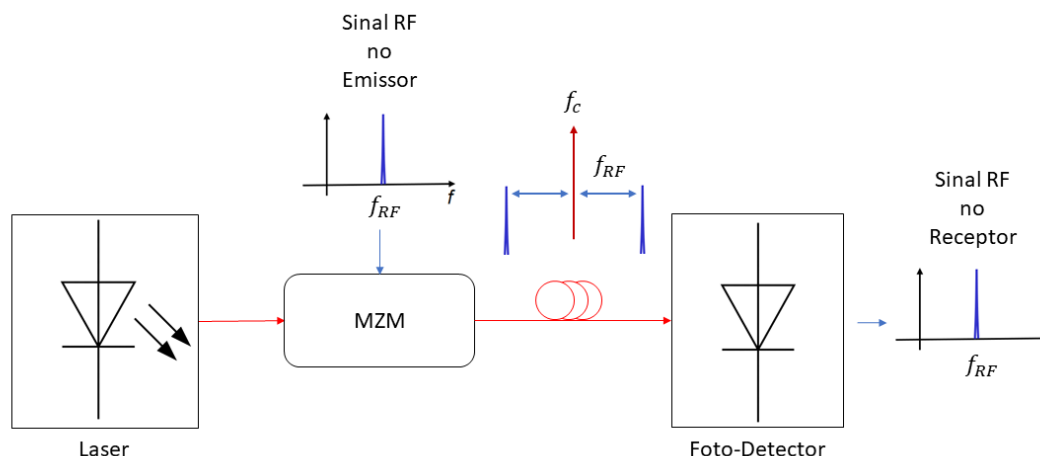


Figura 3.3 Modulação Externa

Actualmente a modulação mais popular é a modulação externa que utiliza um modulador *Mach Zehnder* (*Mach Zehnder Modulator* (MZM)) sendo possível obter modulações ópticas de banda dupla (*Optical Double Side Band* (ODSB)), banda simples (*Optical Single Side Band* (OSSB)) ou com a portadora suprimida (*Optical Supressed Carrier* (OCS)).

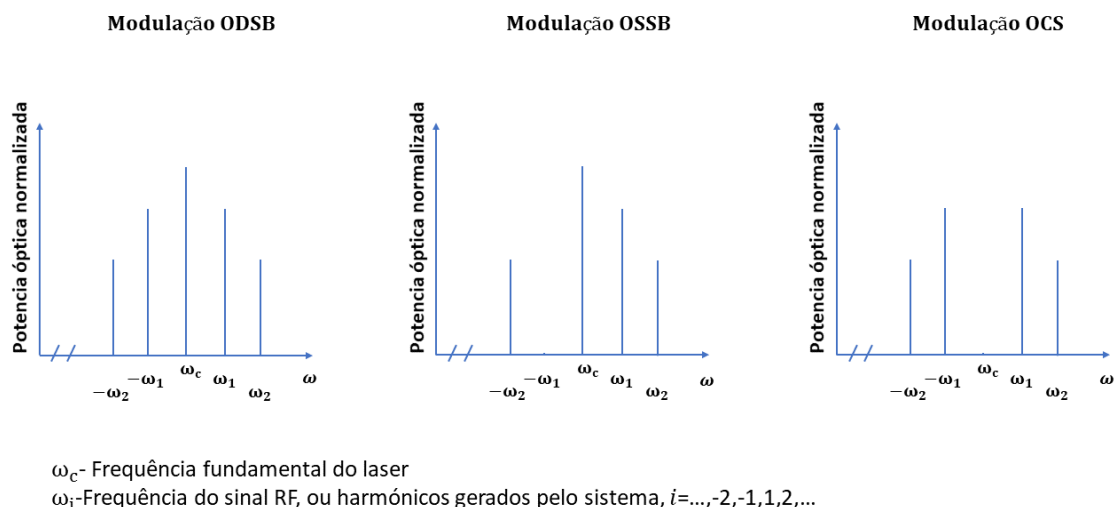


Figura 3.4 Três tipos de modulação: ODSB, OSSB e OCS

A conversão O/E na recepção pode utilizar detecção directa ou detecção coerente. Tipicamente em RoF é utilizada modulação de intensidade com detecção directa (*Intensity Modulation and Direct Detection* (IM-DD)), sendo neste caso utilizado um foto-díodo na recepção.

3.1.1 Fontes Ópticas

A fonte óptica pode ser um *Light Emission Diode* (LED) ou um *Injection Laser Diode* (ILD). Embora de baixo custo, os LED's são fontes ópticas com elevadas larguras

espectrais, baixas potências de emissão e pequena largura de banda. Assim o LED é uma fonte óptica utilizada normalmente para sistemas de curto alcance. Existem diferentes tipos de laser que podem ser usados em sistemas de rádio sobre fibra, tais como o laser *Fabry-Perot* (FP), o laser de realimentação distribuída (*Distributed Feedback Laser* (DFB)), laser de emissão vertical (*Vertical Cavity Surface Emitting Laser* (VCSEL)) e lasers sintonizáveis. Nesta dissertação iremos considerar, lasers DFB a operar na janela dos 1550 nm que emitem essencialmente um único modo com largura espectral inferior a 5 MHz e potência de emissão até 10 dBm.

3.1.2 Modulador

Após a fonte óptica, o componente mais importante num sistema de transmissão óptico é o modulador. O modulador utilizado é o Modulador Interferómetro de Mach-Zehnder (MZM), este modulador é utilizado quando a modulação realizada é modulação externa, o sinal óptico é modulado por um sinal eléctrico. O esquema de um modulador pode ser encontrado na secção 3.3.

As características importantes de um MZM são: comprimento dos braços, junções-Y, temperatura de funcionamento, ponto de polarização. O capítulo 6 descreve em mais detalhe estas características e o funcionamento do dispositivo.

O sinal óptico sofre perdas ao percorrer os guias de onda, essas perdas são provocadas pelas características do material que compõe o guia de onda, pode ser feita uma analogia com a resistência que uma corrente sofre ao percorrer um condutor. A divisão do sinal óptico na junção-Y é um problema pois na prática é muito difícil obter uma divisão de 50/50 resultando numa intensidade luminosa diferente em cada um dos braços. Braços de tamanho diferente, que devido as propriedades do material podem provocar desfasamento no sinal. A variação da temperatura durante o processo de funcionamento é outro problema, afecta as propriedades do material, e também o ponto de polarização do modulador. As perdas por inserção num sistema óptico deste género podem ocorrer nas junções-Y dos MZM's, podem ocorrer durante a propagação e na absorção da portadora [21]. No capítulo 6 é descrito mais em detalhe as perdas existentes no MZM.

3.1.3 Fibra Óptica

O tipo de fibra mais usado em RoF é a fibra óptica mono-modo (*Single Mode Fiber* (SMF)). Trata-se de um tipo de fibra em que o diâmetro do núcleo é de dimensões muito reduzidas, permitindo apenas um modo de propagação. As principais características da

fibra óptica que afectam o desempenho dos sistemas RoF são a atenuação e a dispersão cromática.

A atenuação da fibra óptica traduz-se pela redução da potência do sinal injectado à entrada da fibra, à medida que este se propaga ao longo da mesma. Normalmente a atenuação é quantificada através do coeficiente de atenuação de potência da fibra, α_F . Numa fibra de comprimento L_F , em que se injetou a potência óptica P_{Fin} , à sua entrada, a potência óptica à sua saída é dada por:

$$P_{Fout} = P_{Fin} \exp(-\alpha_F \cdot L_F) \quad 3.1$$

O coeficiente de atenuação de potência é normalmente dado em $dB.km^{-1}$, para uma fibra SMF a operar na janela dos 1550 nm o valor típico é de $0.2 dB.km^{-1}$.

A dispersão na SMF pode ser de dois tipos: dispersão dos modos de polarização (*Polarization Mode Dispersion* (PMD)) ou dispersão cromática (*Chromatic Dispersion* (CD)). A PMD é uma consequência das imperfeições ou variações na construção da fibra. Assim, um sinal óptico que tem duas componentes de polarização vai ser afectado por PMD, dando origem à propagação de cada uma das componentes com velocidades diferentes. Por outro lado, a dispersão cromática faz com que diferentes componentes espectrais do sinal se propaguem com diferentes velocidades. Esse fenómeno acontece devido à dispersão do material e à dispersão da guia de onda. A dispersão do material deve-se à dependência entre o índice de refração da fibra com o comprimento de onda. A função de transferência da fibra óptica $H(f)$, tendo em conta o efeito da dispersão quantificada pelo factor, D , é dada por:

$$H(f) = e^{\frac{j\pi D \lambda^2 f^2 L_F}{c}} \quad 3.2$$

onde λ é o comprimento de onda de operação, c , velocidade da luz. O parâmetro de dispersão típico para fibra SMF é $D \approx 15 ps.nm^{-1}.km^{-1}$.

3.1.4 Receptor

O *front-end* de um receptor óptico é composto por um foto-díodo seguido de um pré-amplificador. O foto-díodo converte o sinal óptico num sinal eléctrico, durante o processo de conversão ocorre o batimento dos vários harmónicos existentes no sinal óptico, resultando num sinal eléctrico com novos harmónicos, sendo este efeito aproveitado para gerar portadoras de frequências superiores. O pré-amplificador tem a função de amplificar a potência do sinal recebido, uma vez que a potência recebida é muito reduzida. A figura seguinte representa o esquema geral de um foto-receptor:

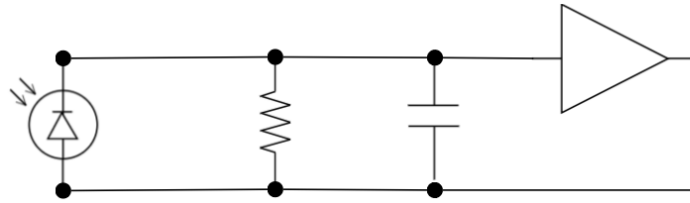


Figura 3.5 Esquema de um foto-receptor

A corrente produzida pelo foto-díodo é directamente proporcional a potência óptica incidente, sendo descrita pela seguinte equação:

$$I = \mathcal{R}P_{in} \quad 3.3$$

\mathcal{R} é a responsividade do foto-detector e P_{in} é a potência incidente na área do detector.

$$P_{in}(t) = |E_{in}(t)|^2 [W] \quad 3.4$$

$E_{in}(t)$ é o campo eléctrico correspondente ao sinal óptico incidente no foto-detector, com frequência óptica f e fase $\theta(t)$, dado pela seguinte expressão:

$$E_{in}(t) = \sqrt{P_{in}(t)} e^{j(2\pi ft + \theta(t))} \quad 3.5$$

A responsividade pode ser expressa pela seguinte expressão:

$$\mathcal{R} = \frac{\eta q}{h\nu} [A/W] \quad 3.6$$

Onde η representa a eficiência quântica, q representa a carga de um electrão, h é a constante de *Planck* e ν é a frequência do electrão incidente. A eficiência quântica é calculada da seguinte forma:

$$\eta = \frac{\text{ritmo de electrões gerados}}{\text{ritmo fotões incidentes}} \quad 3.7$$

3.2 Modulação

A modulação é o processo de alteração da onda portadora, variando conforme as características do sinal a ser transportado. A alteração da portadora pode ser obtida através da intensidade, frequência, fase e/ou polarização. Neste trabalho as portadoras em questão são ópticas e existem vários processos para a modulação da portadora: a modulação pode ser directa, externa, entre outras.

3.2.1 Modulação Directa

A modulação directa através da variação da corrente de polarização do laser é o modo mais simples e mais barato de modular a saída de um laser, sendo ideal para a realização de transmissores de baixo custo. Infelizmente tem o efeito indesejado de alterar

o comprimento de onda do laser durante a emissão. O índice de refração do semiconductor varia com a densidade de electrões no semiconductor que por sua vez, se altera à medida que a corrente varia. Isto significa que a modulação de corrente conduz a alterações no comprimento de onda do sinal óptico transmitido. Esta alteração denomina-se *chirp* e, apesar de pequena, ocorre durante a modulação directa do laser, o que faz com que cada pulso contenha um leque de comprimentos de onda mais alargado do que deveria ter. A Figura. 3.2 mostra um laser a ser modulado directamente, sendo realizada modulação em amplitude (AM).

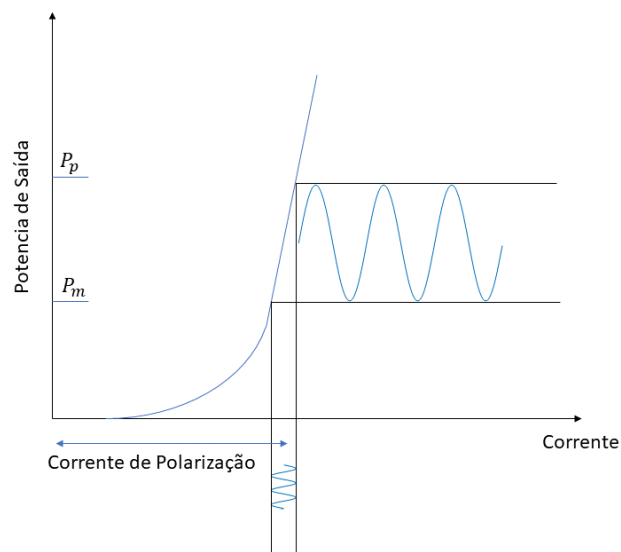


Figura 3.6 Modulação directa do tipo AM

3.2.2 Modulação Externa

Na modulação externa, o laser funciona em onda contínua (CW), com corrente de polarização constante, e a saída é modulada por meio de um modulador externo onde é aplicado o sinal RF.

3.3 Modulador de Mach-Zehnder

Os moduladores MZM são compostos por um substrato, que contem o(s) guia(s) de onda e vários condutores, sendo o substrato mais comum de Niobato de Lítio (LiNbO_3). Devido a natureza da estrutura cristalina do LiNbO_3 , a orientação do substrato influencia a propagação do campo eléctrico que o percorre. Nos esquemas seguintes estão representadas duas secções de corte transversal ao modulador:

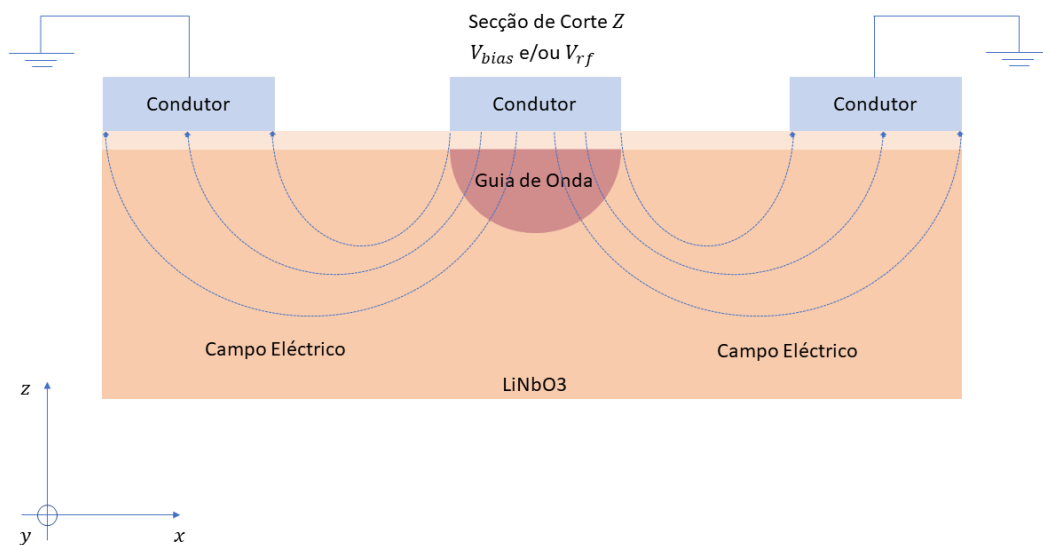


Figura 3.7 Secção de Corte Z[22]

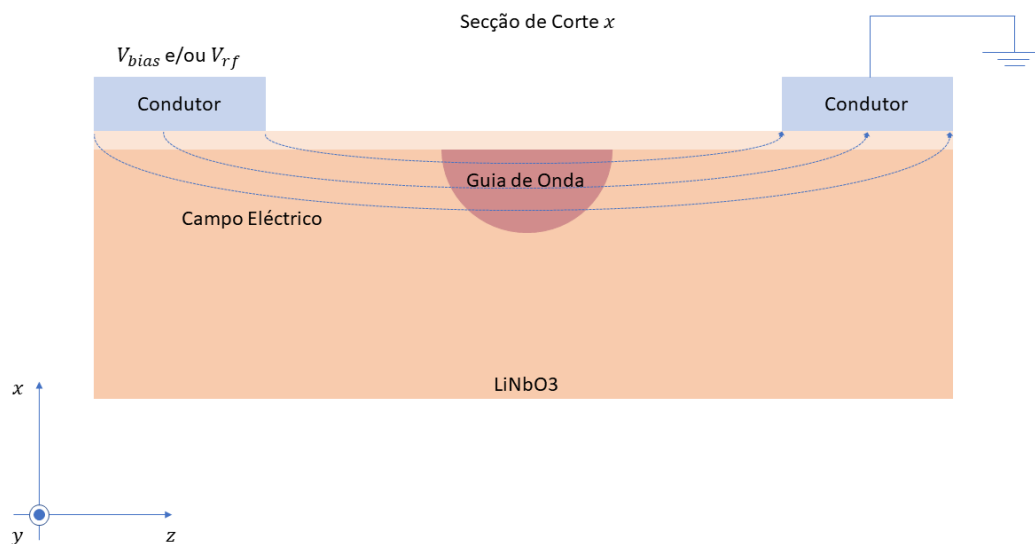


Figura 3.8 Secção de Corte X[22]

Para além da diferença de propagação do campo que existe entre os dois cortes a orientação dos cristais vai influenciar o *chirp* que o modulador vai provocar no sinal. Na secção de corte Z o guia de onda é sobreposto por um condutor, enquanto que na secção de corte X o guia de onda é posicionado entre dois condutores. A vantagem do corte Z é a densidade de fluxo do campo eléctrico que percorre o guia de onda, visto ser muito elevada devido à proximidade que existe entre o condutor (que contem o sinal RF) e a guia de onda, melhorando a modulação do sinal eléctrico para a portadora óptica, caso o condutor sobreposto seja o terminal terra, a modulação da portadora óptica é apenas 20% mais eficiente que utilizando o corte X.

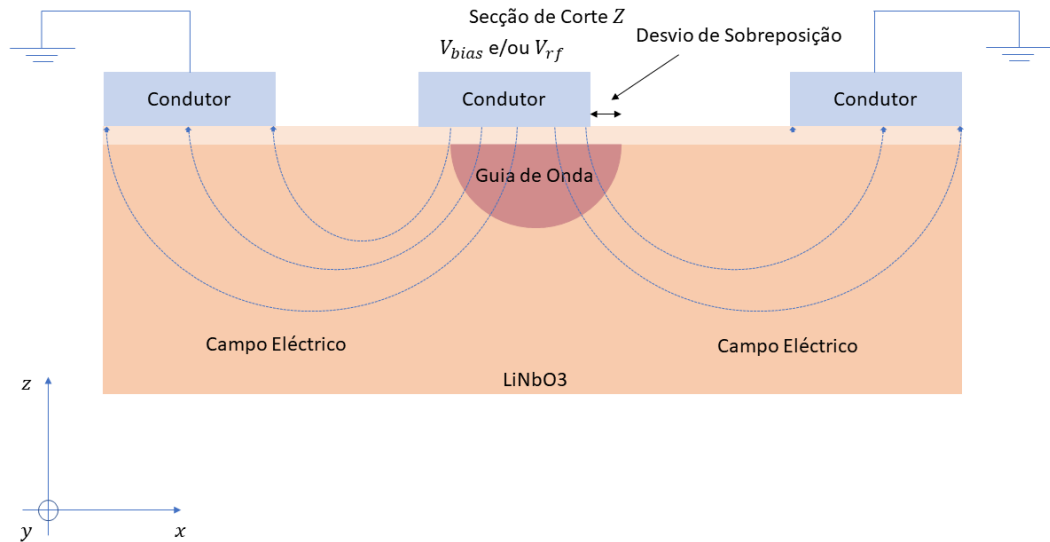


Figura 3.9 Secção de Corte Z com Desvio de Sobreposição[22]

A desvantagem de utilizar este corte Z é a existência de *chirp* resultante de desvio na sobreposição dos guias de onda pelos condutores, como representado no esquema anterior, contudo o corte X quase não provoca *chirp* devido sua simetria. [22]

O modulador externo mais simples que existe é o modulador de fase, representado no esquema seguinte:

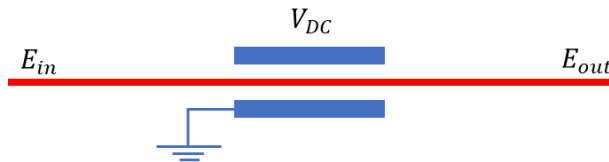


Figura 3.10 Esquema Modulador de Fase

Este modulador é constituído por um guia de onda e dois condutores de comprimento L separados por uma distância d , aplicando uma tensão V entre os condutores é gerado um campo eléctrico e por efeitos electroópticos ocorre desfasamento de fase do sinal óptico, esse desfasamento é descrito matematicamente da seguinte forma:

$$\phi(V) = \left(\frac{2\pi\alpha_{EO}L}{\lambda d} \right) V \quad 3.8$$

Onde α_{EO} é o coeficiente electroóptico do guia de onda.

