

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



FEUP

**Estudo de Técnicas de
Pré-Compensação das Penalidades no
Downlink em Sistemas "Wireless
Radio-over-Fiber", Usando Sinais
OFDM**

Tiago de Vasconcelos Azevedo

Tese submetida no Âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Henrique Salgado

Janeiro de 2009

A Dissertação intitulada

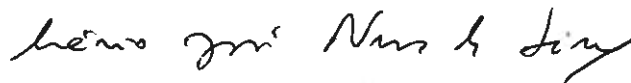
**“ESTUDO DE TÉCNICAS DE PRÉ COMPENSAÇÃO DAS PENALIDADES NO DOWNLINK EM SISTEMAS
“WIRELESS RADIO-OVER-FIBER”, USANDO SINAIS OFDM”**

foi aprovada em provas realizadas em 05/Março/2009

o júri

Presidente Professor Doutor Sílvio Almeida Abrantes Moreira
Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Professor Doutor Mário José Neves de Lima
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - TIAGO DE VASCONCELOS AZEVEDO



Resumo

A dissertação aqui apresentada tem como objectivo o "Estudo de Técnicas de Pré-Compensação das Penalidades no *Downlink* em Sistemas "*Wireless Radio-over-Fiber*", Usando Sinais *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)". O objectivo é estudar e analisar o impacto de um circuito de pré-distorção aplicado a um sistema *Radio-over-Fibre* (RoF) com a finalidade de eliminação da distorção introduzida pelo *Mach-Zehnder Modulator* (MZM) e em particular a componente não-linear de terceira ordem por ele gerado.

Abstract

The dissertation presented here has the objective of "Technical Study of Pre-Compensation of Penalties in the Downlink Systems "*Wireless Radio-over-Fiber*", Using OFDM signals". The aim is to study and analyze the impact of a pre-distortion circuit applied to a RoF system with the purpose of eliminating the distortion introduced by MZM and in particular the non-linear component of third order he creates.

“In time of difficulties, we must not lose sight of our achievements.”

Mao Tse-Tung

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Contribuição	1
1.3	Estrutura da Dissertação	1
2	Rádio-sobre-Fibra	3
2.1	O que é Radio-sobre-Fibra?	4
2.2	Benefícios dos Sistemas Rádio-sobre-Fibra	4
2.2.1	Baixa Atenuação	4
2.2.2	Maior Largura de Banda	5
2.2.3	Fácil Instalação e Manutenção	5
2.2.4	Consumo Reduzido de Potência	5
2.2.5	Flexibilidade	5
2.2.6	Imunidade às Interferências das Frequências de Rádio	5
2.2.7	Alocamento de Recursos Dinâmicos	5
2.3	Limitações da Tecnologia Rádio-sobre-Fibra	6
2.4	Aplicações da Tecnologia Rádio-sobre-Fibra	6
2.4.1	Redes Wireless LAN sobre Fibra Óptica	6
2.5	Futuros Desafios para Rádio-sobre-Fibra	7
2.6	60GHz Banda do Futuro?	7
3	Validação dos Vários Componentes Constituintes do Sistema <i>RoF</i> em Estudo	9
3.1	Laser	10
3.2	Técnicas de Compensação da Distorção	10
3.2.1	Técnicas <i>Feed-Forward</i>	10
3.2.2	Técnicas de Pós-Compensação	11
3.2.3	Técnicas de Pré-Distorção	12
3.3	Modulador Externo - <i>MZM</i>	14
3.4	Fibra Óptica Monomodo	15
3.5	Fotodíodo <i>PIN</i>	15
3.6	<i>OFDM</i> em sistemas <i>RoF</i>	16
3.6.1	Vantagens do <i>OFDM</i>	17
3.6.2	Desvantagens do <i>OFDM</i>	17
3.6.3	<i>Multipath</i>	17
3.6.4	<i>Fading</i>	17

4	Modelos em <i>Matlab</i> dos Vários Componentes Constituintes do Sistema <i>RoF</i> em Estudo	19
4.1	Modulador Externo - <i>MZM</i>	20
4.2	Circuito de Pré-Distorção	22
4.3	Fibra Óptica Monomodo	25
4.4	Fotodíodo <i>PIN</i>	26
4.5	Geração do Sinal <i>OFDM</i>	26
5	Simulação, Testes e Discussão de Resultados	29
5.1	Testes e Resultados do Sistema Sem Pré-Distorção	29
5.2	Testes e Resultados do Sistema Com Pré-Distorção	32
5.3	Testes e Resultados do Sistema Com Pré-Distorção e Sinal <i>OFDM</i>	33
6	Conclusões	37
6.1	Análise Crítica do Trabalho Desenvolvido	37
6.2	Balanco e Perspectiva Global	38
6.3	Trabalho Futuro	38
A	Código <i>Matlab</i>	39
	Referências	42

Lista de Figuras

2.1	Esquema de um sistema típico de Rádio-sobre-Fibra.	4
2.2	Estado actual das Licenças para Banda de 60GHz em alguns Países [1].	8
3.1	Esquema de um Circuito <i>Feed-Forward</i> Proposto por Ismael et. al. [2].	10
3.2	Esquema Exemplo de Pós-Distorção [3].	11
3.3	Esquema de Pós-Distorção Proposto por Fernando et. al. [4].	12
3.4	Circuito de Pré-Distorção a Implementar [5].	13
3.5	Esquema de Pré-Distorção Proposto por Benedetto et. al. [6].	13
3.6	Esquema de Pré-Distorção Proposto por Fernando et. al. [4].	14
3.7	Exemplo de um Modulador de Fase Óptico [7].	14
3.8	Espectro de um sinal <i>OFDM</i> com três sub-portadoras [8].	16
4.1	Esquema do Sistema Implementado na Tese.	19
4.2	Esquema interno de um <i>MZM</i> [7].	20
4.3	Circuito de Pré-Distorção Pormenorizado [9].	22
4.4	Diagrama do Modelo a Aplicar na Fibra Monomodo.	25
4.5	Diagrama de Blocos para a Geração de Sinal <i>OFDM</i>	26
4.6	Espectro do Sinal à Saída da IFFT Sem e Com Sobre-Amostragem [10].	27
4.7	Extensão do Período de um Símbolo <i>OFDM</i> [10].	27
4.8	Diagrama de Blocos para a Desmodulação do Sinal <i>OFDM</i>	27
5.1	Espectro do Sinal de Entrada para Teste.	30
5.2	Resultados da Simulação em Ambiente <i>Matlab</i> sem Circuito Pré-Distorção.	30
5.3	Gráfico dos Valores Referentes à Tabela 5.1.	31
5.4	Resultados da Simulação em Ambiente <i>Matlab</i> com Circuito Pré-Distorção.	32
5.5	Gráfico dos Valores Referentes à Tabela 5.2.	33
5.6	<i>BER</i> para Transmissão de um Sinal <i>BPSK</i> em <i>OFDM</i> ($M=0,05$).	34
5.7	Espectro do Sinal de entrada <i>OFDM</i> com e sem Circuito de Pré-Distorção ($M=0,05$).	34
5.8	<i>BER</i> para Transmissão de um Sinal <i>BPSK</i> em <i>OFDM</i> ($M=0,5$).	35
5.9	Espectro do Sinal de entrada <i>OFDM</i> com e sem Circuito de Pré-Distorção ($M=0,5$).	35
A.1	Modelo do <i>MZM</i> em Ambiente <i>Matlab</i>	39
A.2	Modelo do Circuito de Pré-Distorção em Ambiente <i>Matlab</i>	39
A.3	Modelo da Fibra Monomodo em Ambiente <i>Matlab</i>	40
A.4	Modelo de Geração do sinal <i>OFDM</i> em Ambiente <i>Matlab</i>	40
A.5	Modelo de Desmodulação do Sinal <i>OFDM</i> em Ambiente <i>Matlab</i>	41