Este efeito é aproveitado nos moduladores de MZM para a modulação do sinal óptico (portadora óptica). A eficiência da modulação é directamente proporcional ao comprimento do condutor e inversamente proporcional a distância entre condutores, para

distâncias muito reduzidas entre os condutores, estes começam a assumir comportamento de condensadores reduzindo a velocidade de modulação.

3.3.1 Configurações de MZMs

Existem dois tipos de MZM, que estão representados nas figuras 3.11 e 3.12, são *single-drive* MZM (SD-MZM) e *dual-drive* MZM (DD-MZM) respectivamente. Os moduladores são compostos pelo substrato de Niobato de Lítio, (LiNbO₃), dois guias de onda, percorridas pela mesma portadora óptica, dois conectores Y, e condutores eléctricos.

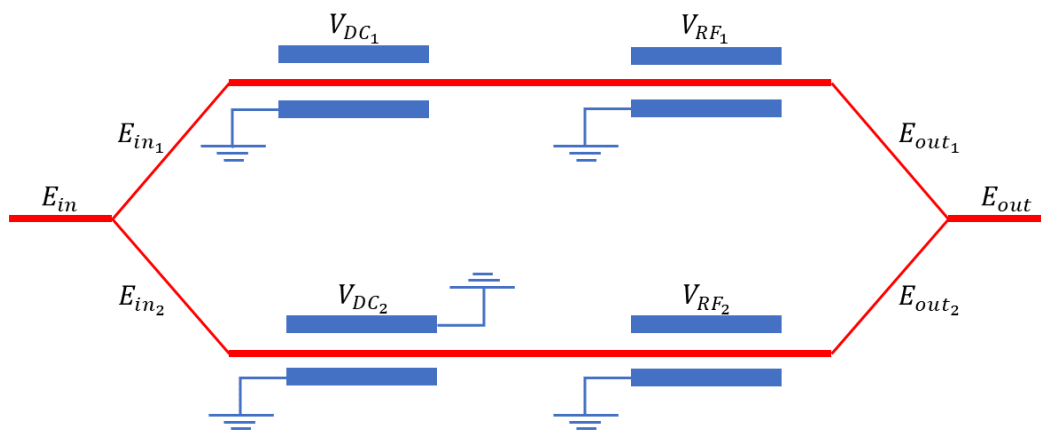


Figura 3.11 Esquema de um SD-MZM

No esquema da figura anterior apenas um dos braços é polarizado.

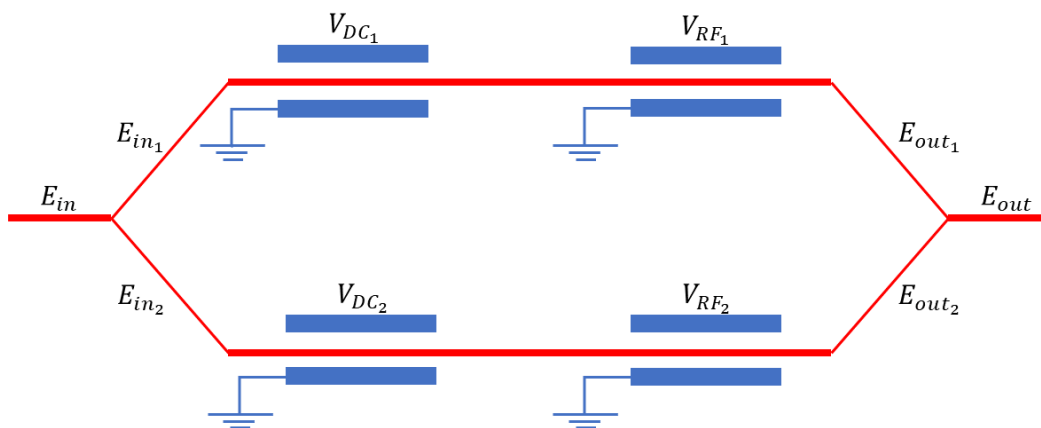


Figura 3.12 Esquema de um DD-MZM

No esquema anterior, ambos braços sofrem polarização sendo este modulador mais versátil que o anterior.

3.3.2 Princípio de Funcionamento

O sinal de entrada, $E_{in}(t)$, é dividido pelos dois braços no ponto de derivação Y, os sinais ópticos ao percorrerem os braços do MZM sofrem desfasamento de fase, este desfasamento é controlado pela aplicação do sinal de RF nos braços do MZM. O campo eléctrico aplicado altera as propriedades do semiconductor presente em cada braço, resultando na variação da sua capacidade de absorção, sendo conhecido como efeitos electroópticos. À saída do modulador, na junção-Y, é realizada a sobreposição dos dois sinais e dependendo da tensão aplicada a cada canal a combinação dos sinais resultantes pode ser construtiva ou destrutiva. Quando o desfasamento é múltiplo de 2π radianos a interferência é construtiva tendo o sinal amplitude máxima, caso o desfasamento seja múltiplo de π radianos a interferência é destrutiva, não existindo sinal a saída, ambas as interferências ocorrem na junção-Y à saída. A tensão que gera um desfasamento de π radianos tem o símbolo de v_π . O desfasamento em cada canal é dado por:

$$\phi_i(t) = \frac{\pi V_{b_i}(t)}{V_\pi} \quad 3.9$$

onde i representa o canal em questão, V_{b_i} representa a tensão aplicada ao braço i

$$V_{b_i}(t) = V_{DC_i} + V_{rf_i}(t) \quad 3.10$$

V_{DC_i} é a tensão de polarização aplicada ao braço, V_{rf_i} é o sinal RF que se pretende enviar, V_π tensão necessária para provocar um desfasamento de π em relação ao sinal original.

A equação do campo eléctrico a entrada do MZM é dada por:

$$E_{in}(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \quad 3.11$$

À saída do SD-MZM é dada por:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{DC_1 + V_{rf_1}(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_{rf_2}(t)}{V_\pi}} \right) \quad 3.12$$

e à saída do DD-MZM é:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{DC_1 + V_{rf_1}(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{DC_2 + V_{rf_2}(t)}{V_\pi}} \right) \quad 3.13$$

A característica de transferência do campo eléctrico $T_E(t)$ é:

$$T_E(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left(e^{j\pi \phi_1(t)} + e^{j\pi \phi_2(t)} \right) \quad 3.14$$

A característica de transferência em termos de potência (intensidade), é chamada de transmitância:

$$I_E(t) = T_E(t) \cdot T_E(t)^* = \frac{1}{4} (2 + e^{j(\phi_1(t) - \phi_2(t))} + e^{-j(\phi_1(t) - \phi_2(t))}) \quad 3.15$$

$$I_E(t) = \cos^2 \left(\frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2} \right)$$

Para o SD-MZM

$$\phi_2(t) = 0 \text{ e } I_E(t) = \cos^2 \left(\frac{\phi_1(t)}{2} \right).$$

3.3.3 Pontos de Polarização do MZM

O ponto de polarização do MZM é um parâmetro importante já que determina a eficiência da conversão eléctrica/óptica do dispositivo. São normalmente identificados 3 pontos de polarização. O ponto de transmissão máxima (*Maximum Transmission Point* (MATP)) quando não existe desfasamento os sinais aplicados nos dois braços. O ponto de transmissão mínima (*Minimum Transmission Point* (MITP)) quando existe desfasamento de $\pm\pi$ aos sinais aplicados nos dois braços e o ponto de quadratura (Q) quando existe um desfasamento de $\pm\frac{\pi}{2}$ aos sinais aplicados nos dois braços.

Para se estudar a polarização é necessário fazer a análise DC ao modulador, sendo feita utilizando o modulador SD-MZM. A expressão DC do SD-MZM é a seguinte:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{DC_1}{V_\pi}} + 1 \right) \quad 3.16$$

e tem como transmitância a seguinte expressão:

$$I_E(T) = \cos^2 \left(\frac{\pi V_{DC_1}}{2V_\pi} \right) \quad 3.17$$

O gráfico seguinte ilustra o comportamento do SD-MZM para vários valores de polarização:

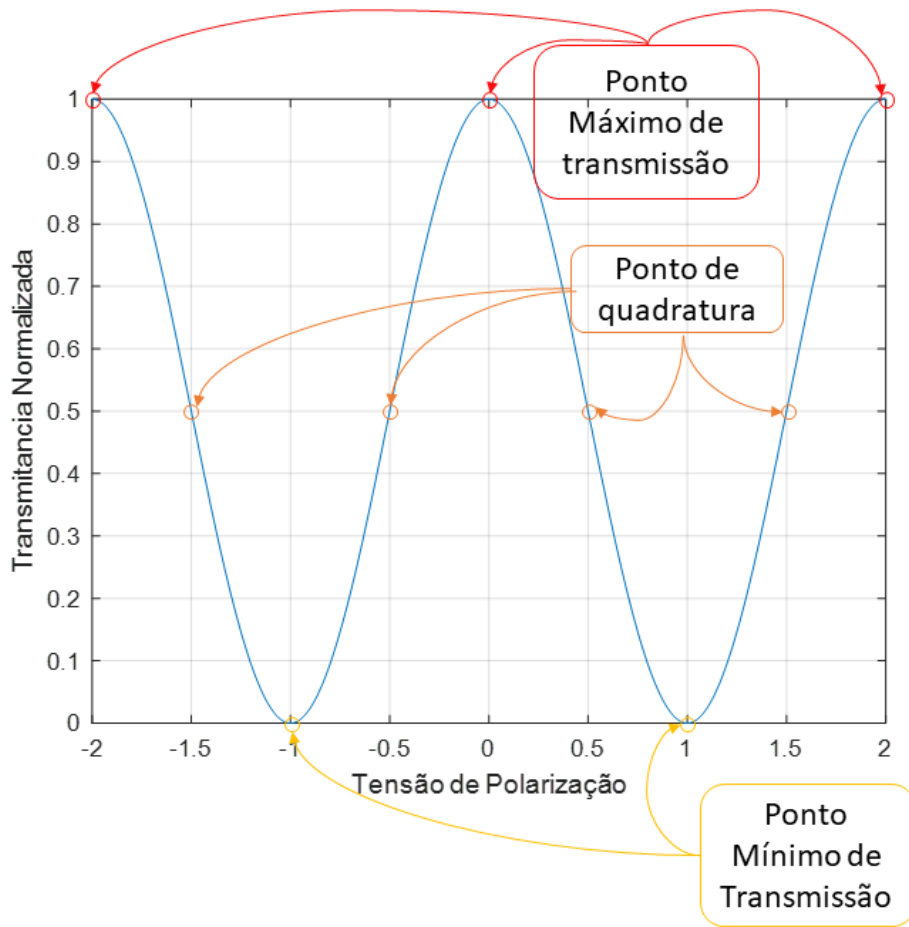


Figura 3.13 Comportamento de um SD-MZM a Polarização

Pode-se observar que, após os sinais serem combinados, resultam num sinal periódico com a intensidade óptica a variar entre valor máximo MATP e o valor mínimo MITP.

3.3.4 Razão de Extinção

Razão de extinção é a relação entre a intensidade óptica máxima e mínima a saída do MZM. A razão de extinção finita é devida a imperfeições existentes no MZM podendo ser atribuídas às diferenças existentes entre os braços, um exemplo disso pode ser a diferença física existente em cada canal, outra imperfeição que torna a razão de extinção finita é relacionada com os conectores-Y. As juntas de divergência-Y não são capazes de separarem a potência óptica de igual forma e as junções-Y também não são capazes de juntar os sinais de igual forma. Resíduos resultantes do processo de produção também podem afectar a razão de extinção.

Com a razão de extinção finita o sinal sofre alterações de fase, estas alterações de fase afectam a componente real e imaginária do sinal, uma solução para combater esses

efeitos é ajustar as perdas de cada braço de modo a igualar as perdas totais em ambos os braços[23].

Sistemas baseados em suprimir a portadora com razão de extinção finita não tem capacidade de a suprimir totalmente (*finite optical carrier suppression ratio* (F-OCSR)), degradando a qualidade do sinal.[24]

A razão de extinção (*Extinction Ratio* (ER)) tem um valor finito quando a divisão de potência na junção-Y não é ideal, nestas circunstâncias o campo a saída do modulador é descrito do seguinte modo:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)(re^{j\phi_1(t)} + (1-r)e^{j\phi_2(t)}) \quad 3.18$$

e

$$I_E(t) = \frac{r^2}{4} \left(1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2} \right) \right) \quad 3.19$$

com

$$\gamma = \frac{1-r}{r} \quad 3.20$$

Quando $r = 0.5$, estamos na situação ideal. Por exemplo, quando $r = 0.47$, $ER = 10 \log_{10} \left(\frac{1+\gamma^2+2\gamma}{1+\gamma^2-2\gamma} \right) = 24.4 \text{ dB}$. Valores típicos de ER são da ordem dos 25 dB.

3.4 Resposta de um MZM a um Sinal RF Sinusoidal

Nesta secção considera-se o caso geral do DD-MZM, no braço 1 é aplicado o sinal de tensão:

$$V_{b_1} = V_{DC_1} + V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_1) \quad 3.21$$

enquanto que no braço 2 é aplicado o sinal de tensão:

$$V_{b_2} = V_{DC_2} + V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_2) \quad 3.22$$

sendo a expressão do DD-MZM a seguinte:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{DC_1 + V_{rf_1}(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{DC_2 + V_{rf_2}(t)}{V_\pi}} \right) \quad 3.23$$

Tendo em conta a igualdade:

$$e^{-jx \text{sen}(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) e^{-jn\theta} \quad 3.24$$

em que $J_n(x)$ representa a função de *Bessel* de primeira espécie, de ordem n e argumento x , podemos desenvolver a expressão 3.22 em séries de funções de *Bessel*, obtendo:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) e^{jn(\omega_{rf}t)} (e^{j\pi V_{DC_1} + jn\phi_1} + e^{j\pi V_{DC_2} + jn\phi_2}) \quad 3.25$$

onde m é o índice de modulação:

$$m = \pi \frac{V_{rf}}{V_{\pi}} \quad 3.26$$

No domínio da frequência óptica:

$$E_{out}(\nu) = \frac{1}{2} E_{in}(\nu) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) (e^{j\pi V_{DC_1} + jn\phi_1} + e^{j\pi V_{DC_2} + jn\phi_2}) \delta(\nu - n f_{rf}) \quad 3.27$$

onde $*$ representa a operação de convolução e $\delta()$ representa o delta de Dirac.

Quando $V_{DC_1} = V_{DC_2} = 0$, ou seja quando o MZM está polarizado no ponto de máxima transferência de potência, e $(\phi_1 = -\phi_2 = 0)$ o espectro óptico à saída do MZM é composto por réplicas do sinal óptico na entrada espaçadas da frequência óptica $\Delta\nu = f_{rf}$, e fator de amplitude proporcional a $J_n(m)$, sendo obtida a modulação ODSB.

3.4.1 Comportamento do modulador SD-MZM

Os gráficos no domínio óptico são traçados em relação à portadora óptica de frequência $f=193,5\text{THz}$, no gráfico a portadora é a componente DC. No domínio eléctrico, os gráficos são traçados na banda base, não existindo parte negativa.

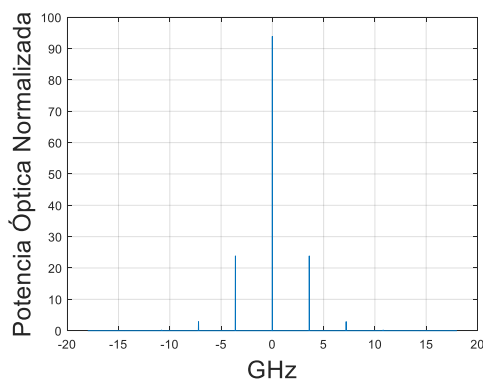


Figura 3.14 Domínio Óptico $m=0.5$

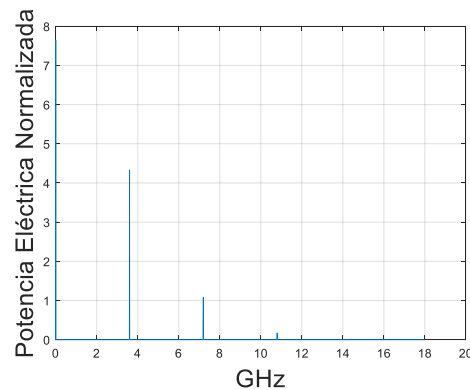


Figura 3.15 Domínio Eléctrico $m=0.5$

Os gráficos anteriores foram obtidos com índice de modulação $m = 0.5$, é possível verificar que as amplitudes das várias harmónicas do espectro óptico seguem o comportamento das funções de *Bessel* para o mesmo índice de modulação. A componente

DC é a componente de maior amplitude seguindo-se o primeiro harmónico, e assim sucessivamente.

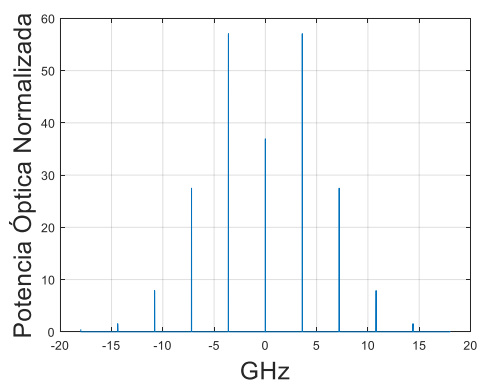


Figura 3.16 Domínio Óptico $m=1.75$

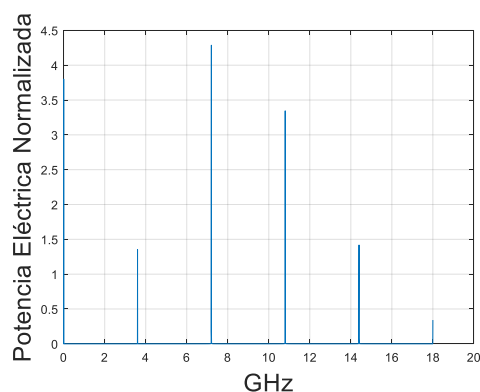


Figura 3.17 Domínio Eléctrico $m= 1.75$

Com o índice de modulação $m = 1.75$ as primeiras harmónicas são superiores à componente DC e restantes componentes, que se verifica no gráfico das funções de *Bessel*, sendo a componente DC também de amplitude superior as restantes, conforme as funções de *Bessel*.

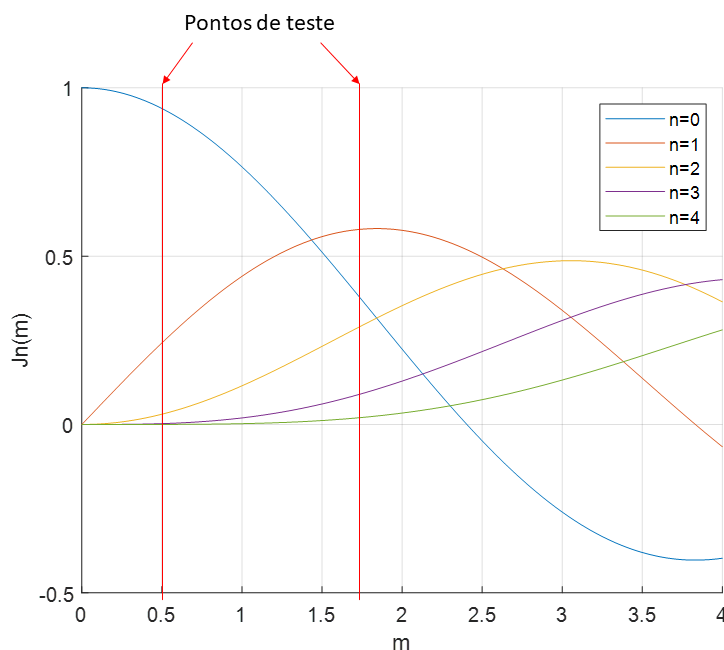


Figura 3.18 Funções de Bessel

Para se obter os espectros de frequência no domínio óptico representados nos seguintes gráficos é necessária a utilização de um analisador de espectros óptico (*optical spectrum analyser* (OSA)) antes do foto-receptor, como mostra a imagem seguinte:

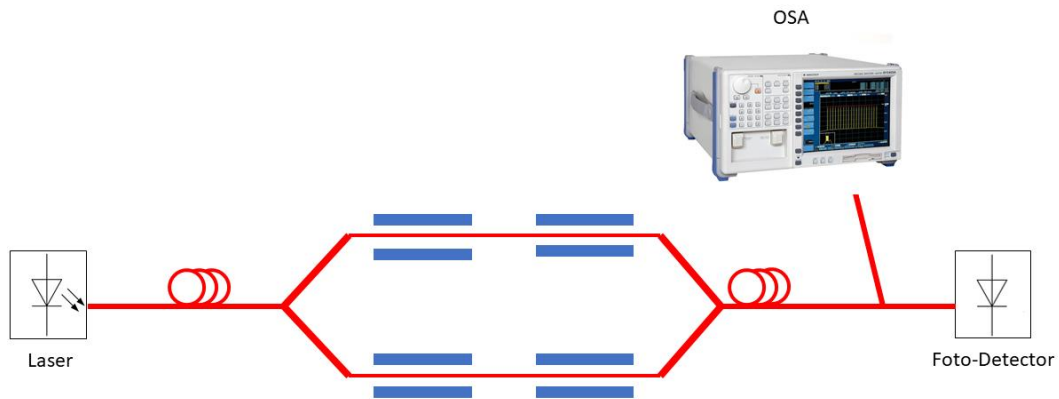


Figura 3.19 Esquema de Obtenção do Espectro de Frequências no Domínio Óptico

Para se obter o espectro de frequências no domínio eléctrico basta posicionar o analisador de espectros eléctrico (*electrical spectrum analyser* (ESA)) após o foto-detector, como representado na figura seguinte:

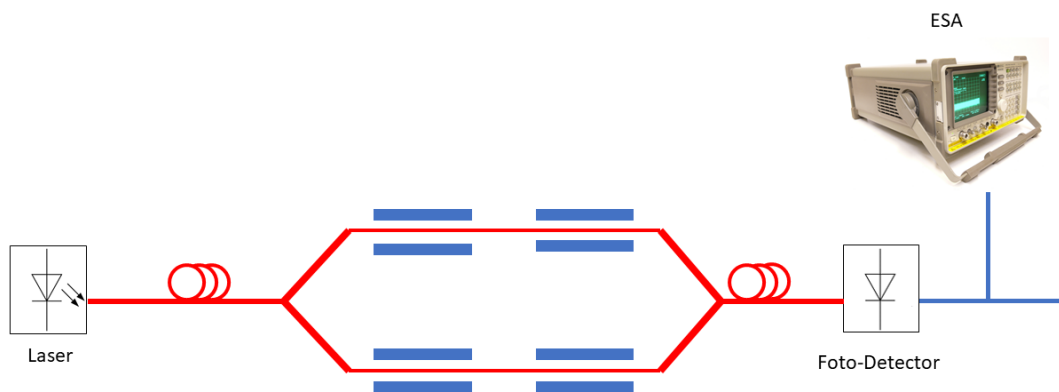


Figura 3.20 Esquema de Obtenção do Espectro de Frequências no Domínio Eléctrico

3.5 Figuras de Mérito de um Sistema RoF

Nesta secção serão apresentadas as figuras de mérito utilizadas para avaliar o desempenho de um sistema RoF analógico. Sendo o sistema RoF um sistema de transmissão de sinais RF, as figuras de mérito utilizadas serão similares às utilizadas na transmissão de sinais de RF.

3.5.1 Ganho e Relação Sinal-Ruído

O ganho de um sistema RoF é medido utilizando a potência fornecida ao modulador com a potência recebida pelo foto-receptor, sendo calculada através da seguinte expressão[25]:

$$G_{rf} = \frac{P_{rfout}}{P_{rfin}} \quad 3.28$$

A relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio* (SNR)), é um conceito que mede a potência do sinal recebido desejado e o ruído existente no sistema, esta relação é muito importante pois determina o desempenho do sistema, é obtida após a conversão O/E, que ocorre no foto-receptor.

3.5.2 Linearidade

A linearidade de um sistema RoF é bastante importante pois é uma das principais causas da limitação dos sistemas RoF. O MZM é um componente não linear sendo um dos principais blocos responsável pela introdução de efeitos não lineares na ligação óptica. A figura seguinte mostra três tipos de comportamento:

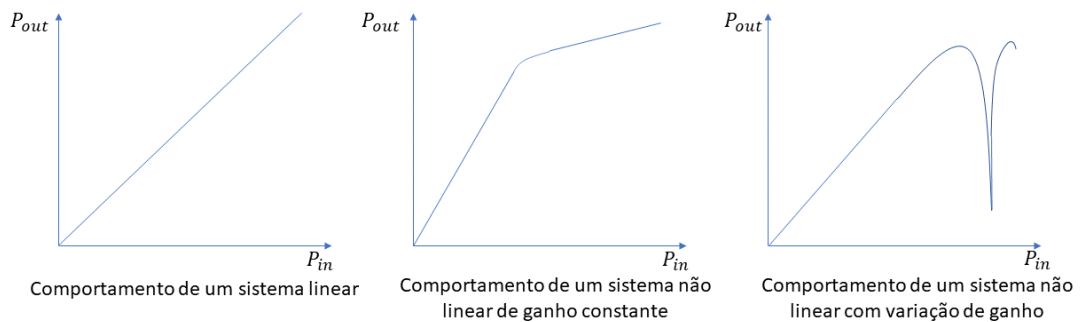


Figura 3.21 Linearidade de um sistema

No primeiro gráfico, o ganho é constante para qualquer potência de entrada aplicada ao sistema, sendo um sistema linear. No segundo gráfico o sistema apresenta dois ganhos, um antes de saturar e outro após saturar, idealmente ambos os ganhos são lineares. O último gráfico apresenta um ganho constante até ao ponto de saturação, e um ganho variável após esse ponto. Os MZM apresentam um comportamento semelhante ao terceiro gráfico, sendo necessário realizar um estudo em relação a gama de compressão, para este estudo é utilizado apenas um tom puro (um sinal com apenas um harmónico fundamental). É também realizado um estudo em relação a gama livre de espúrias, utilizando dois tons (um sinal com pelo menos dois harmónicos fundamentais) e ponto de intersecção de terceira ordem.

A gama dinâmica de compressão (*Compression Dynamic Range*, (CDR)) é uma das principais características de avaliação do desempenho de um sistema RoF, a CDR é um indicador importante nestes sistemas pois os sinais RF que serão utilizados na 5G têm elevadas gamas de potência. Outro parâmetro que caracteriza a linearidade de uma

ligação RoF é o ponto de intersecção de terceira ordem (*third-order Intercept Point*, (IP3)) e da gama dinâmica livre de espúrias (*Spurious-Free Dynamic Range* (SFDR)).

Em sistemas lineares o sinal de saída pode variar em amplitude e/ou em defasamento em relação ao sinal original, não existindo geração de novos harmônicos mesmo utilizando sinais sinusoidais. Em sistemas não lineares são gerados novos harmônicos com a utilização de sinais sinusoidais, os harmônicos gerados tem frequências múltiplas da frequência do sinal original. Ocorre intermodulação quando o sinal sinusoidal aplicado a um sistema não linear contém dois ou mais tons com frequências diferentes, caso o sinal contenha apenas dois tons, são gerados harmônicos a frequências múltiplas das frequências originais e devido a intermodulação são geradas componentes com as seguintes frequências: $f_1 - f_2, f_2 + f_1, 2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1$. [26]

3.5.3 Gama Dinâmica de Compressão (CDR)

Esta é a gama de potências para a qual a potência de saída não é inferior a 1dB da potência ideal e superior ao ruído. Matematicamente é descrita da seguinte forma:

$$CDR_{xdB} = \frac{P_{xdB} 10^{\frac{x}{10}}}{N_{out} B} \quad 3.29$$

Onde P_{xdB} é a potência de saída com x -dB de compressão, neste caso $x=1$ dB, N_{out} é a potência do ruído de fundo do sistema e B é a largura de banda escolhida para medir o valor do ruído. [26]

O gráfico seguinte é utilizado para fazer uma avaliação visual da CDR.

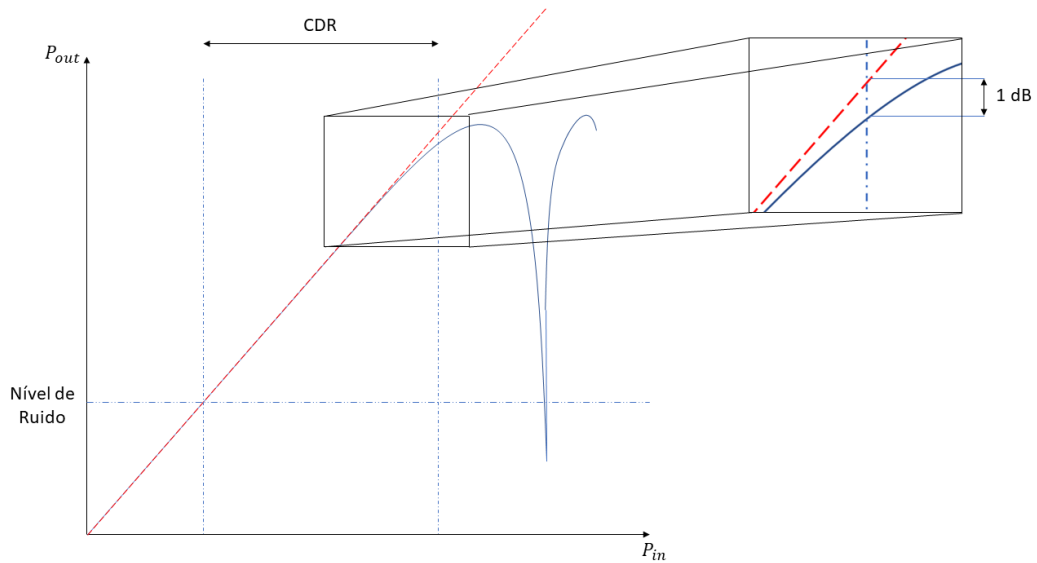


Figura 3.22 Gama dinâmica de compressão

3.5.4 Gama Dinâmica Livre de Espúrias (SFDR)

A SFDR representa a gama de potências de entrada, onde a potência de saída da frequência fundamental é superior à potência de ruído e a potência à saída da componente gerada por intermodulação está abaixo de um patamar previamente definido. Esta medida caracteriza assim, não só a linearidade, mas também o ruído.

A gama para a qual a potência do ruído do sistema é superior à potência dos harmónicos indesejados e inferior à potência do sinal de interesse é superior é conhecida como SFDR[26]. Matematicamente é descrito por:

$$SFDR_n = \left(\frac{OIP_n}{N_{out}B} \right)^{\frac{n-1}{n}} \quad 3.30$$

Onde n é definido como ponto de intersecção de ordem de saída n (*Output Intercep Point* (OIP_n)), N_{out} é a potência do ruído de fundo do sistema e B é a largura de banda escolhida para medir o valor do ruído.[26]

A potência do ruído de fundo do sistema pode ser calculada através da seguinte expressão:

$$P = 4k_BTB \quad 3.31$$

Onde k_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura do dispositivo em Kelvin e B a largura de banda utilizada.

3.5.5 Ponto de Intersecção de Terceira Ordem (IP3)

Para medir o IP3, o sistema é testado com uma portadora pura de frequência f_1 . Para um sistema não-linear, à saída serão geradas harmônicas, de 2ª ordem $2f_1$, de 3ª ordem $3f_1$, etc. O IP3 representa o ponto de intersecção do prolongamento das rectas que representam a potência de saída da frequência fundamental e da terceira harmônica, em função da potência de entrada.

O gráfico seguinte é útil para fazer uma análise visual da SFDR e do IP3

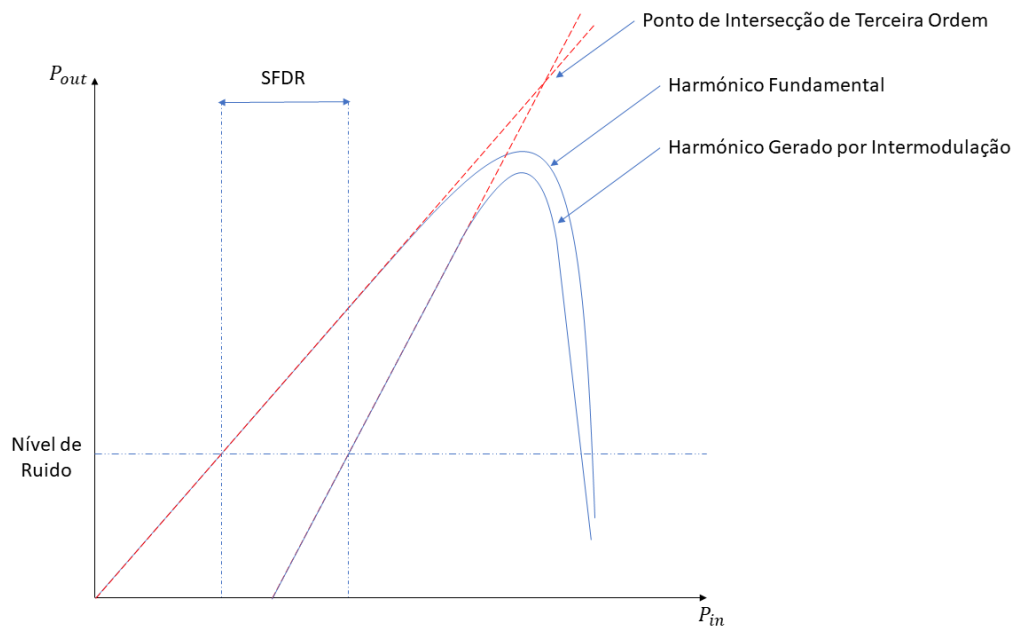


Figura 3.23 Gráfico da SFDR e IP3

4 Geração e Conversão de Frequência de Sinais de Rádio Baseada em Fotónica

Para além do transporte de sinais de rádio a tecnologia fotónica também pode desempenhar um papel fundamental na geração e conversão de frequência de sinais de rádio frequência. Os conceitos introduzidos neste capítulo são particularmente relevantes para operação na gama das ondas milimétricas onde a implementação de osciladores e outros componentes eléctricos de grande largura de banda é difícil.

Neste capítulo começa-se por identificar as características ideais de uma portadora de rádio frequência (oscilador), seguindo-se o estudo sobre a geração fotónica de ondas milimétricas em particular sobre a modulação externa.

4.1 Osciladores

Um oscilador é um sistema capaz de gerar sinais periódicos, sinais esses que geralmente são ondas sinusoidais ou ondas quadradas. Existem vários tipos de osciladores, dois exemplos de osciladores são: electrónicos e de cristal.

O oscilador de cristal utiliza normalmente cristal de quartzo, que apresenta boa estabilidade e desempenho elevado a baixo custo, é ideal para sistemas que funcionem sempre na mesma frequência, em sistemas que funcionem com várias frequências este oscilador não é prático pois a sintonização requer a troca do cristal. A vantagem deste tipo de oscilador é ter uma estabilidade muito superior quando comparado com os osciladores electrónicos que utilizam circuitos LC [27],[28].

4.1.1 Osciladores em Sistemas de Comunicação de Rádio

Praticamente todos os sistemas de comunicação de rádio, utilizam no mínimo um oscilador, com a função de converter o sinal de informação que normalmente se encontra na banda base para a frequência de operação. Os osciladores são utilizados nos dois extremos do sistema, quer do lado dos receptores quer do lado dos emissores.

4.1.2 Parâmetros Principais de um Oscilador

Como qualquer equipamento electrónico, o oscilador tem um número de características que influenciam o seu design de modo a funcionar nas especificações requeridas para o projecto, as características mais importantes de um oscilador são: frequência de oscilação, potência de saída, pureza espectral, estabilidade e gama de sintonização.

4.1.3 Frequência de Oscilação

A gama de frequências representa a frequência mínima e máxima para a qual um oscilador pode gerar um sinal sem que este sofra distorção. Um oscilador costuma ser caracterizado pela gama de frequências do sinal de saída por si gerado.

4.1.4 Estabilidade da Frequência

Capacidade que um oscilador tem de gerar e manter um sinal com as mesmas características ao longo do tempo, por exemplo amplitude e frequência. É também a capacidade de compensar as perturbações causadas pelo próprio sistema, por exemplo a temperatura do oscilador, quer por perturbações externas, como vibrações ou a temperatura ambiente.

4.1.5 Pureza espectral

A pureza espectral classifica a sua largura espectral de um sinal, quanto menor for a sua largura espectral, mais puro será o sinal. Num oscilador é representado pela capacidade de gerar um sinal o mais próximo de uma frequência constante, na prática não é possível devido ao jitter existente.

4.1.6 Jitter

O jitter é uma alteração no período do sinal produzido pelo oscilador, que pode ser provocado pela temperatura, pela fonte de alimentação, ou por interferência electromagnética.[29]

4.1.7 Ruído de Fase

Ruído de fase é definido como a relação entre a potência do ruído e a potência da portadora. O valor da potência do ruído é medida no intervalo de 1 Hz numa frequência desfasada da frequência da portadora. Idealmente um oscilador não apresenta ruído de fase e o sinal por ele gerado é puro, por exemplo uma sinusóide. Na prática isso não acontece e o sinal por ele gerado contem componentes de ruído como a amplitude e fase do ruído. A figura de mérito usada para medir a qualidade de um sinal produzido por um oscilador é chamada de ruído de fase (PN) [30].

5 Configurações de Moduladores e Modulações

Neste capítulo é realizado um estudo mais aprofundado dos diferentes tipos de moduladores, das possíveis combinações de moduladores e das modulações possíveis de obter para cada modulador. É realizado também o estudo do desempenho dos moduladores.

5.1 Configurações Possíveis

O modulador mais simples que existe é o modulador de fase, representado na Figura 3.10 Esquema Modulador de Fase, que é composto por uma guia de onda e dois condutores. Acrescentando uma guia de onda em paralelo e dois conectores Y, obtemos um modulador de intensidade, representado no esquema seguinte:

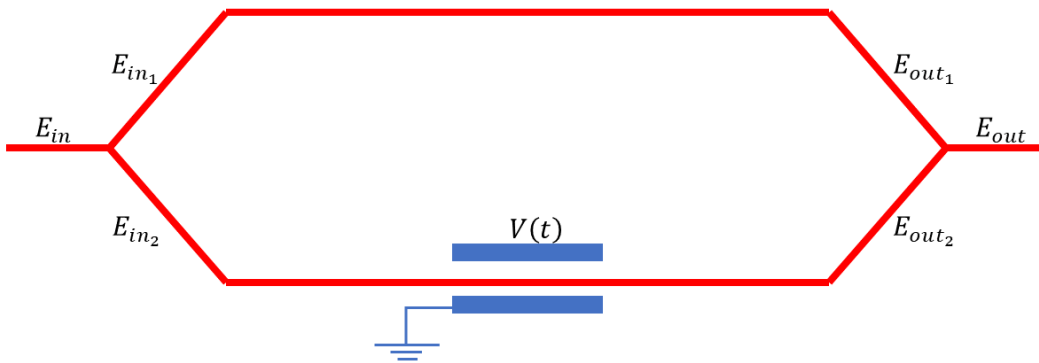


Figura 5.1 Esquema de um Modulador de Intensidade

Nesta configuração o sinal óptico é separado de forma equivalente no primeiro conector Y sendo recombinado no segundo conector Y à saída do modulador. Acrescentando mais uns condutores obtemos o SD-MZM, ou um DD-MZM representados nas Figura 3.11 Esquema de um SD-MZM e Figura 3.12 Esquema de um DD-MZM.

5.2 SD-MZM

Este modulador, representado na Figura 3.11 Esquema de um SD-MZM, só permite polarização de um dos seus braços.

5.2.1 Modelo Matemático

O modulador é descrito matematicamente pela seguinte expressão, onde se aplica apenas um tom a portadora óptica:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\left(\pi \frac{V_{DC1} + V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_1)}{V_{\pi}}\right)} + e^{j\left(\pi \frac{V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_2)}{V_{\pi}}\right)} \right) \quad 5.1$$

onde $E_{in}(t)$ é dado pela 3.11. Tendo em conta a igualdade de *Jacobi-Anger*, a equação anterior é manipulada de forma a obter uma expansão em séries de *Bessel*.