Lista de Tabelas

2.1	Rede <i>Wireless Local Standards</i>	7
5.1	Tabela com Valores do Sinal de Entrada, Saída e Respectivos Harmónicos Sem Circuito de Pré-Distorção.	31
5.2	Tabela com Valores do Sinal de Entrada, Saída e Respectivos Harmónicos Com Circuito de Pré-Distorção.	32

Lista de Abreviaturas

AC	<i>Alternate Current</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BS	<i>Base Stations</i>
C.C.	<i>Corrente Contínua</i>
CS	<i>Central Station</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i>
DR	<i>Dynamic Range</i>
E/O	<i>Electric-Optic</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
ICI	<i>InterChannel Interference</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IP3	<i>Ponto de Intersecção de 3ª Ordem</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
O/E	<i>Optic-Electric</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>

- RF** *Radio Frequency*
- RIN** *Relative Intensity Noise*
- RoF** *Radio-over-Fibre*
- SNR** *Signal-to-Noise Ratio*

Lista de Símbolos

°	<i>Graus</i>
dB	<i>Decibel</i>
dBm	<i>Decibel por Miliwatt</i>
Gbps	<i>Giga Bit por Segundo</i>
GHz	<i>Giga Hertz</i>
Km	<i>Quilómetros</i>
Mbps	<i>Mega Bit por Segundo</i>
mW	<i>Miliwatt</i>
nm	<i>Nano Metro</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Explorar e conhecer uma tecnologia emergente **RoF**, que actualmente é vista como a solução mais certa para múltiplas áreas de aplicação devido às inúmeras vantagens por ela apresentada.

Tem-se ainda como objectivo primordial a eliminação da distorção introduzida pelo **MZM** e em particular a componente não-linear de terceira ordem por ele gerado fazendo uso de um circuito de pré-distorção.

Outros objectivos compreendem um estudo e adquirir conhecimentos sobre modulação **OFDM**, métodos de compensação no *downlink* e compreender as componentes de distorção geradas pelos componentes não-lineares do sistema, especificamente o **MZM**.

1.2 Contribuição

Muitos estudos e aplicações tem sido desenvolvidas sobre a tecnologia **RoF** e pretende-se com esta tese dar uma visão sobre esta área, introduzir alguns conceitos sobre **RoF** e apresentar uma possível solução para redes *Wireless Local Area Network (LAN)*. Solução essa que passa por um circuito de pré-distorção de complexidade e custos relativamente baixos.

Sobre as redes *Wireless LAN* não se irá avaliar ao nível da comunicação e transporte de informação dentro da rede mas sim os componentes físicos constituintes do sistema **RoF** passíveis de se usar neste género de aplicação.

1.3 Estrutura da Dissertação

Esta tese vem em seguimento de um trabalho preliminar iniciado na disciplina Preparação da Dissertação leccionada na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

Desta disciplina adveio um documento contendo um levantamento sobre o estado da arte de **RoF** onde se faz também referência a algumas tecnologias a ela associada como ondas milimétricas, fibra óptica e modulação **OFDM**. Os documentos associados à disciplina Preparação da Dissertação podem ser encontrados em <http://www.fe.up.pt/~ee01060>.

Neste documento fala-se novamente de **RoF** demonstrando os vários benefícios deste tipo de tecnologia, possíveis áreas de aplicação, as suas limitações e entraves à sua utilização. Faz-se uma introdução geral dos componentes usados bem como as razões da utilização e soluções optadas para o sistema. Analisa-se de uma forma mais pormenorizada cada um dos componentes separadamente quanto às suas funções de transferência e modelos matemáticos com o objectivo de simular o sistema em ambiente *Matlab* (ferramenta de computação numérica e linguagem de programação criada pela *MathWorks*). Todavia, um dos objectivos é o estudo e interacção dos componentes e não o seu desenvolvimento e explanação integral em ambiente *Matlab*. Abrange-se muito de leve o código desenvolvido para cada um deles sendo o *Matlab* usado como ferramenta de apoio, auxílio ao estudo e simulação do sistema.