5.2.1.1 Desenvolvimento em Séries de Bessel

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \left(\frac{V_{DC1}}{V_{\pi}} + \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \sin(\omega_{RF}t + \phi_1) \right)} + e^{j\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \sin(\omega_{RF}t + \phi_2)} \right) \\
 E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} \times e^{j\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \sin(\omega_{RF}t + \phi_1)} + e^{j\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \sin(\omega_{RF}t + \phi_2)} \right) \\
 E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \right) e^{jn(\omega_{RF}t + \phi_1)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \right) e^{jn(\omega_{RF}t + \phi_2)} \right) \\
 E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}} \right) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} e^{jn(\omega_{RF}t + \phi_1)} + e^{jn(\omega_{RF}t + \phi_2)} \right) \\
 E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_n(m)) e^{jn(\omega_{rf}t)} (e^{j\pi V_{DC} + jn\phi_1} + e^{jn\phi_2}) \tag{5.2}
 \end{aligned}$$

Onde m é o índice de modulação, definido pela equação 3.26.

Aplicando dois tons puros, a expressão resultante é a seguinte:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\left(\pi \frac{V_{DC1} + RF_1}{V_{\pi}}\right)} + e^{j\left(\pi \frac{RF_2}{V_{\pi}}\right)} \right) \tag{5.3}$$

$$RF_i = V_{rf}(\sin(\omega_{rf1}t + \phi_i) + \sin(\omega_{rf2}t + \phi_i)) \tag{5.4}$$

O índice i identifica o braço ao qual se está a aplicar o sinal RF.

5.2.2 Modulações Ópticas permitidas com o SD-MZM

Com este modulador é possível obter as modulações ODSB e OSSB. Para se obter a modulação ODSB utiliza-se um desfasamento nulo entre os braços e uma tensão de polarização de 0.5V, para obter a modulação OSSB utiliza-se um desfasamento de $\pm 90^\circ$ e uma polarização de 0.5V.

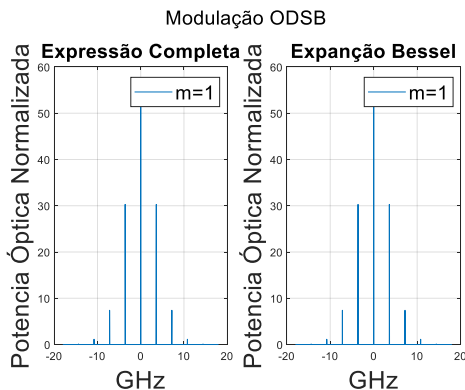


Figura 5.2 Modulador SD-MZM-modulação ODSB um tom puro

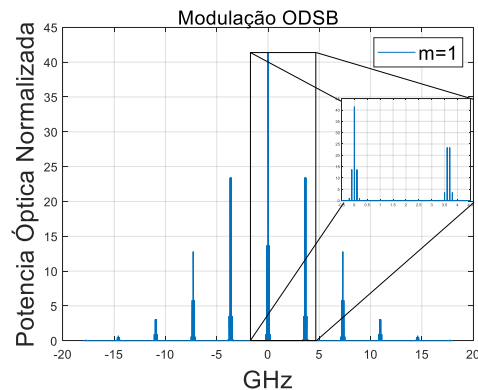


Figura 5.3 Modulador SD-MZM-modulação OSSB dois tons puros

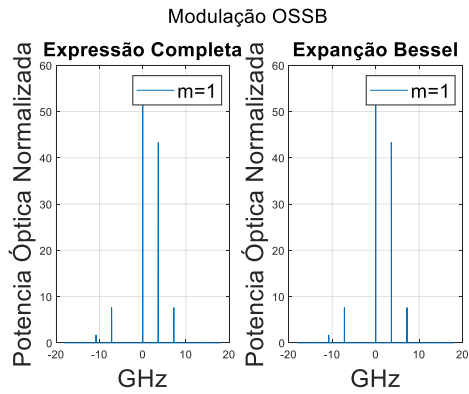


Figura 5.4 Modulador SD-MZM-modulação OSSB um tom puro

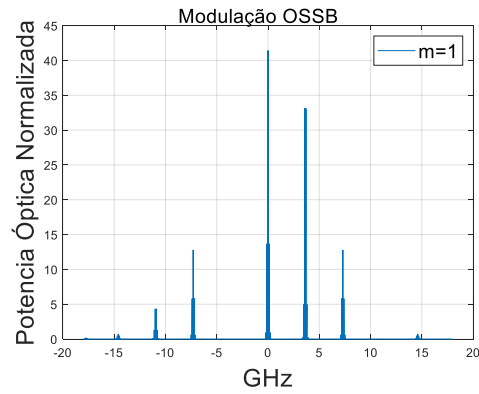


Figura 5.5 Modulador SD-MZM-modulação OSSB dois tons puros

Nas figuras anteriores é possível visualizar a diferença existente dos espectros ópticos para um ou dois tons aplicados, também se verifica que as componentes provocadas por intermodulação não seguem o comportamento das funções de *Bessel*. Na análise dos próximos gráficos os aglomerados de riscas nos espectros de dois tons são considerados grupos, o grupo onde se encontram os primeiros harmónicos dos dois tons é o primeiro grupo, onde se encontram os segundos harmónicos é o segundo grupo e assim sucessivamente.

5.2.3 Domínio Óptico vs. Eléctrico

Nos gráficos seguintes estão representadas modulações no domínio óptico e domínio eléctrico, para um e dois tons. Os gráficos no domínio óptico são traçados em relação à portadora óptica de frequência $f=193,5\text{THz}$, nos gráficos a portadora é a componente DC. No domínio eléctrico, os gráficos são traçados na banda base, não existindo parte negativa. Em todos os gráficos é utilizado um índice de modulação igual a 1 ($m=1$).

Um tom:

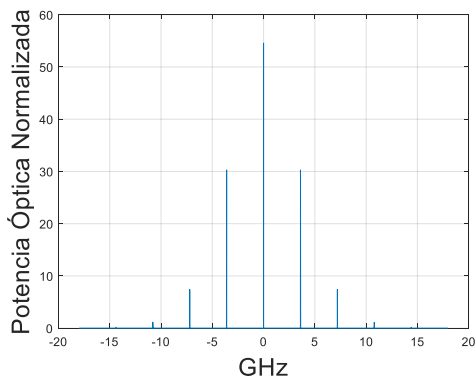


Figura.5.6 Espectro óptico ODSB

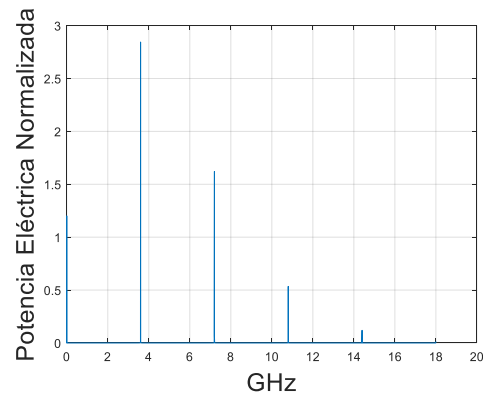


Figura.5.7 Espectro eléctrico ODSB

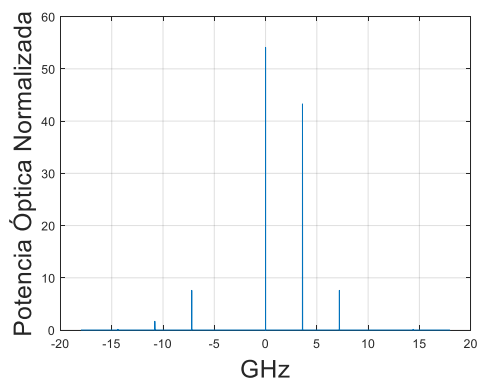


Figura.5.8 Espectro óptico OSSB

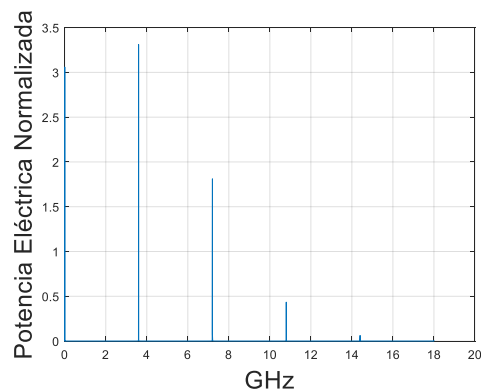


Figura.5.9 Espectro eléctrico OSSB

Comparando os gráficos do domínio óptico com o gráfico da **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, verifica-se que os vários harmónicos presentes nos gráficos seguem o comportamento das funções de *Bessel*, onde a componente de maior amplitude é a componente DC, seguindo-se os primeiros harmónicos depois os segundos harmónicos e assim sucessivamente. No domínio eléctrico verifica-se que o primeiro harmónico é a componente de maior amplitude, sendo a componente ideal como portadora do sinal RF que se pretende transmitir.

Para dois tons:

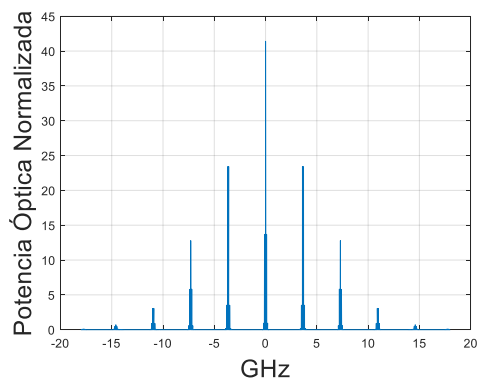


Figura 5.10 Espectro óptico ODSB

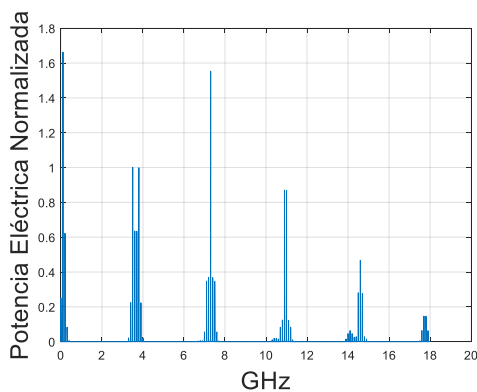


Figura 5.11 Espectro eléctrico ODSB

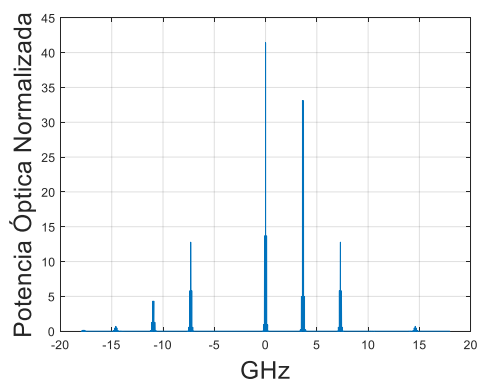


Figura 5.12 Espectro óptico OSSB

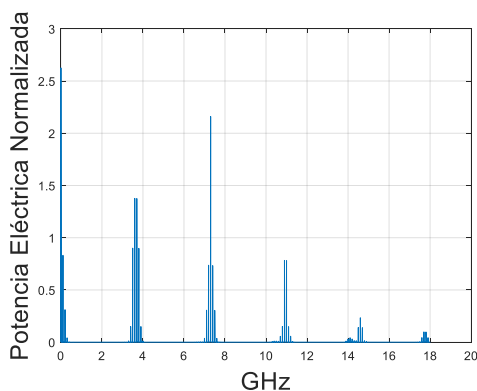


Figura 5.13 Espectro eléctrico OSSB

No domínio óptico verifica-se que o modulador tem o comportamento esperado, mas apenas para harmónicos múltiplos dos tons aplicados ao modulador, as componentes geradas por intermodulação não seguem o comportamento das funções de *Bessel* representadas na **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** No domínio eléctrico as componentes de maior amplitude são as componentes de intermodulação, para ambas as modulações as portadoras de primeira ordem (harmónicos de primeira ordem dos dois tons) são as componentes ideais para se transportar os sinais RF.

5.2.4 Figuras de mérito

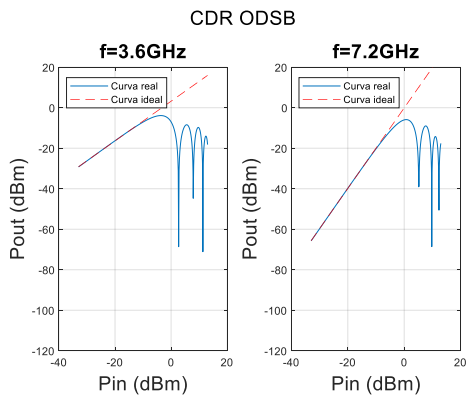


Figura 5.14 CDR modulação ODSB

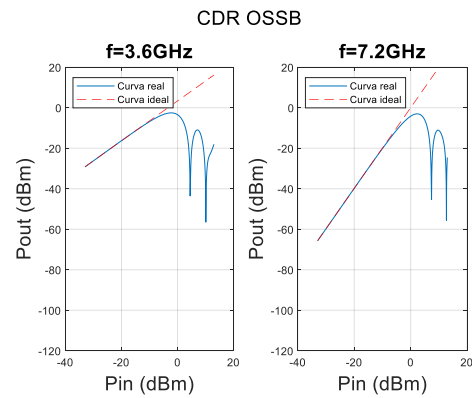


Figura 5.15 CDR modulação OSSB

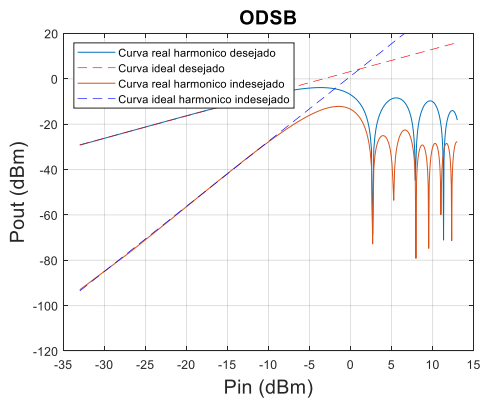


Figura 5.16 SFDR modulação ODSB

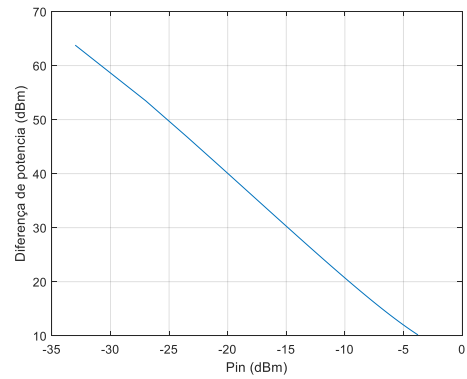


Figura 5.17 Diferença de potência entre o harmónico fundamental e o harmónico gerado por intermodulação

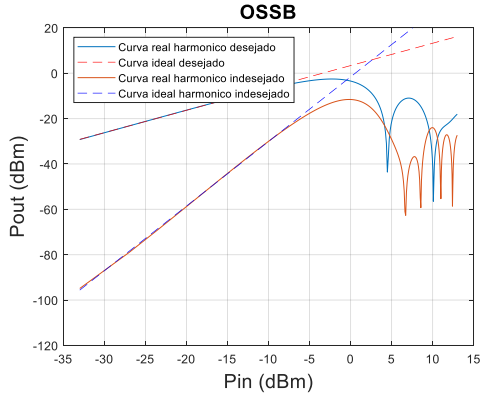


Figura 5.18 SFDR modulação OSSB

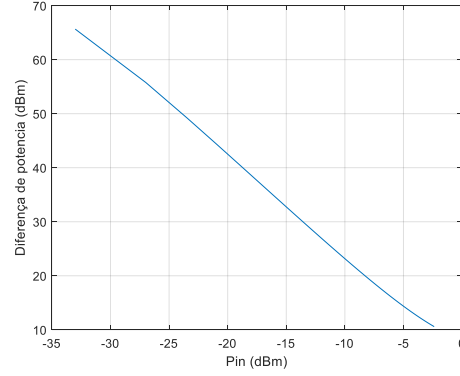


Figura 5.19 Diferença de potência entre o harmônico fundamental e o harmônico gerado por intermodulação

Na secção 5.8 são analisados os resultados obtidos, sendo comparado com os moduladores das secções 5.3 e 5.4.

5.3 DD-MZM

Este modulador, representado na Figura 3.12 Esquema de um DD-MZM, permite a polarização dos seus braços de forma independente.

5.3.1 Modelo Matemático

Com este modulador temos acesso a ambos os braços, o que o torna mais versátil que o modulador SD-MZM. O DD-MZM é descrito pela seguinte equação matemática [31]:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\left(\pi \frac{V_{DC1} + V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_1)}{V_{\pi}}\right)} + e^{j\left(\pi \frac{V_{DC2} + V_{rf} \sin(\omega_{rf}t + \phi_2)}{V_{\pi}}\right)} \right) \quad 5.5$$

5.3.1.1 Desenvolvimento em Séries de Bessel

$$\begin{aligned} E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \left(\frac{V_{DC1}}{V_{\pi}} + V_{RF} \sin(\omega_{RF}t + \phi_1)\right)} + e^{j\pi \left(\frac{V_{DC2}}{V_{\pi}} + V_{RF} \sin(\omega_{RF}t + \phi_2)\right)} \right) \\ E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} \times e^{j\pi V_{RF} \sin(\omega_{RF}t + \phi_1)} + e^{j\pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}}} \times e^{j\pi (V_{RF} \sin(\omega_{RF}t + \phi_2))} \right) \\ E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF} + \phi_1)} + e^{j\pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF} + \phi_2)} \right) \\ E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} e^{jn(\omega_{RF} + \phi_1)} + e^{j\pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}}} e^{jn(\omega_{RF} + \phi_2)} \right) \\ E_{out} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn\omega_{RF}} \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}} e^{jn\phi_1} + e^{j\pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}}} e^{jn\phi_2} \right) \\ E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_n(m)) e^{jn(\omega_{rf}t)} \left(e^{j\pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}} + jn\phi_1} + e^{j\pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}} + jn\phi_2} \right) \quad 5.6 \end{aligned}$$

Utilizando dois tons a expressão é a seguinte:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_0 e^{j\omega_o t} \left(e^{j\left(\pi \frac{V_{DC1} + RF_1}{V_\pi}\right)} + e^{j\left(\pi \frac{V_{DC2} + RF_2}{V_\pi}\right)} \right) \quad 5.7$$

5.3.2 Modulações Ópticas

Utilizando este modulador é possível obter as modulações ODSB, OSSB e a modulação OCS. Para se obter a modulação ODSB utiliza-se um desfaseamento nulo entre os braços e uma tensão de polarização de 0.5V para ambos os braços. Para a modulação OSSB utiliza-se um desfaseamento de $\frac{\pi}{2}$ entre os braços e uma tensão de polarização de 0.25V para um braço e -0.25V para o outro. Com o modulador SD-MZM apenas se controla um dos braços, não possibilitando a supressão da portadora óptica. Com o modulador DD-MZM é possível suprimir a portadora utilizando um desfaseamento de $\frac{\pi}{2}$ entre os braços e uma tensão de polarização de 0.5V para um braço e -0.5V para o outro braço.