Por fim, estuda-se e analisa-se os resultados obtidos sendo posteriormente em termos de conclusão aferido se os objectivos inicialmente propostos são alcançados.

Capítulo 2

Rádio-sobre-Fibra

"Ao longo da história, o homem tem criado os mais diversos meios e ferramentas para comunicar, e deste modo melhorar os seus padrões actuais de vida. "Sociedade da Informação" é um termo, também chamado de Sociedade do Conhecimento ou Nova Economia, que surge no fim do Século XX, com origem no termo Globalização. Este tipo de sociedade encontra-se em processo de formação e expansão. Assim, assistimos a um desenvolvimento tecnológico, independente e autónomo, sem necessitar de ser controlado pelo homem (o seu criador). Ou como mais recentemente a ciência nos afirma: "o desenvolvimento tecnológico avança tão rápido que o homem não o consegue alcançar" [11].

Aliado a estas ferramentas e avanços tecnológicos não se pode alienar os seus suportes, estruturas físicas (antenas, redes wireless, etc). Suportes físicos esses que para as novas tendências e gerações de tecnologias têm dificuldade de resposta face à largura de banda e frequências mais elevadas de funcionamento.

De entre muitas soluções uma tecnologia que se tem destacado é **RoF**. As redes baseadas neste tipo de sistemas são bastante vantajosas combinando as potencialidades de transmissão da fibra óptica com as potencialidades de transmissão de sinais *Radio Frequency (RF)*. Sinais esses, por razões que se tornaram mais claras ao longo deste capítulo, preferencialmente num futuro próximo rondarão a banda dos 60GHz seguindo assim a tendência de evolução das redes *Wireless LAN*.

Esta tecnologia vem reduzir significativamente os custos dos sistemas *wireless*, simplificando as *Base Stations (BS)* onde se situam as antenas de emissão ao nível de equipamento, restringindo-se assim a maioria do processamento de sinal à *Central Station (CS)*, dispensando muito do equipamento implementado nas actuais **BS**. Serve então este capítulo para definir o que é um sistema **RoF**, identificar os benefícios, aplicações e futuros desafios desta tecnologia.

2.1 O que é Rádio-sobre-Fibra?

Pondo de uma forma simplista e directa a definição de **RoF**, não é nada mais que a utilização de ligações, ou redes, em fibra óptica que transmitem sinais **RF** entre a **CS** e as **BS** que fazem chegar o sinal aos utilizadores. Como já foi mencionado **RoF** torna possível centralizar todo, ou quase

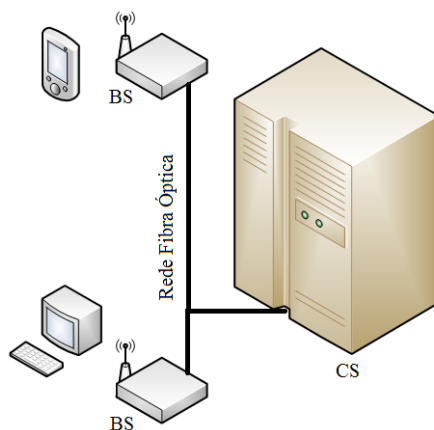


Figura 2.1: Esquema de um sistema típico de Rádio-sobre-Fibra.

todo, o processamento dos sinais **RF** apenas num ponto, a **CS**, e depois usar a rede de fibra óptica, que oferece uma perda baixa de sinal (entre 0,3 dB/km e 0,5 dB/km) para fazer chegar o sinal a **BS**. Este tipo de configuração dos sistemas **RoF** faz com que nas **BS** apenas seja necessário fazer uma conversão óptico-eléctrica e amplificar o sinal, devido ao facto de se concentrar a maioria do equipamento de altas frequências, muito dispendioso, nas **CS**, simplificando assim as **BS** [12].