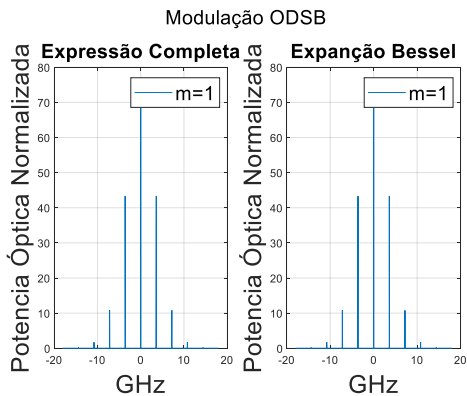


Figura 5.20 Modulação ODSB um tom puro

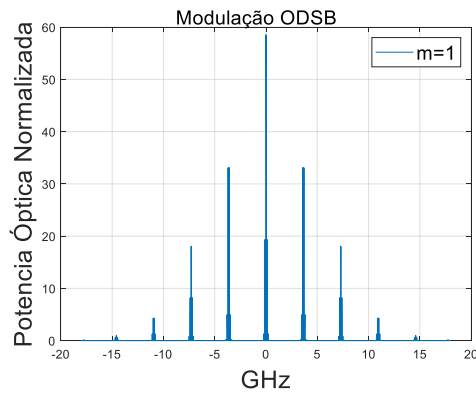


Figura 5.21 Modulação ODSB dois tons puros

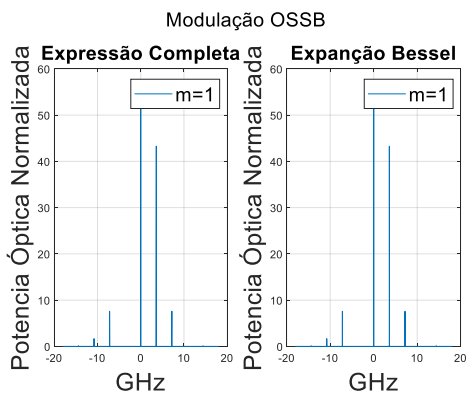


Figura 5.22 Modulação OSSB um tom puro

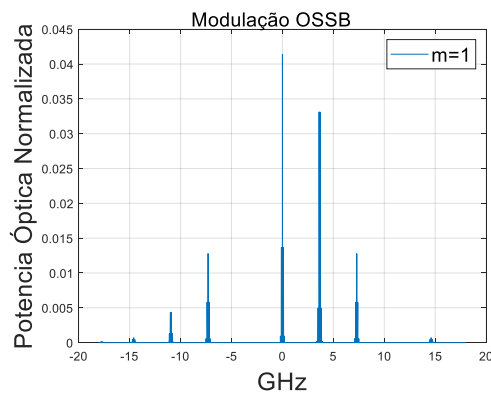


Figura 5.23 Modulação OSSB dois tons puros

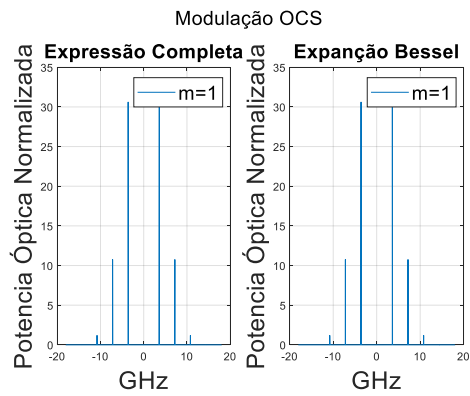


Figura 5.24 Modulação OCS um tom puro

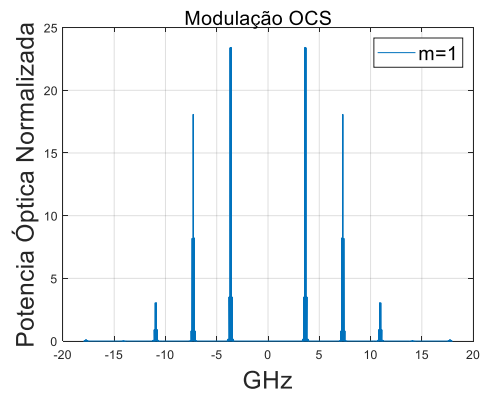


Figura 5.25 Modulação OCS dois tons puros

5.3.3 Domínio Óptico vs. Eléctrico

Nos gráficos seguintes estão representadas modulações no domínio óptico e domínio eléctrico, para um e dois tons.

Um tom:

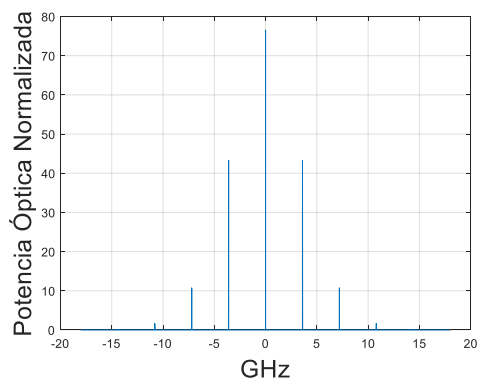


Figura 5.26 Espectro óptico ODSB

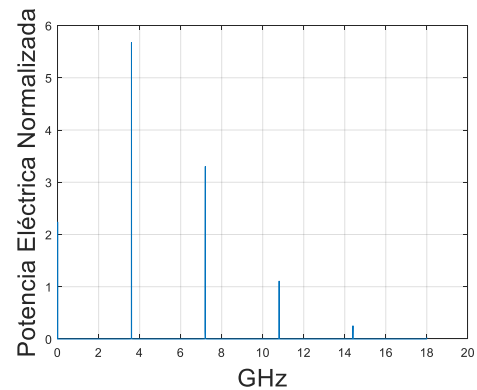


Figura 5.27 Espectro eléctrico ODSB

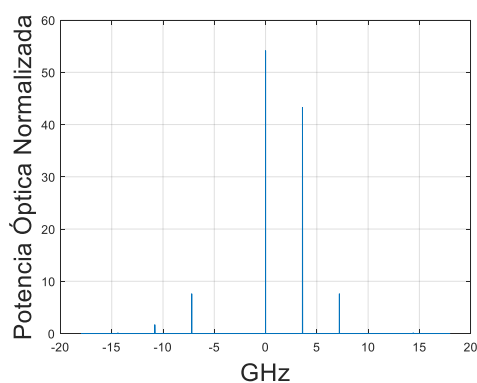


Figura 5.28 Espectro óptico OSSB

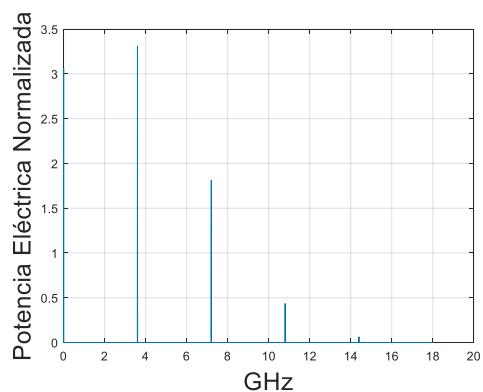


Figura 5.29 Espectro eléctrico OSSB

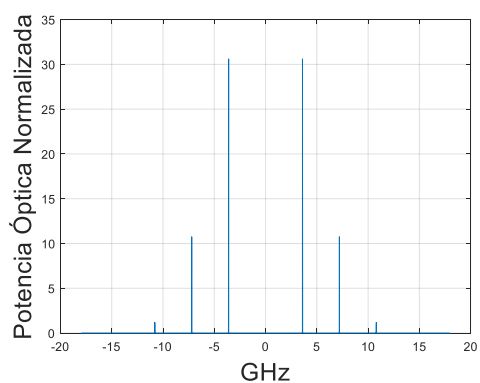


Figura 5.30 Espectro frequências óptico OCS

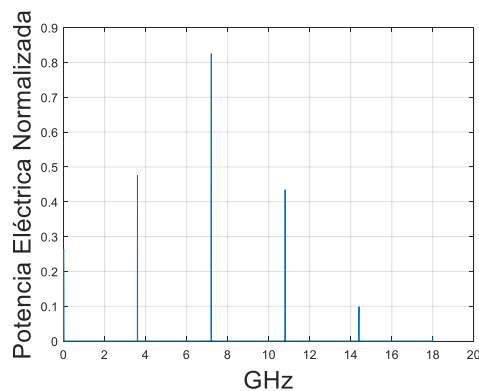


Figura 5.31 Espectro eléctrico OCS

Para este modulador constata-se que o comportamento dos harmónicos no domínio óptico segue as curvas de *Bessel* da **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** No domínio eléctrico verifica-se que o primeiro harmónico é a componente de maior amplitude para as modulações **ODSB** e **OSSB**, sendo a componente ideal a utilizar como portadora do sinal RF que se pretende transmitir, para a modulação **OCS** o segundo harmónico é a componente de maior amplitude sendo a portadora ideal para transportar o sinal RF.

Dois tons:

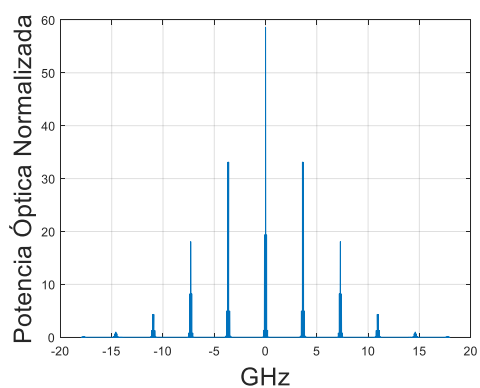


Figura 5.32 Espectro óptico ODSB

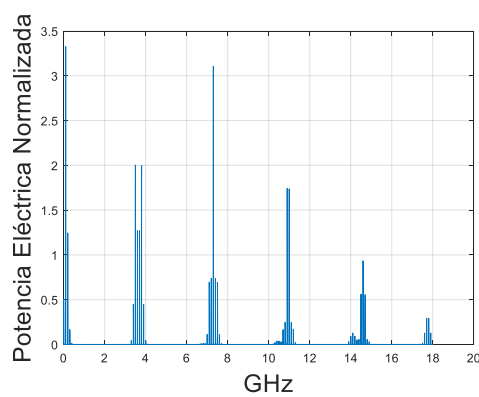


Figura 5.33 Espectro eléctrico, ODSB

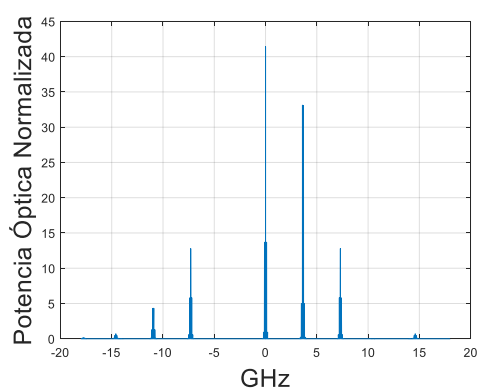


Figura 5.34 Espectro óptico, OSSB

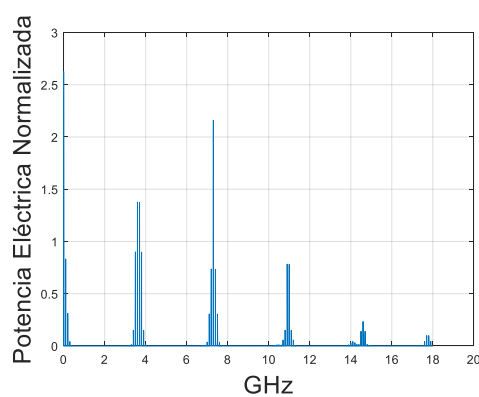


Figura 5.35 Espectro eléctrico, OSSB

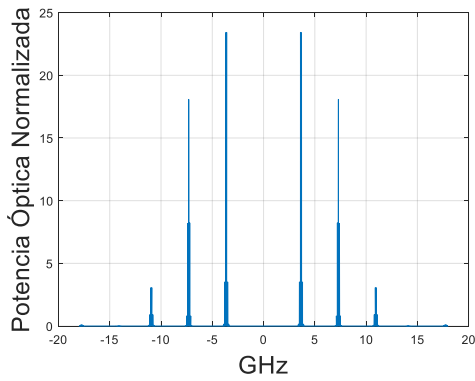


Figura 5.36 Espectro óptico OCS

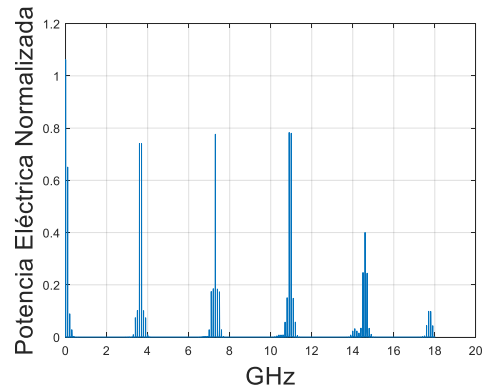


Figura 5.37 Espectro eléctrico OCS

No domínio óptico verifica-se novamente o comportamento esperado para harmónicos múltiplos dos tons aplicados ao modulador, as componentes geradas por intermodulação não seguem o comportamento das funções de *Bessel* representadas na **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, no domínio eléctrico o espectro obtido é diferente para as três configurações. Na modulação **ODSB**, as componentes de maior amplitude do primeiro grupo são as componentes de intermodulação, o mesmo acontece para o segundo grupo e restantes grupos. Para a modulação **OSSB** no primeiro grupo os harmónicos dos sinais RF são as componentes de maior amplitude, no segundo grupo as componentes de intermodulação são as componentes de maior amplitude, o mesmo acontece nos restantes grupos de harmónicos. Na modulação **OCS** os harmónicos do sinal são as componentes de maior amplitude no primeiro grupo, nos restantes são as componentes de intermodulação.

5.3.4 Figuras de Mérito

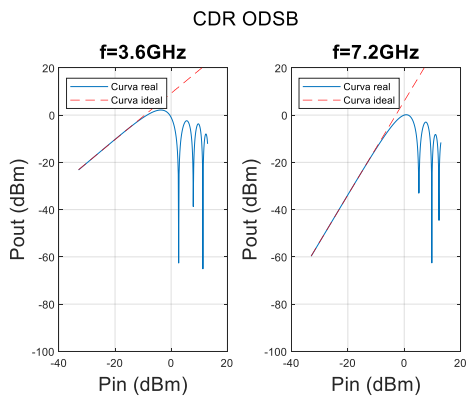


Figura 5.38 CDR modulação ODSB

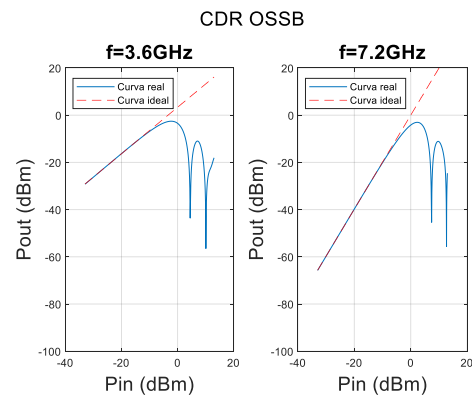


Figura 5.39 CDR modulação OSSB

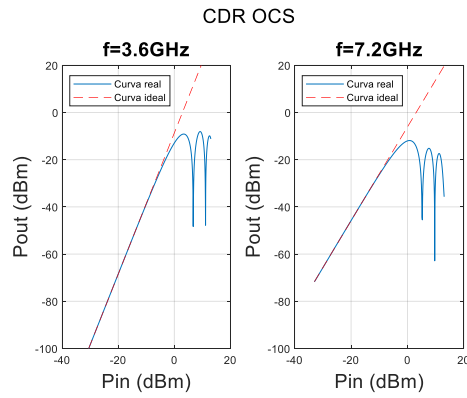


Figura 5.40 CDR modulação OCS

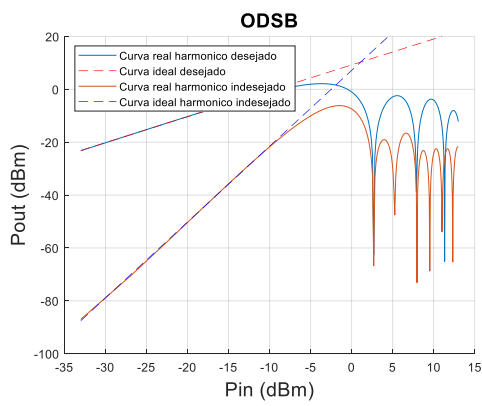


Figura 5.41 SFDR modulação ODSB

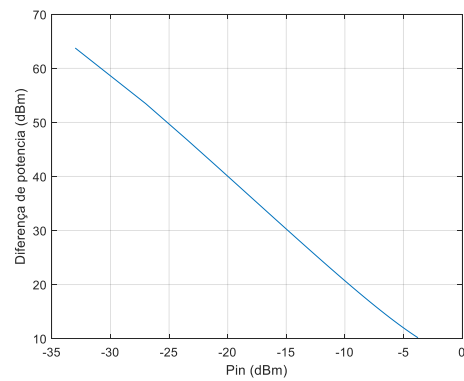


Figura 5.42 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado

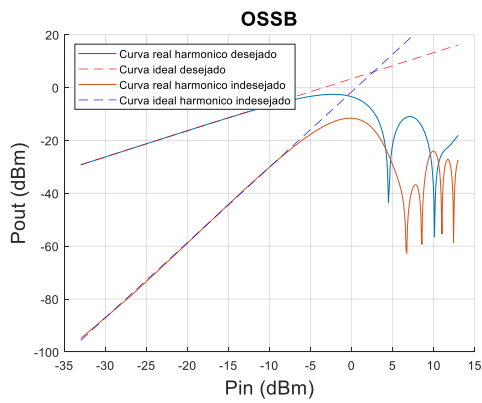


Figura 5.43 SFDR modulação OSSB

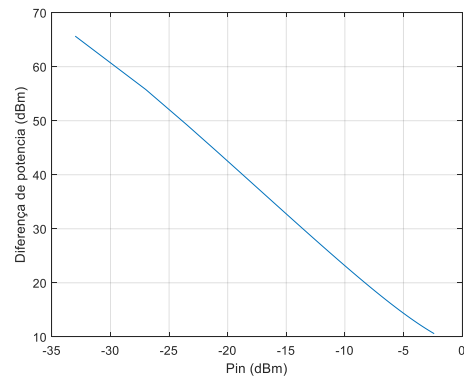


Figura 5.44 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado

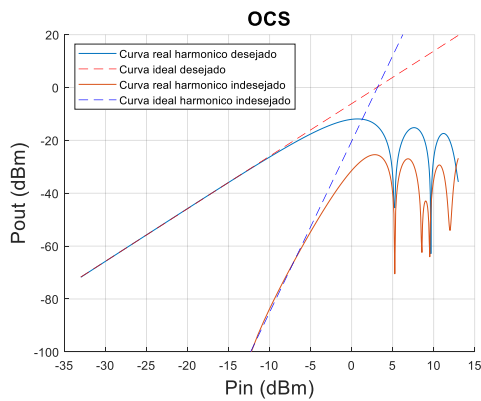


Figura 5.45 SFDR modulação OSSB

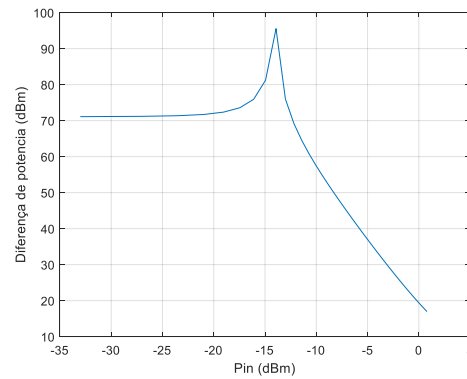


Figura 5.46 Diferença de potência entre o harmônico desejado e o harmônico indesejado

5.4 DP-SD-MZM

A partir dos moduladores anteriores é possível construir novos tipos de moduladores, um muito utilizado é conhecido por *Dual Parallel Mach Zehnder Modulator* (DP-SD-MZM), este modulador utiliza dois moduladores em paralelo, onde os moduladores podem ser SD-MZM ou DD-MZM, estando um deles em serie com um modulador de fase. Na figura seguinte está representado um modulador DP-SD-MZM, pois este utiliza moduladores do tipo SD-MZM.

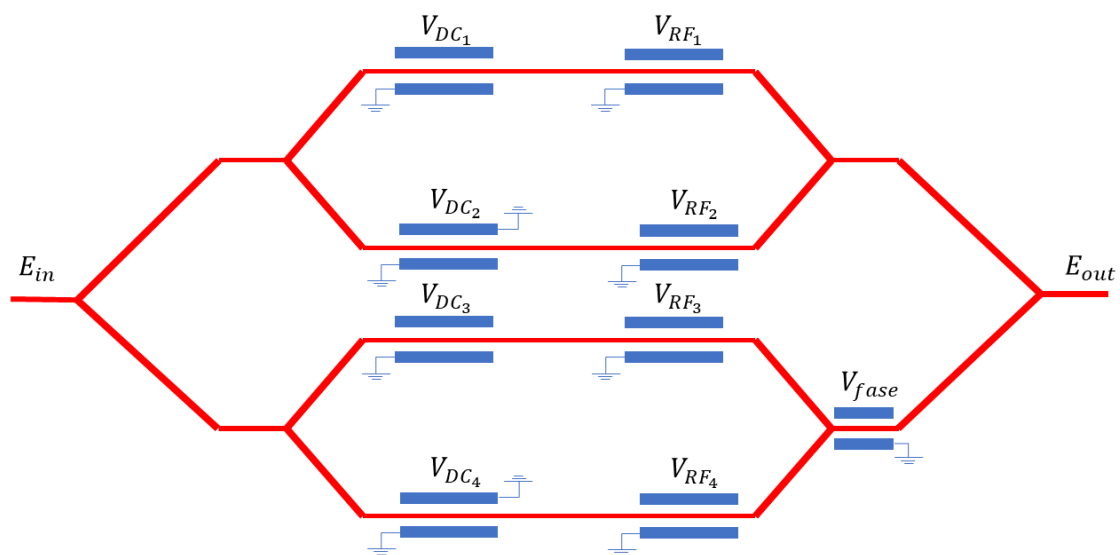


Figura 5.47 Esquema de um DP-SD-MZM

5.4.1 Modelo Matemático

Utilizando este modulador é possível obter as mesmas modulações que o DD-MZM, a expressão que o caracteriza é:

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t) = \frac{1}{4}E_0e^{j\omega_0t} & \left(e^{j\left(\pi\frac{V_{DC1}+V_{rf}\sin(\omega_{rf}t+\phi_1)}{V_\pi}\right)} + e^{j\left(\pi\frac{V_{rf}\sin(\omega_{rf}t+\phi_2)}{V_\pi}\right)} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\left(\pi\frac{V_{DC2}+V_{rf}\sin(\omega_{rf}t+\phi_3)}{V_\pi}\right)} + e^{j\left(\pi\frac{V_{rf}\sin(\omega_{rf}t+\phi_4)}{V_\pi}\right)} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

5.4.1.1 Desenvolvimento em Séries de Bessel

$$\begin{aligned}
 E_{out} = 0.25E_0e^{j\omega_0t} & \left(e^{j\pi(V_{DC1}+V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_1))} + e^{j\pi(V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_2))} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi(V_{DC2}+V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_3))} + e^{j\pi(V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_4))} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{out} = 0.25E_0e^{j\omega_0t} & \left(e^{j\pi V_{DC1}} \times e^{j\pi V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_1)} + e^{j\pi(V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_2))} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi V_{DC2}} \times e^{j\pi V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_3)} + e^{j\pi(V_{RF}\sin(\omega_{RF}t+\phi_4))} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{out} = 0.25E_0e^{j\omega_0t} & \left(e^{j\pi V_{DC1}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF}+\phi_1)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF}+\phi_2)} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi V_{DC2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF}+\phi_3)} \right. \right. \\
 & \left. \left. + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn(\omega_{RF}+\phi_4)} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{out} = 0.25E_0e^{j\omega_0t} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) \left(e^{j\pi V_{DC1}} e^{jn(\omega_{RF}+\phi_1)} + e^{jn(\omega_{RF}+\phi_2)} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi V_{DC2}} e^{jn(\omega_{RF}+\phi_3)} + e^{jn(\omega_{RF}+\phi_4)} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{out} = 0.25E_0e^{j\omega_0t} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\pi V_{RF}) e^{jn\omega_{RF}} \left(e^{j\pi V_{DC1}} e^{jn\phi_1} + e^{jn\phi_2} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi V_{DC2}} e^{jn\phi_3} + e^{jn\phi_4} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t) = \frac{1}{4}E_0e^{j\omega_0t} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_n(m)) e^{jn(\omega_{rf}t)} \left(e^{j\pi V_{DC1}+jn\phi_1} + e^{jn\phi_2} \right. \\
 & \left. + \left(e^{j\pi V_{DC2}+jn\phi_3} + e^{jn\phi_4} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right)
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Para dois tons a expressão é a seguinte:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{4}E_0e^{j\omega_0t} \left(e^{j\left(\pi\frac{V_{DC1}+RF_1}{V_\pi}\right)} + e^{j\left(\pi\frac{RF_2}{V_\pi}\right)} + \left(e^{j\left(\pi\frac{V_{DC2}+RF_3}{V_\pi}\right)} + e^{j\left(\pi\frac{RF_4}{V_\pi}\right)} \right) e^{j\pi\sin(\theta)} \right) \tag{5.10}$$

5.4.2 Modulações Ópticas

Para se obter a modulação ODSB o desfasamento entre os braços de cada MZM é nulo e o desfasamento entre MZM's é também nulo, a tensão de polarização é de 0.5V para os braços que sofrem polarização. Para a modulação OSSB utiliza-se um desfasamento de $-\frac{\pi}{2}$ entre os braços em ambos os MZM's e o desfasamento entre os MZM's é nulo, a tensão de polarização aplicada é de 0.5V para os braços polarizados. Para a modulação OCS utiliza-se um desfasamento de π entre os MZM's e desfasamento nulo entre os braços, num dos MZM's o angulo utilizado em ambos os braços é de $\frac{\pi}{2}$, a tensão de polarização é de 0.5V para ambos os braços.

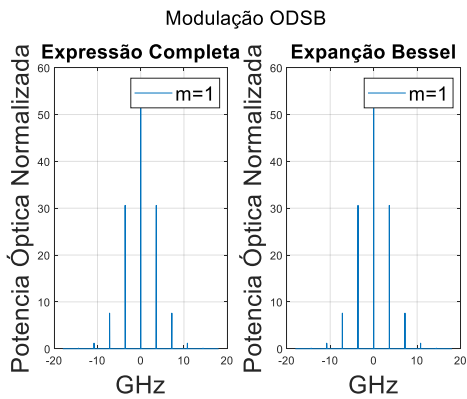


Figura 5.48 Modulação ODSB um tom puro

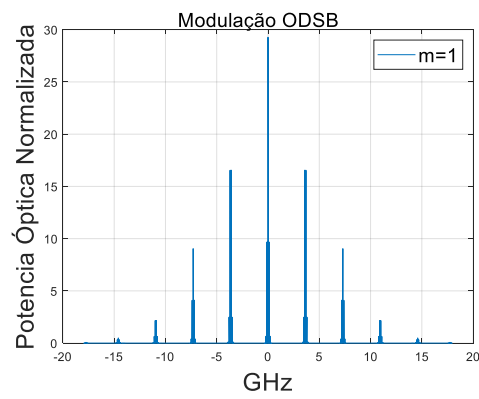


Figura 5.49 Modulação ODSB dois tons puros

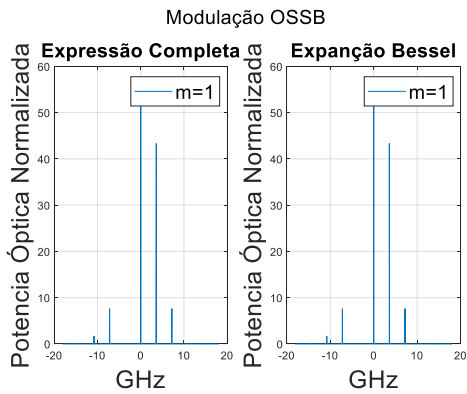


Figura 5.50 Modulação OSSB um tom puro

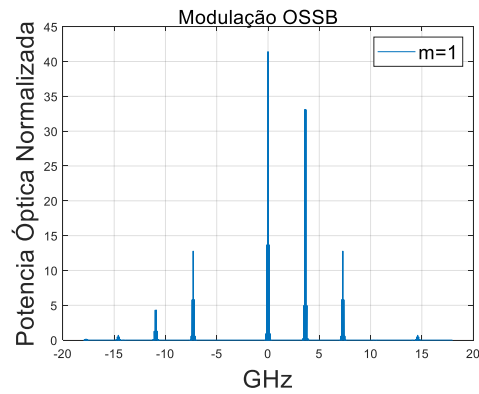


Figura 5.51 Modulação OSSB dois tons puros

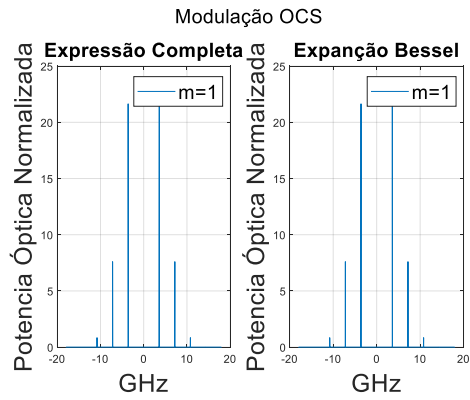


Figura 5.52 Modulação OCS um tom puro

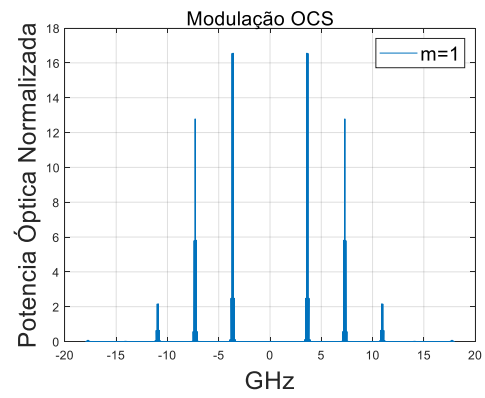


Figura 5.53 Modulação OCS dois tons puros

5.4.3 Domínio Óptico vs. Eléctrico

Nos gráficos seguintes são estão representadas modulações no domínio óptico e domino eléctrico, para um e dois tons.

Um tom:

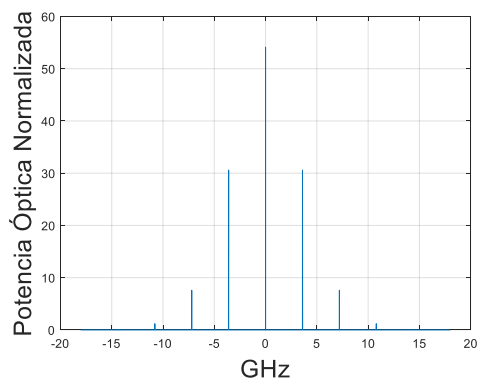


Figura 5.54 Espectro óptico ODSB

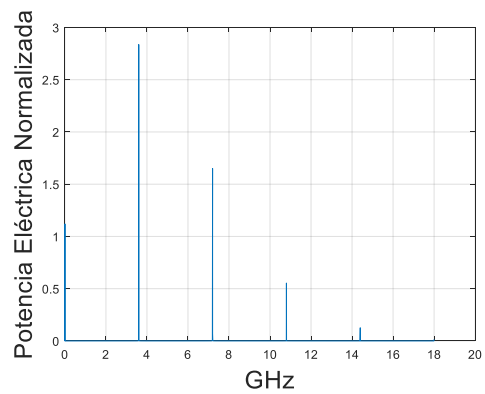


Figura 5.55 Espectro eléctrico ODSB

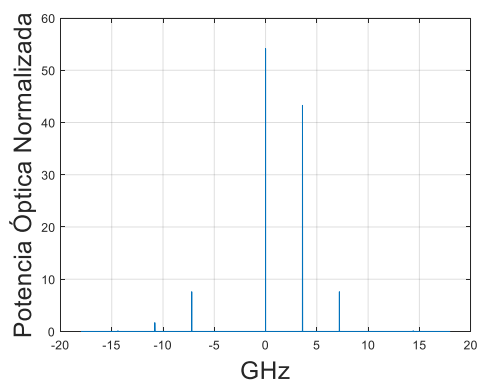


Figura 5.56 Espectro óptico OSSB

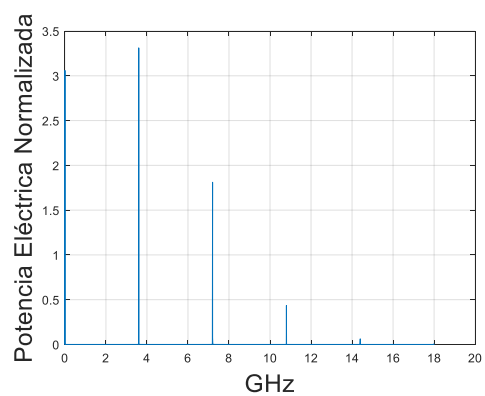


Figura 5.57 Espectro eléctrico OSSB

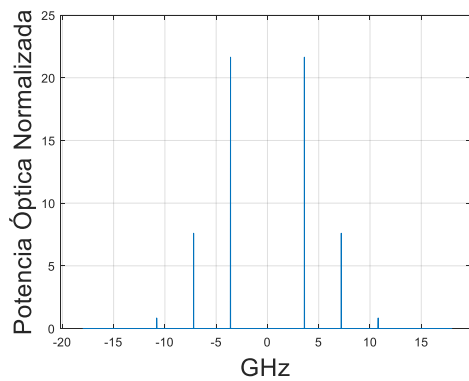


Figura 5.58 Espectro óptico OCS

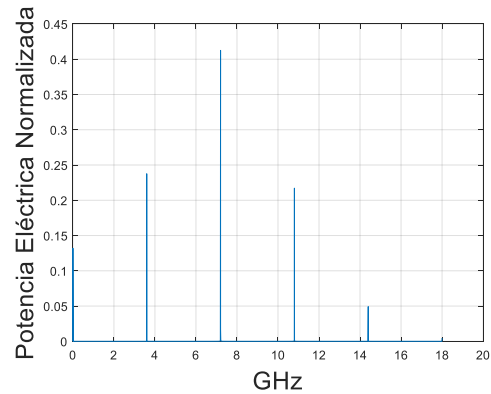


Figura 5.59 Espectro eléctrico OCS

Este modulador no domínio óptico tem o comportamento esperado para um índice de modulação $m=1$ como as funções de *Bessel* da **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** No domínio eléctrico verifica-se que o primeiro harmónico é a componente de maior amplitude para as modulações **ODSB** e **OSSB**, sendo a componente ideal a utilizar como portadora do sinal RF que se pretende transmitir, para a modulação **OCS** o segundo harmónico é a componente de maior amplitude sendo a portadora ideal para transportar o sinal RF.

Dois tons:

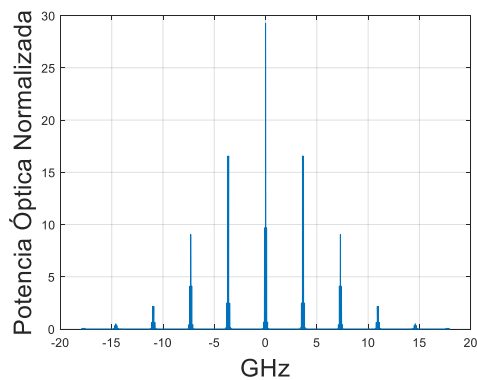


Figura 5.60 Espectro óptico ODSB

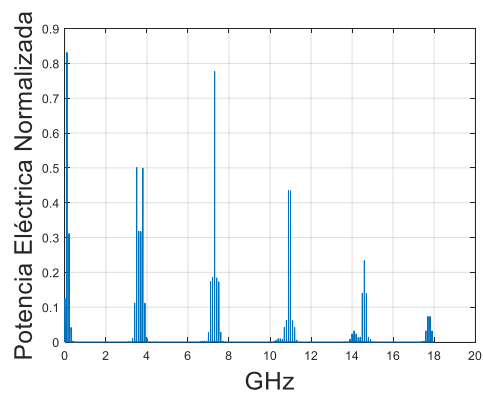


Figura 5.61 Espectro eléctrico ODSB

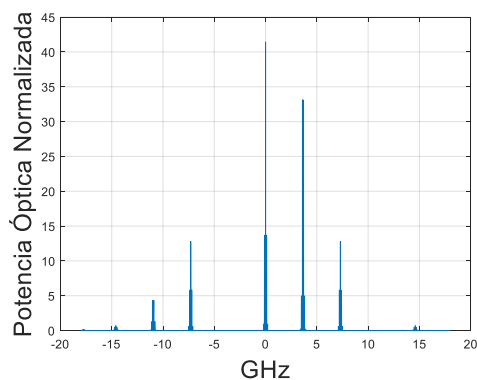


Figura 5.62 Espectro óptico OSSB

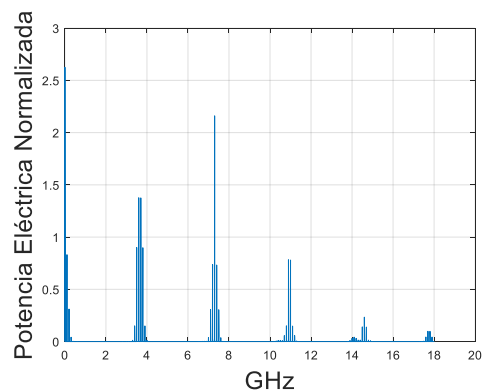


Figura 5.63 Espectro eléctrico OSSB

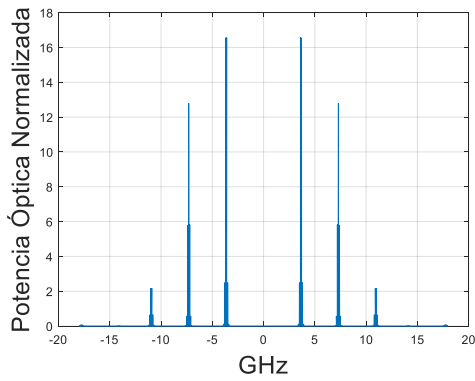


Figura 5.64 Espectro óptico OCS

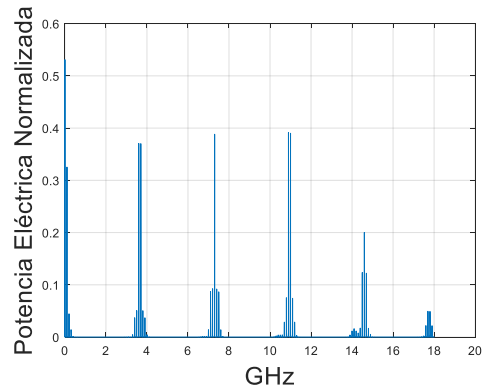


Figura 5.65 Espectro eléctrico OCS

No domínio óptico verifica-se novamente o comportamento esperado para harmónicos múltiplos dos tons aplicados ao modulador, as componentes geradas por intermodulação não seguem o comportamento das funções de *Bessel* representadas na **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, no domínio eléctrico o espectro obtido é diferente para as três configurações. Na modulação **ODSB**, as componentes de maior amplitude do primeiro grupo são as componentes de intermodulação, o mesmo acontece para o segundo grupo e restantes grupos. Para a modulação **OSSB** no primeiro grupo os harmónicos dos sinais RF são as componentes de maior amplitude, no segundo grupo as componentes de intermodulação são as componentes de maior amplitude o mesmo acontece nos restantes grupos de harmónicos. Na modulação **OCS** os harmónicos do sinal são as componentes de maior amplitude no primeiro grupo, nos restantes são as componentes de intermodulação.