2.2 Benefícios dos Sistemas Rádio-sobre-Fibra

2.2.1 Baixa Atenuação

Os sistemas **RoF** recorrem-se do uso de fibras ópticas na distribuição dos sinais entre **BS** e **CS**, como foi mencionado acima, apresentam muito baixa atenuação.

No entanto, existem outras soluções para a transferência destes mesmo sinais mas que do ponto de vista económico e técnico não se conseguem equiparar com a tecnologia **RoF** sendo eles: distribuição eléctrica de microondas e ondas milimétricas. A distribuição eléctrica de microondas pode ser feita através do espaço livre. Este género de distribuição acarreta problemas de perdas devido à absorção e reflexão por causa do aumento da frequência do sinal, ou, através de linhas de transmissão que com o aumento da frequência aumenta também a impedância associada à linha de transmissão.

Para o uso de ondas milimétricas, a sua distribuição através de linhas de transmissão não é praticável, nem a pequenas distâncias por apresentar perdas muito elevadas. Uma solução alternativa seria usar sinais na banda base ou sinais nas frequências intermédias, mas tudo isto levaria a sistemas complexos e de performance reduzida [12].

2.2.2 Maior Largura de Banda

Como se sabe as fibras ópticas oferecem uma enorme largura de banda juntando também os benefícios da grande capacidade de transmissão de sinais que permite uma grande velocidade de processamento óptico algo que seria muito mais difícil em sistemas eléctricos. A utilização das enormes larguras de banda usadas na fibra óptica é em grande parte limitada pela largura de banda dos equipamentos electrónicos que normalmente são usados pelas fontes primárias e pelos utilizadores da rede. A solução para este problema é a utilização de técnicas de multiplexagem ou métodos electrónicos para melhorar a performance dos equipamentos usados [12].

2.2.3 Fácil Instalação e Manutenção

A maioria das técnicas usadas em sistemas RoF reduzem a complexidade e eliminam certos elementos dos circuitos usados nas BS reduzindo-as muitas das vezes a um fotodetector, um amplificador RF e uma antena o que torna a implementação do sistema economicamente viável. Esta configuração dá origem a menores e mais compactas BS, reduzindo os custos de instalação e manutenção do sistema. Algo que é de extrema importância no caso de aplicações em grande escala [12].

2.2.4 Consumo Reduzido de Potência

O uso de pouco equipamento nas BS é acompanhado de um consumo reduzido de potências, menos equipamento menos consumo, inclusive em algumas aplicações já existem BS que funcionam de forma passiva tornando-se muito importante nos casos em que BS se encontram em locais de difícil acesso ou sem acesso a rede eléctrica [12].

2.2.5 Flexibilidade

Os sistemas RoF oferecem enormes benefícios em termos de flexibilidade operacional. Por exemplo usando fibras monomodo podemos concentrar e distribuir vários serviços numa única fibra obtendo benefícios económicos na construção de uma rede. Pode-se ainda em comunicação entre CS modular e endereçar a informação em quantidades diferentes para diferentes BS, dependendo do tráfego exigido por cada uma poupando-se assim recursos da rede [12].

2.2.6 Imunidade às Interferências das Frequências de Rádio

A imunidade às interferências electromagnéticas é uma das propriedades nas comunicações por fibra óptica devendo-se ao facto dos sinais transmitidos na fibra serem sinais ópticos [12].

2.2.7 Alocamento de Recursos Dinâmicos

O alocamento de recursos dinâmicos é feita de uma forma simples uma vez que a comutação, modulação, e outras funções de RF são executadas na CS. É assim possível alocar dinamicamente

a capacidade. Por exemplo, num sistema de distribuição **RoF** para o tráfego *Global System for Mobile Communications (GSM)*, uma antena pode alocar dentro do seu raio de acção uma maior capacidade a uma área durante alturas de pico e posteriormente redistribuir a capacidade a outras áreas quando o tempo de pico passar [12].