5.4.4 Figuras de Mérito

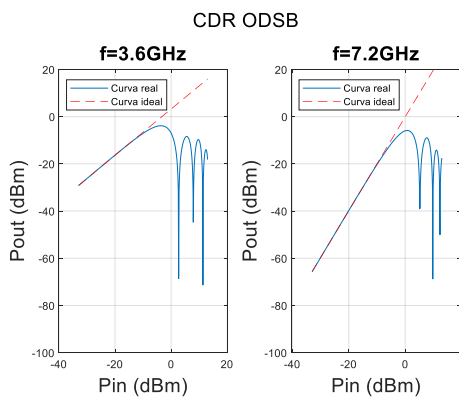


Figura 5.66 CDR modulação ODSB

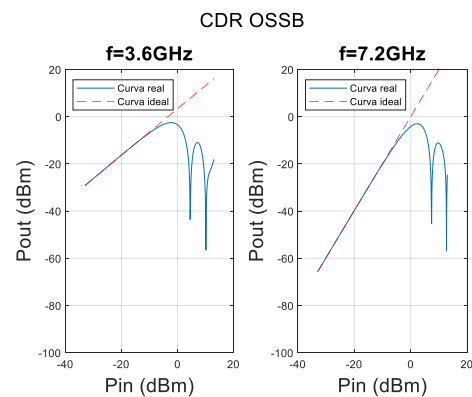


Figura 5.67 CDR modulação OSSB

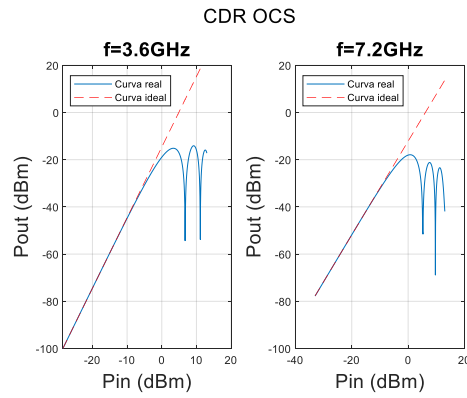


Figura 5.68 CDR modulação OCS

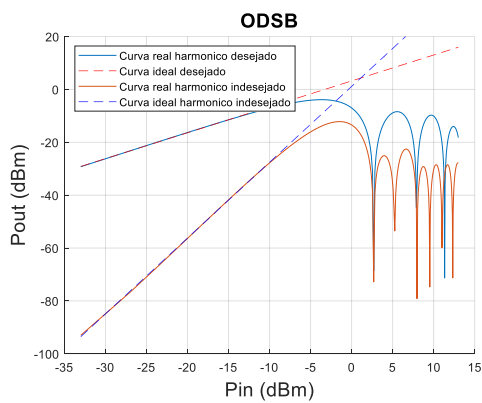


Figura 5.69 SFDR modulação ODSB

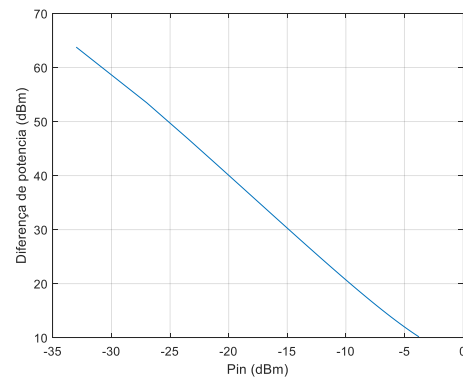


Figura 5.70 Diferença de potência entre o harmônico desejado e o harmônico indesejado

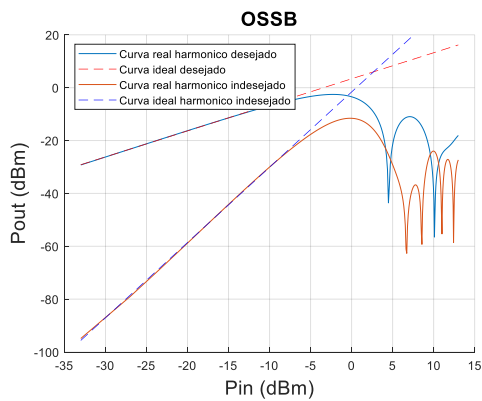


Figura 5.71 SFDR modulação OSSB

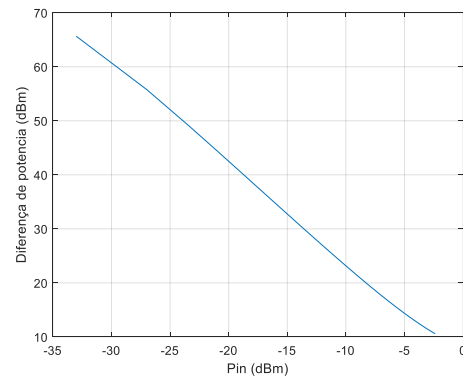


Figura 5.72 Diferença de potência entre o harmônico desejado e o harmônico indesejado

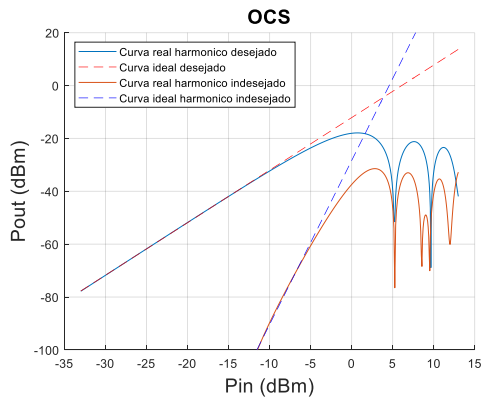


Figura 5.73 SFDR modulação OCS

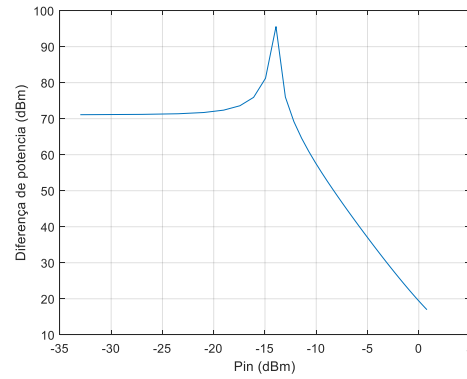


Figura 5.74 Diferença de potência entre o harmónico desejado e o harmónico indesejado

5.5 CDR

No estudo da CDR, como já referido é utilizado apenas um tom puro com potência variável, a potência de polarização do dispositivo é mantida constante. O aumento da potência do sinal tem como consequência a variação da potência da portadora, neste teste é analisada essa variação para uma certa gama de valores de potência do sinal RF aplicado ao MZM.

O MZM é um dispositivo não linear, e neste teste o objectivo é saber a partir de que valor de potência RF ocorre compressão no sinal à saída do modulador superior a 1dB. No livro utilizado como referência para o estudo da gama dinâmica os autores fazem o estudo comparando o MZM a um AmpOp.[26] No teste a potência RF é variável, começando com uma potência de aproximadamente -33 dBm, equivalente a 0.01V, que é aumentada gradualmente até se atingir a zona de compressão. Para o AmpOp partir do ponto de compressão o dispositivo satura e a potência de saída mantém-se aproximadamente constante, no caso do MZM isso não acontece, após passar o ponto de compressão, este não satura, o ganho do MZM varia entre positivo e negativo o que resulta no aparecimento de máximos e mínimos.

Para a análise de resultados são traçadas duas curvas, a curva ideal e a curva teórica real, considera-se que ocorre compressão a partir do ponto em que a diferença existente entre as duas curvas seja de 1 dBm. A gama de valores do sinal de entrada para qual o sinal de saída tem potência superior ao ruído e que sofra compressão inferior a 1 dB, é chamada de CDR [26]. É descrito matematicamente pela 3.29.

5.6 SFDR

Para o estudo da SFDR, são utilizados dois tons puros com frequências próximas entre si, no contexto do trabalho é importante escolher duas portadoras que serão utilizadas nas redes da próxima geração. As frequências escolhidas encontram-se no espectro de frequências de 3.6 GHz, também conhecido como Banda-C, ou do inglês *C-Band*, a diferença entre as portadoras foi de 100 MHz, com a utilização de dois tons e os moduladores serem sistemas não lineares o sinal vai sofrer intermodulação.

Esta figura de mérito avalia a relação que existe entre a potência do harmônico fundamental e a potência das componentes geradas por intermodulação, as componentes utilizadas no estudo são as que se encontram nas frequências $2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$, onde f_1 é a frequência do primeiro tom e f_2 é a frequência do segundo tom, o problema destas componentes é a proximidade a que se encontram dos tons puros, não sendo possível aplicar técnicas de filtragem para os remover.

Com este estudo é avaliada a possível interferência no sinal RF devido à existência das componentes de intermodulação, pois para valores de potência muito elevada dessas componentes essas podem provocar distorção no sinal. Neste teste também são traçadas duas curvas a ideal e a teórica real, para a análise de resultados é necessário utilizar as curvas do teste anterior

O analisador de espectros utilizado para realizar alguns testes detecta um nível de ruído de aproximadamente -120 dBm, e será considerado esse nível de ruído no estudo da SFDR.

5.7 IP3

O ponto de intercepção de terceira ordem é uma figura de mérito associada a intermodulação de terceira ordem, útil para avaliar o desempenho de sistemas não lineares. Existem duas definições para o ponto de intercepção, a primeira definição é baseada em harmônicos e a segunda é baseada em produtos de intermodulação, neste trabalho é feito o estudo da SFDR que utiliza dois tons puros com frequência muito próxima entre si, que vai de encontro à segunda definição. Para se obter o ponto de intersecção basta traçar duas rectas que façam extensão da zona de declive aproximadamente constante das curvas de potência de saída do tom puro e do harmônico gerado pela intermodulação, a extensão é realizada de modo a que as duas rectas se intersectem.

5.8 Resultados

Nas tabelas seguintes estão

Modulador	Modulação	Ponto de Polarização		Desfasamento	Ganho (-10dBm)	CDR	SFDR (-15dBm)	SFDR (-5dBm)	Ponto Intersecção
		Braço1	Braço2						
SD-MZM	ODSB	Braço1	0.5	0	2.92]-33.01; -7.9[30.17	12.07	$x = 1.11$ $y = 4.3$
		Braço2		0					
	OSSB	Braço1	0.5	$-\pi/2$	3.14]-33.01; -6.99[32.65	14.45	$x = 2.68$ $y = 5.99$
		Braço2		0					
			V	rad	$\frac{dBm}{dBm}$	dBm	dBm	dBm	$x(dBm)$ $y(dBm)$

Tabela 2 Resultados de Desempenho Para o modulador SD-MZM

Modulador	Modulação	Ponto de Polarização		Desfasamento	Ganho (-10dBm)	CDR	SFDR (-15dBm)	SFDR (-5dBm)	Ponto Intersecção
		Braço1	Braço2						
DD-MZM	ODSB	Braço1	0.5	0	8.95]-33.01; -7.9[30.17	12.07	$x = 1.11$ $y = 10.36$
		Braço2	0.5	0					
	OSSB	Braço1	-0.25	$\pi/2$	3.14]-33.01; -6.99[32.65	14.45	$x = 2.58$ $y = 5.9$
		Braço2	0.25	0					
	OCS	Braço1	0.5	$\pi/2$	-16.40]-33.01; -6.57[64.18	37.20	$x = 4.83$ $y = 3.49$
		Braço2	-0.5	0					
			V	rad	$\frac{dBm}{dBm}$	dBm	dBm	dBm	$x(dBm)$ $y(dBm)$

Tabela 3 Resultados de Desempenho Para o modulador DD-MZM

Modulador	Modulação	Ponto de Polarização		Desfasamento	Ganho (-10dBm)	CDR	SFDR (-15dBm)	SFDR (-5dBm)	Ponto Intersecção
		Braço1	Braço2						
DP-MZM	ODSB	Braço1	0.5	0	-10.38]-33.01; -6.57[30.17	12.07	$x = 1.15$ $y = 4.34$
		Braço2		0					
		Braço3	0.5	0					
		Braço4		0					
	OSSB	Braço1	0.5	$-\pi/2$	-10.23]-33.01; -5.41[32.65	14.45	$x = 2.58$ $y = 5.9$
		Braço2		0					
		Braço3	0.5	$-\pi/2$					
		Braço4		0					
	OCS	Braço1	0.5	$\pi/2$	-22.42]-33.01; -6.57[58.16	37.20	$x = 4.83$ $y = -2.54$
		Braço2		$\pi/2$					
		Braço3	0.5	0					
		Braço4		0					
			V	rad	$\frac{dBm}{dBm}$	dBm	dBm	dBm	$x(dBm)$ $y(dBm)$

Tabela 4 Resultados de Desempenho Para o modulador DP-MZM

O objectivo das tabelas anteriores é realizar um estudo comparativo entre os três moduladores. Na coluna do ponto de polarização estão registados os valores de tensão aplicada a cada braço, as células a cinzento representam os braços do modulador dos quais não é possível realizar polarização.

Na coluna do desfasamento, encontra-se o desfasamento que existe entre os sinais RF aplicados aos braços do modulador. Os valores do ganho são retirados para potências de entrada de -10 dBm. A coluna da CDR representa os intervalos para a qual a portadora sofre compressão inferior a 1 dB. Os valores da SFDR são registados para potências de entrada de -15dBm e -5dBm, os valores a sombreado azul são obtidos considerando o

ruído do sistema, pois os valores de potência dos harmônicos gerados por intermodulação tem potência inferior a potência de ruído do sistema. Na última coluna encontram-se registadas as coordenadas dos pontos de intersecção para as várias modulações.

Da análise de resultados da tabela verifica-se que as figuras de mérito do sinal RF gerado depende, da configuração do MZM e do tipo de modulação óptica utilizada. Se o objectivo é o maior ganho então a configuração DD-MZM com modulação ODSB é a mais apropriada. No entanto se o objectivo é a maior SFDR então a modulação OSSB apresenta um valor superior em aproximadamente 2 *dBs* para todas as configurações comparativamente à modulação ODSB.

De notar que quando a modulação OCS é utilizada a frequência RF gerada corresponde ao dobro da frequência do sinal RF que é aplicado ao modulador MZM, trata-se portanto de um duplicador de frequência e, portanto, a suas características não podem ser comparadas com as modulações ODSB e OSSB.

5.9 Outras Configurações

Utilizando qualquer um dos três moduladores descritos anteriormente é possível criar três tipos de configurações: configuração série, paralelo e híbrida. Uma vantagem da configuração em série é o consumo de energia, em específico a energia do sinal RF quando comparado com a configuração em paralelo. Uma das desvantagens é o aumento do erro introduzido em cada andar quando comparado com a configuração em paralelo, outra desvantagem é o tamanho do modulador quando são utilizados muitos MZM, sendo necessário uma boa gestão da área disponível para implementar o circuito integrado.

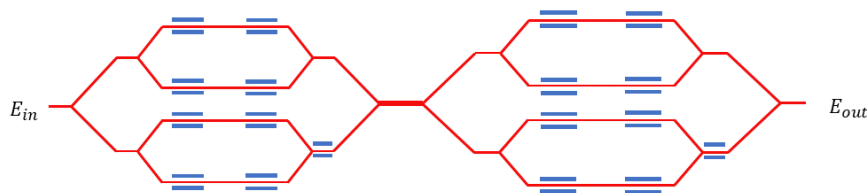


Figura 5.75 Configuração Série

A configuração em paralelo tem algumas vantagens, uma das vantagens é a capacidade de supressão da portadora e de certas harmónicas do sinal sem a utilização de filtros ópticos, outra vantagem é o baixo ruído provocado pela configuração quando comparado com a configuração série, e a elevada razão de extinção [32],[33].

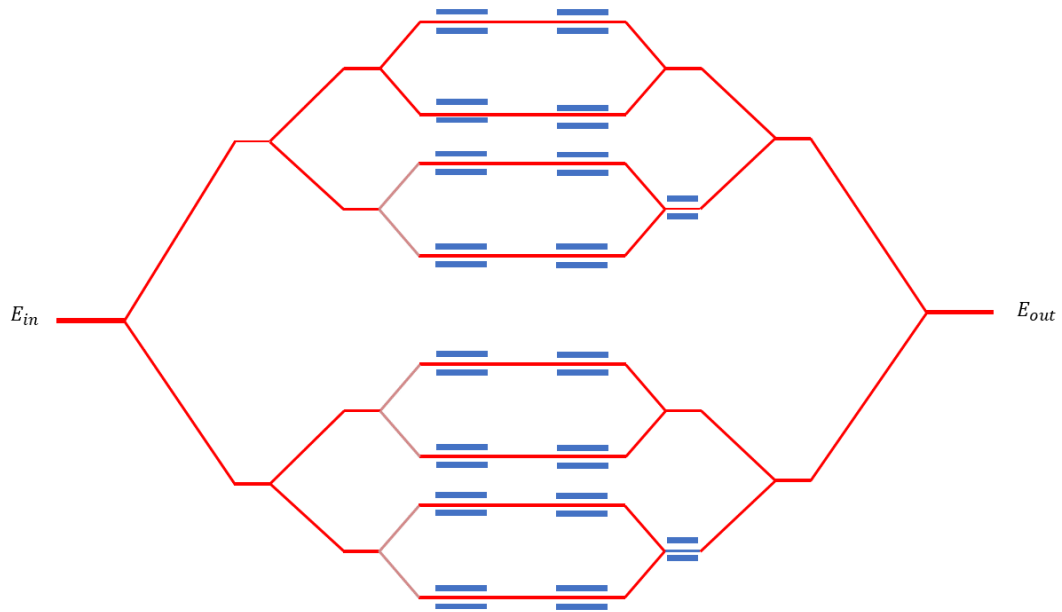


Figura 5.76 Configuração Paralelo

A configuração híbrida como utiliza ambas as configurações, esta tem as vantagens e desvantagens de ambas.

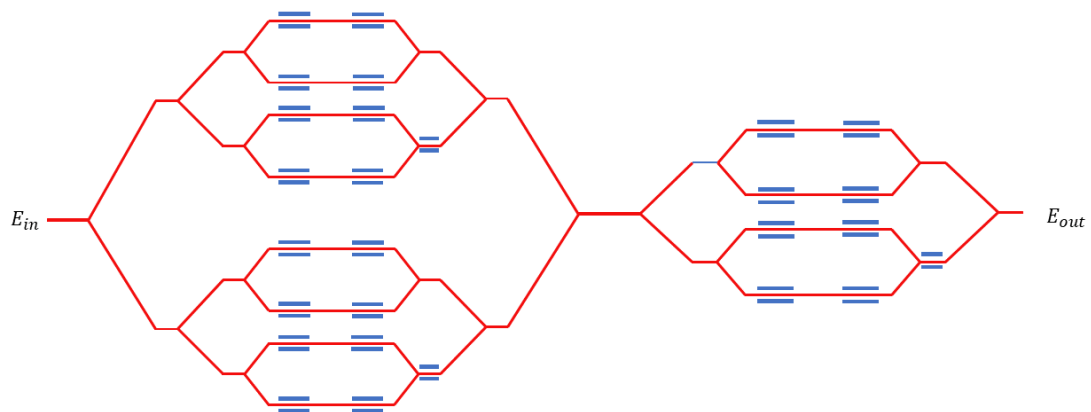


Figura 5.77 Configuração Híbrida

6 Características não Ideais de Fabricação do MZM que Afectam o seu Desempenho

Até ao capítulo anterior os MZM foram considerados ideais, neste capítulo vão ser introduzidas características reais dos MZM, a tabela seguinte tem algumas das características que provocam efeitos não desejados bem como possíveis soluções para resolver ou mitigar esses efeitos.

Característica	Efeito	Soluções
Junções-Y Processo de fabrico	Razão de extinção finita	Descrito abaixo
Comprimentos dos braços	Distorção do sinal devido a diferença de tempo que os sinais levam a percorrer ambos os canais	Utilização de controladores
Polarização e efeitos de funcionamento	Gera ruído de fase Reduz o desempenho do MZM Variação do Ponto de Polarização	O MZM deve ser capaz de se ajustar de acordo com o <i>drift</i> de polarização
Perdas no material	Atenuação do sinal	

Tabela 5 Características físicas dos MZM's

6.1 Junções-Y e Processos de Fabrico

Razão de extinção: é a relação entre a intensidade óptica máxima e mínima à saída do MZM. A razão de extinção finita é devida a imperfeições existentes no MZM podendo ser atribuídas às diferenças existentes entre os braços, um exemplo disso pode ser a diferença física existente em cada canal, outra imperfeição que torna a razão de extinção finita é relacionada com os conectores-Y, as juntas de divergência-Y não são capazes de separarem a potência óptica 50/50 e as junções-Y também não são capazes de juntar os sinais com uma razão de potência 50/50. Resíduos resultantes do processo de produção também podem afectar a razão de extinção. [23]

Uma solução para combater os efeitos da razão de extinção finita é a utilização de um DD-MZM em série com um modulador de fase.[34] Outra possível solução consiste em utilizar um material inerente com perdas de modo a igualar as perdas existentes nos braços do modulador, com o objectivo de igualar a amplitude do sinal óptico em ambos os braços. [23]

Sistemas baseados em suprimir a portadora onde a razão de extinção é finita não tem capacidade de a suprimir totalmente, (OCSR), degradando a qualidade do sinal [24].

6.2 Comprimento dos Braços

O comprimento dos braços é uma característica importante, pois se existir uma diferença no comprimento entre os dois braços, existe uma diferença no tempo de propagação do sinal óptico, que provoca um desfasamento entre os sinais de ambos os braços. Outro efeito desta diferença está relacionado com a polarização do modulador, uma vez que o comportamento do modulador para a tensão de polarização vai variar conforme essa diferença, ou seja, a curva de polarização varia conforme a diferença existente entre os braços. Um teste que se pode realizar para saber qual dos braços é o mais curto é descrito em [35], através do comportamento do modulador para a tensão de polarização aplicada. A diferença de comprimentos existente está relacionada com o processo de fabrico dos moduladores, mas devido as tolerâncias existentes durante o processo de fabrico é comum ter diferenças no intervalo de 10-20 μm [35].

A diferença de fase é dada pela seguinte expressão:

$$\Delta\phi = \Delta\phi_{Dif} + \Delta\phi_{DC} = \frac{2\pi}{\lambda} n(\lambda)\Delta L + \frac{\pi V_{DC}}{V_{\pi}(\lambda)} \quad 6.1$$

Onde ΔL é a diferença de comprimento dos braços, λ é o comprimento de onda do sinal óptico e $n(\lambda)$ é o índice de refração do material para esse comprimento de onda.

Um modulador perfeito é polarizado no ponto máximo de transmissão, mas na prática o ponto de polarização tem de ser escolhido de acordo com a frequência do sinal sendo necessário ter em atenção a diferença do comprimento dos braços, pois essa diferença vai alterar as frequências para as quais a intensidade do sinal à saída do modulador é máxima ou mínima. Uma possível solução é a utilização de controladores para alterar o ponto de polarização do modulador. [36]

6.3 Polarização e Efeitos de Funcionamento

A polarização tem como objectivo escolher o ponto de funcionamento do modulador, essa escolha é feita aplicando uma certa tensão DC, essa tensão vai alterar o índice de refração da guia de onda, que por sua vez provoca desfasamento no sinal que percorre a guia de onda. É necessário ter em conta o sinal RF aplicado ao modulador, pois este provoca o mesmo efeito que a tensão DC na guia de onda, resultando numa alteração do índice de refração. A potência do sinal à saída é dependente do desfasamento entre ambas as guias de onda, onde a potência é máxima caso não exista desfasamento e nula caso o desfasamento seja de π radianos.

O sinal pode ser descrito pela seguinte expressão:

$$P_0 = \frac{P_i \alpha}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{V_{DC}}{V_\pi} \pi \right) \right) \quad 6.2$$

Onde P_i e P_o representam as potências de entrada e saída respectivamente, α representa as perdas de inserção e o desfasamento é dado por:

$$\phi = \frac{V_{DC}}{V_\pi} \pi \quad 6.3$$

Na prática o ponto de funcionamento escolhido pode variar, em inglês “*drift of the operation point*”, que reduz o desempenho do modulador, esta variação pode ser provocada pela introdução do sinal RF, pode também ser provocada durante o funcionamento do próprio modulador, durante o funcionamento a temperatura do modulador varia, essa variação pode alterar a estrutura cristalina do material gerando potencial eléctrico, alterando o ponto de polarização, este efeito é conhecido como efeito piroeléctrico [37]. Outro efeito existente ocorre na junção-Y onde ocorre a junção dos sinais que percorrem os dois canais, existindo a possibilidade de existir reflexão, este efeito é conhecido como efeito foto-refractivo[38].

A solução a aplicar para tentar minimizar a variação do ponto de polarização vai depender da utilização, caso a utilização seja prolongada uma solução possível é utilização de um sistema de realimentação de modo a controlar essas variações, caso a utilização seja curta, um ajuste manual do ponto de polarização é mais barato e eficaz que um sistema automático, para ambos os casos o ajuste tem de ser o mais preciso e eficiente [39].

6.4 Perdas do Material

Perdas por inserção, são mencionadas nas secções 5.1 e 5.2, são calculadas através da atenuação que um sinal sofre ao percorrer o modulador, sendo medidas em *dBm*. Estas perdas podem ocorrer em conectores utilizados para realizar a ligação entre a fibra e o modulador e entre o modulador e o receptor, também pode ocorrer nos conectores-Y, sendo um componente essencial de um MZM.

À saída do laser é necessária a utilização de isoladores de modo a diminuir as reflexões provocadas pelo próprio laser, uma vez que estas tem sentido oposto ao sinal útil. Estes isoladores ao serem introduzidos no circuito vão aumentar as perdas totais do circuito, essas perdas ocorrem devido as imperfeições existentes no material, essas perdas podem ser em forma de absorção ou difracção da luz [40]. O isolador utilizado é chamado

isolador de Faraday, que é um isolador óptico, em que o princípio de funcionamento é transmitir luz numa direcção e impedindo que luz seja transmitida no sentido oposto [38].

6.5 Imperfeições do sistema

Os vários componentes que compõem o sistema de transmissão têm características não ideais, devido ao processo de fabrico ou do material que os compõem, resultando em perdas de potência. O *Link Budget* calcula a potência recebida utilizando ganhos e perdas do sistema desde o emissor ao receptor, para o cálculo das perdas estão incluídas as perdas devido atenuação durante a propagação. A equação mais simples que representa o *Link Budget* é a seguinte:[41]

$$P_{recebida}(dB) = P_{transmitida}(dB) + Ganhos(dB) - Perdas(dB) \quad 6.4$$

Duas perdas importantes são as perdas por inserção e perdas por acoplamento. As perdas por inserção têm em conta a potência óptica perdida nos moduladores. As perdas de acoplamento ocorrem nos conectores[42].

7 Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo são feitas conclusões do trabalho, e apresentadas sugestões para trabalho futuro.

7.1 Conclusões

Com este trabalho foi realizado um breve estudo da evolução das redes móveis da primeira geração (1G) à rede da próxima geração (5G), o estudo realizado é focado no *fronthaul*, e verifica-se que o *fronthaul* utilizado actualmente, *fronthaul* digital, não tem capacidade de agregação de sinais rádio, e as interfaces do CPRI provocam atrasos, que superam os atrasos permitidos pelo 5G. Para o 5G foi proposto a utilização de *fronthaul* de RoF analógico, que utiliza geração fotónica de sinais radio. Após ser realizado o estudo do *fronthaul* é realizado o estudo de sistemas RoF, que utiliza o método coerente e modulação externa, utilizando MZM's, para modulação dos sinais ópticos.

Neste trabalho foi realizado um estudo comparativo de técnicas de geração de portadoras de RF que utilizam modulação externa com um modulador MZM. Foram analisadas três configurações SD-MZM, DD-MZM e DP-SD-MZM. Analisados os resultados obtidos nas simulações verifica-se que as configurações analisadas apresentam um comportamento similar, no entanto os valores das figuras de mérito são distintos para as diferentes configurações. Sendo possível identificar as configurações que oferecem o maior ganho e/ou as que oferecem a maior linearidade.

Dependendo do objectivo conclui-se que a configuração DD-MZM com modulação ODSB é a mais apropriada caso o objectivo seja ter o maior ganho, caso o objectivo seja a maior SFDR então a modulação OSSB apresenta um valor superior em aproximadamente 2 *dBs* para todas as configurações comparativamente à modulação ODSB.

7.2 Trabalho Futuro

Como trabalho futuro identificam-se os seguintes tópicos.

- Análise de outras configurações com moduladores MZM.
- Introdução dos efeitos de transmissão na fibra óptica.
- Introdução de características reais dos moduladores nas simulações.

Apêndice A:

Formula de Euler:

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}$$

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2}$$

Expansão *Jacobi-Anger*:

$$e^{ix \times \sin \theta} \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \times e^{in\theta}$$

$$e^{-ix \times \sin \theta} \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \times e^{-in\theta}$$

$$e^{ix \times \cos \theta} \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \times J_n(x) \times e^{in\theta}$$

$$e^{-ix \times \cos \theta} \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \times J_n(x) \times e^{-in\theta}$$

Outras expressões:

$$\cos(z \times \cos \theta) \equiv J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(Z) \cos(2n\theta)$$

$$\cos(z \times \sin \theta) \equiv J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(Z) \cos(2n\theta)$$

$$\sin(z \times \cos \theta) \equiv -2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(Z) \cos((2n-1)\theta)$$

$$\sin(z \times \sin \theta) \equiv 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(Z) \sin((2n-1)\theta)$$

Apêndice B:

Caracterização DC Experimental de um DPMZM

Equipamento utilizado:

-Um laser que produz um feixe de luz com comprimento de onda de 1550,120 nm e potência de 2,31 dBm;

-Um modulador, que é o *Dual Parallel Mach Zehnder* (DP-SD-MZM) da empresa JDSU, referencia JDSU 21101281-007;

-Um foto-díodo, com referência ILX *lightwave omh-6727b*;

-Duas fontes de tensão;

Procedimento experimental

O procedimento foi dividido em duas partes, na primeira foi realizada a caracterização DC da parte positiva, a azul, na segunda foi realizada a caracterização da parte negativa, a laranja. O modulador tem uma certa gama de tensões DC admissíveis, essa gama corresponde ao intervalo entre -15 a 15 V DC. A caracterização foi realizada para as três entradas DC do modulador, uma controla o MZM 1 outra controla o MZM 2 e a última controla o desfasamento existente entre os MZMs. As diferenças entre as curvas laranja e azul pode está relacionada com a temperatura do modulador, durante o procedimento a temperatura tende a aumentar, alterando as propriedades do material.

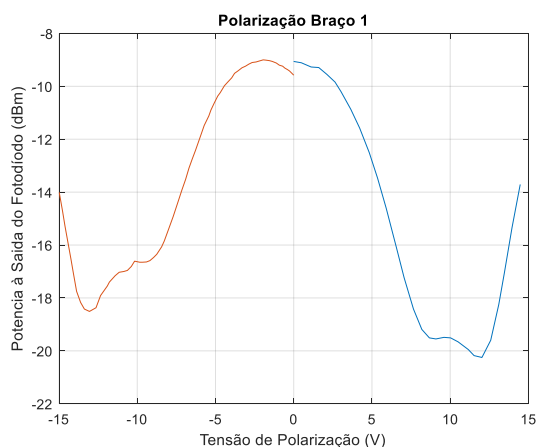


Figura 1 Caracterização DC braço 1

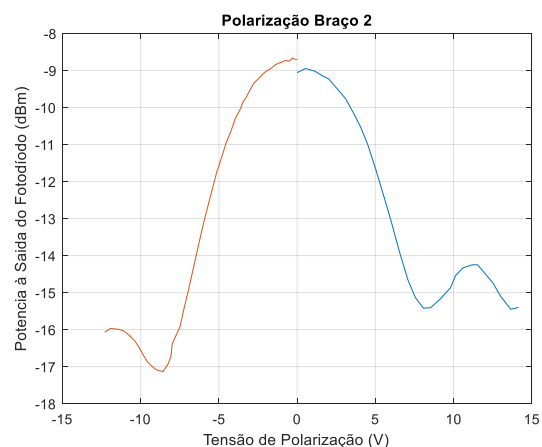


Figura 2 Caracterização DC braço 2

Caracterização DC Experimental de um DPMZM

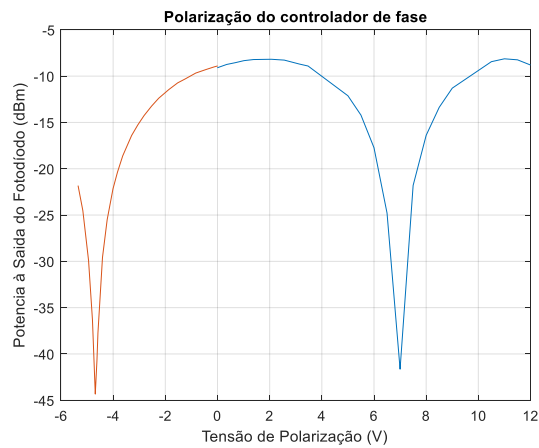


Figura 3 Caracterização DC do deslocador de fase

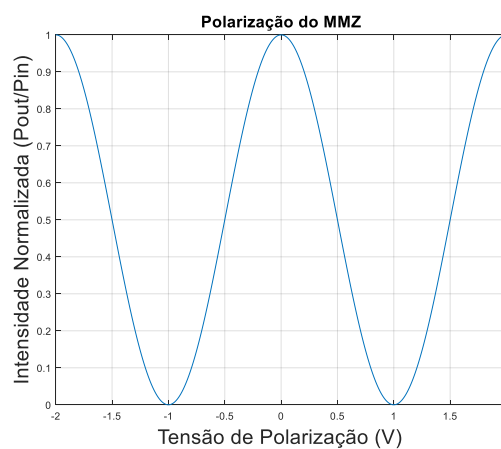


Figura 4 Curva teórica da caracterização DC

Comparando os gráficos das figuras 1 e 2 com o gráfico da figura 4 é possível verificar que o comportamento do modulador é semelhante ao comportamento teórico do modulador. O objectivo desta experiência é descobrir as zonas em que o modulador tem comportamento linear, nas figuras seguintes a zona mais linear está entre as linhas magenta.

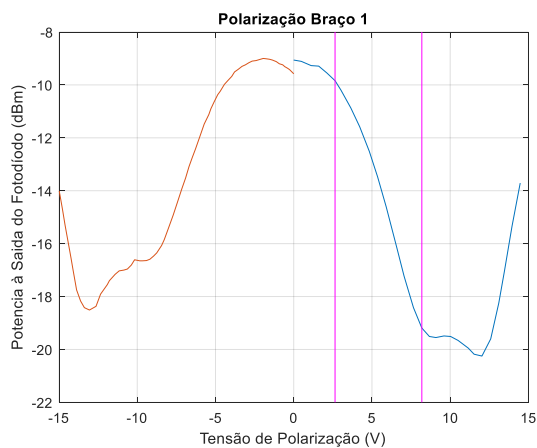


Figura 5 Zona Linear Braço 1

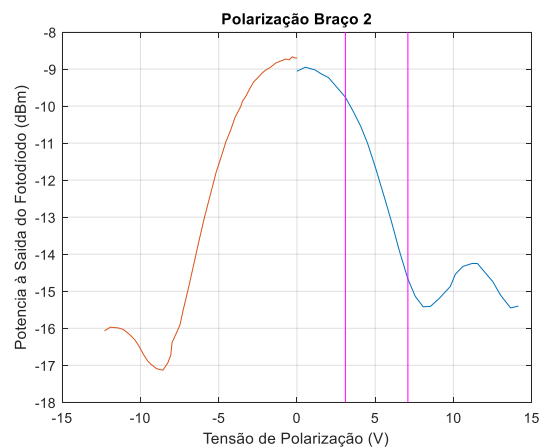


Figura 6 Zona Linear Braço 2

A zona linear do braço 1 ocorre entre 2.642 V e 8.188 V, para o braço 2 ocorre entre 3.095 V e 7.091 V.

Para a caracterização da gama dinâmica do modulador, os braços deste vão ser polarizados dentro dos intervalos representados nas figuras 5 e 6.

Bibliografia

- [1] V. Manuel and D. O. Fialho, “Estudo e Otimização do Ruído de Fase em Osciladores Locais para Comunicações sem Fios,” Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, 2017.
- [2] K. Sakaguchi *et al.*, “Where , When , and How mmWave is Used in 5G and Beyond,” pp. 1–23, 2018.
- [3] D. R. Paschotta, “Frequency Noise.” [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/frequency_noise.html. [Accessed: 05-Mar-2020].
- [4] M. R. Khanzadi *et al.*, “Systems From Measured Oscillator Phase Noise,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 61, no. 5, pp. 1553–1565, 2014.
- [5] D. Marpaung, J. Yao, and J. Capmany, “New opportunities for integrated microwave photonics.” p. 21, 2018.
- [6] “Phase Noise , Frequency Multiplication , and Intuition,” 2018. [Online]. Available: <https://community.keysight.com/community/keysight-blogs/rf-test/blog/2016/10/14/phase-noise-frequency-multiplication-and-intuition>. [Accessed: 23-Jan-2019].
- [7] M. P. Thakur, M. C. R. Medeiros, P. Laurencio, and J. E. Mitchell, “Optical frequency tripling with improved suppression and sideband selection,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B459–B470, 2011.
- [8] J. J. Oreilly, P. M. Lane, R. Heidemann, and R. Hofstetter, “Optical-generation of very narrow linewidth millimeter-wave signals,” *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 25, pp. 2309–2311, 1992.
- [9] A. Kanno *et al.*, “Field Trial of 95-GHz Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar System Driven by Radio Over Fiber Techniques,” *2018 IEEE Res. Appl. Photonics Def. Conf.*, no. 1, pp. 1–4, 2018.
- [10] K. E. Muthu, A. S. Raja, and G. Shanmugapriya, “Optic Frequency16-tupled optical millimeter wave generation using dual cascaded MZMs and 2 . 5 Gbps RoF transmission,” *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 140, pp. 338–346, 2017.
- [11] R. More, R. More, and R. More, “From 1G to 5G: A Brief History of The Evolution of Mobile Standards,” 2019. [Online]. Available: <https://www.brainbridge.be/news/from-1g-to-5g-a-brief-history-of-the-evolution-of-mobile-standards>. [Accessed: 03-Feb-2020].
- [12] “Generations in Telecommunication (1G, 2G, 3G, 4G),” 2015. [Online]. Available: https://www.zseries.in/telecom_lab/telecom_generations/#.Xjg0jLfAOUk. [Accessed: 03-Feb-2020].
- [13] “1G - First Generation 2G - Second Generation 3G - Third Generation 4G - Fourth Generation 5G - Fifth Generation,” 2020. [Online]. Available: <http://net-informations.com/q/diff/generations.html>. [Accessed: 03-Feb-2020].
- [14] S. Tabbane, “Session 7: 5G networks and 3GPP Release 15 ITU.” p. 63, 2018.

- [15] G. R. de M. Argel, “Experimental Validation of Nonlinear Effects Compensation Techniques in OFDM Radio over Fiber Systems,” no. September, 2018.
- [16] T. Report, “ITU-T,” no. February 2018, 2020.
- [17] D. A. A. Mello, A. N. Barreto, F. A. Barbosa, C. Osorio, M. Fiorani, and P. Monti, “Spectrally Efficient Fronthaul Architectures for a Cost-Effective,” *2016 18th Int. Conf. Transparent Opt. Networks*, pp. 1–5, 2016.
- [18] C. Parties, “CPRI Specification V7.0,” vol. 0, 2015.
- [19] I. Waveforms *et al.*, “applied sciences A 5G C-RAN Optical Fronthaul Architecture for Hotspot Areas Using OFDM-Based Analog,” pp. 1–23, 2019.
- [20] X. Liu and F. Effenberger, “Emerging Optical Access Network Technologies for 5G Wireless [Invited],” vol. 8, no. 12, pp. 70–79, 2016.
- [21] X. Xiao *et al.*, “High-speed , low-loss silicon Mach – Zehnder modulators with doping optimization,” vol. 21, no. 4, pp. 4116–4125, 2013.
- [22] L. N. Binh, *Optical Fiber Communication Systems with MATLAB® and Simulink® Models, Second Edition*. 2014.
- [23] R. Amin *et al.*, “0 . 52 V-mm ITO-based Mach-Zehnder Modulator in Silicon Photonics,” pp. 1–15, 2018.
- [24] C. Lin, J. J. Chen, S. Dai, P. Peng, and S. Chi, “Impact of Nonlinear Transfer Function and Imperfect Splitting Ratio of MZM on Optical Up-Conversion Employing Double Sideband With Carrier Suppression Modulation,” vol. 26, no. 15, pp. 2449–2459, 2008.
- [25] X. N. Fernando, “Modulator Bias Optimization of Radio Over Fiber Links Considering Noise Figure and RF Gain,” p. 5, 2014.
- [26] V. J. U. Jr., J. M. Dwight, and K. J. Williams, *Fundamentals of Microwave Photonics*, 1st ed. Wiley, 2015.
- [27] A. Rf, H. See, and R. Further, “Electronic oscillator.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_oscillator. [Accessed: 02-Sep-2019].
- [28] T. Digiphase, E. Practical, and R. Further, “Frequency synthesizer.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_synthesizer. [Accessed: 02-Sep-2019].
- [29] C. Madden, K. Suk, D. Oh, and X. C. Yuan, “System Level Deterministic and Random Jitter Measurement and Extraction for Multi-gigahertz Memory Buses,” pp. 7–10, 2004.
- [30] C. Poole and I. Darwazeh, *Microwave Active Circuit Analysis and Design*, 1st ed. 2015.
- [31] K. Qu, S. Zhao, X. Li, Q. Tan, and Z. Zhu, “Ultraflat and broadband optical frequency comb generator based on cascaded two dual-electrode Mach – Zehnder modulators,” *Opt. Rev.*, vol. 0, no. 0, p. 0, 2018.

Bibliografia

- [32] Y. Gao, A. Wen, H. Zhang, S. Xiang, and H. Zhang, “An efficient photonic mixer with frequency doubling based on a dual-parallel MZM,” *Opt. Commun.*, vol. 321, pp. 11–15, 2014.
- [33] R. H. De Souza, O. L. Coutinho, J. Edimar, and B. Oliveira, “An Analytical Solution for Fiber Optic Links with Photonic - Assisted Millimeter Wave Upconversion Due to MZM Nonlinearities,” vol. 16, no. 1, 2017.
- [34] M. P. Thakur, M. C. R. Medeiros, P. Laurêncio, and J. E. Mitchell, “Optical frequency tripling with improved suppression and sideband selection,” vol. 19, no. 26, pp. 441–452, 2011.
- [35] K. Geary, S. Kim, B. Seo, and H. R. Fetterman, “Mach-Zehnder Modulator Arm Length Mismatch Measurement and Analysis.” p. 2, 2003.
- [36] K. Geary, S. Kim, B. Seo, and H. R. Fetterman, “Mach – Zehnder Modulator Arm-Length-Mismatch Measurement Technique,” vol. 23, no. 3, pp. 1273–1277, 2005.
- [37] “Piroeletricidade,” 2019. [Online]. Available: <https://pt.wikipedia.org/wiki/Piroeletricidade>. [Accessed: 02-May-2019].
- [38] “Faraday Isolators,” 2013. [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/faraday_isolators.html. [Accessed: 30-Apr-2019].
- [39] J. Svarny, “Bias driver of the Mach-Zehnder intensity electro-optic modulator , based on harmonic analysis,” pp. 184–189.
- [40] “Insertion Loss.” [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/insertion_loss.html. [Accessed: 29-Apr-2019].
- [41] “Link budget.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Link_budget. [Accessed: 16-Apr-2019].
- [42] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes, and D. J. Thomson, “Silicon optical modulators,” vol. 4, no. July, 2010.