2.3 Limitações da Tecnologia Rádio-sobre-Fibra

Os sistemas **RoF** são fundamentalmente um sistema analógico. Consequentemente, o ruído e a distorção, são duas das principais características que afectam o sinal em sistemas de comunicação analógicos. Embora o sistema de transmissão **RoF** seja analógico, a informação que está sendo distribuída na portadora **RF** pode ser digital. As fontes de ruído nas ligações analógicas de fibra óptica incluem o *Relative Intensity Noise (RIN)* do laser, o ruído da fase do laser, ruído do fotodíodo, o ruído térmico associado à resistência de polarização do fotodíodo, ruído do amplificador e a dispersão da fibra. Em sistemas **RoF** baseados em fibra monomodo a dispersão cromática pode limitar os comprimentos da ligação da fibra e pode também causar desfasamentos. Quanto à distorção, o laser e o **MZM** são os dois principais elementos que contribuem para este efeito em sistemas de transmissão **RoF** [12].

2.4 Aplicações da Tecnologia Rádio-sobre-Fibra

São vastas as áreas de aplicação da tecnologia **RoF**: comunicações de satélite, comunicações móveis de rádio, acesso rádio por rádio difusão, serviços de distribuição vídeo multiponto, sistemas de rádio difusão móvel, comunicações e controle de veículos e redes *wireless LAN* sobre fibra óptica. Cada uma destas áreas tem as suas várias formas e meios de aplicação desta mesma tecnologia no entanto iremos dar especial atenção à aplicação da tecnologia **RoF** em redes *Wireless LAN* sobre fibra óptica. Como já foi mencionado no capítulo 1 não se irá avaliar ao nível da comunicação e transporte de informação dentro da rede mas sim os componentes físicos constituintes do sistema **RoF** passíveis de se usar neste género de aplicação.

2.4.1 Redes Wireless LAN sobre Fibra Óptica

Como os dispositivos portáteis, telemóveis, pda's, computadores pessoais, etc, se encontram cada vez mais acessíveis a demanda para o acesso *broadband* móvel e as **LANs** terão de aumentar a sua resposta. Isto conduzirá por sua vez a frequências de portadora mais elevada em resposta da oferta de maior capacidade. Por exemplo, *Wireless LAN* actual opera na banda dos 2.4GHz e oferece uma capacidade máxima de 54Mbps por portadora (IEEE 802.11g), como se pode ver na tabela 2.1.

A geração seguinte de *Wireless LAN broadband* é apontada para oferecer até 600Mbps por portadora, e requererá frequências de portadoras mais elevadas, na banda dos 5GHz (IEEE 802.11n). Uma maneira eficaz de baixar o custo em torno deste problema é a aplicação de tecnologia **RoF** [13].

Protocolo 802.11	Ano	Frequência (GHz)	Mbps
g	2003	2,4	54
n	2010	5	600

Tabela 2.1: Rede *Wireless Local Standards*

2.5 Futuros Desafios para Rádio-sobre-Fibra

Hoje, a introdução de sistemas **RoF** chega apenas a diversos mercados de nicho tais como sistemas móveis e *wireless* em edifícios (distribuição de sinais 3G ou cobertura *Wi-Fi*) ou **BS** em sistemas de comunicação de satélites. Para aumentar a penetração de sistemas **RoF** no mercado diversos desafios tem que ser identificados e ultrapassados. O desafio não passa apenas por demonstrar as vantagens económicas do uso de sistemas **RoF** no lugar das actuais infra-estruturas ópticas mas também como poderão acompanhar a evolução das redes de acesso, novos equipamentos, tecnologias e a sua escalabilidade. Pode-se assim identificar três possíveis desafios para esta tecnologia.

I) O actual acesso e evolução da rede em casa pois não se usa um único protocolo mas sim diferentes protocolos são usados de forma paralela.

II) Os sistemas **RoF** em redes de acesso vem da combinação necessária das infra-estruturas ópticas entre os diferentes tipos de rede existentes que podem ter evoluções separadas.

III) A falta da estandardização para sistemas **RoF**. As técnicas e as arquitecturas usadas em sistemas **RoF** são muito e diversas e as soluções adequadas devem ser identificadas (operadores, fornecedores de sistemas e fabricantes de componentes) a fim de encaminhar para as soluções mais adaptadas e aumentar as oportunidades de distribuição [14].

2.6 60GHz Banda do Futuro?

As portadoras de 60GHz têm largura de banda suficiente para a transmissão de dados em giga bit, em resposta a futuras necessidades, mas a razão mais importante para atrair interesses é que muitos países estão a abrir a banda de 60GHz como uma banda de licença livre.

Como mostra a figura 2.2 são diversas as larguras de banda abertas na faixa dos 60GHz, que significa que eficiência da largura de banda deixa de ser um aspecto importante mas sim como tirar partido de tal.

Capítulo 3

Validação dos Vários Componentes Constituintes do Sistema *RoF* em Estudo

Serve este capítulo para esclarecer e melhor entender o porquê das opções tomadas no estudo do sistema *RoF* desenvolvido. Justifica-se assim o uso de um circuito de pré-distorção e modulação externa do sinal. Fala-se também de uma forma geral sobre o funcionamento dos componentes constituintes do sistema.

Sistemas de comunicações ópticas de banda larga requerem fontes de luz coerente para funcionar eficazmente e o laser é usado com esta finalidade. Embora se possa modular a corrente do laser de forma a aumentar o seu rendimento, modulação directa não é a melhor solução para gerar sinais *RoF*. A razão principal é que ao modular directamente a corrente vai existir uma variação na temperatura do laser provocando uma alteração na densidade de portadores da região activa do mesmo. Ao existir alterações nesta região, a frequência de ressonância da cavidade da região activa irá ser afectada, fazendo assim variar a frequência portadora do sinal à saída do laser. Este fenómeno é conhecido como efeito "chirp" do laser. Em [17] é feita uma comparação entre o funcionamento de um laser *Distributed Feedback Laser (DFB)* em modulação directa e modulação externa. O *MZM* apresenta uma maior largura de banda que o laser, apesar de o laser apresentar um maior *Dynamic Range (DR)*. Assim sendo, obtém-se menor distorção para pequenos sinais comparativamente ao *MZM*, no caso de bandas de frequências pequenas.

Devido a estas razões se recorrem a moduladores externos para gerar sinais em sistemas de comunicação ópticos, especificamente *RoF* [7] [9].

3.1 Laser

No sistema RoF foi usado um laser monomodo DFB (potência de 1 mW) em funcionamento contínuo como fonte de luz do MZM.

A principal vantagem deste género de lasers é a sua grande gama de sintonização, gamas de varrimento de vários nm (1000GHz ou mais) são regularmente atingidas, tem um comprimento de onda estável que é estabelecido durante o seu fabrico variando apenas ligeiramente com a temperatura e tem uma concepção mecânica muito robusta. Torna-o assim particularmente atraente para aplicações exigentes em duros ambientes industriais.

O laser não será abordado no capítulo 4 pois este componente serve apenas como fonte de luz do sistema e o circuito de pré-distorção tem como objectivo a eliminação da distorção da componente de terceira ordem gerada pelo MZM.

3.2 Técnicas de Compensação da Distorção

3.2.1 Técnicas *Feed-Forward*

Técnicas *Feed-Forward* estão a ser adoptadas e preferidas para serem implementadas em sistemas RoF. São várias as montagens e abordagens propostas. Tem como vantagens sobre técnicas de pré-distorção a redução da distorção em banda larga para frequências de microonda, redução em todas as ordens da distorção, eliminação do RIN o que leva a não ser necessário saber as características não-lineares do laser. No entanto, comparativamente aos circuitos implementados usando técnicas de pré-distorção são mais complexos e mais dispendiosos. Apresenta-se na figura seguinte um circuito exemplo de uma técnica *Feed-Forward* [18].

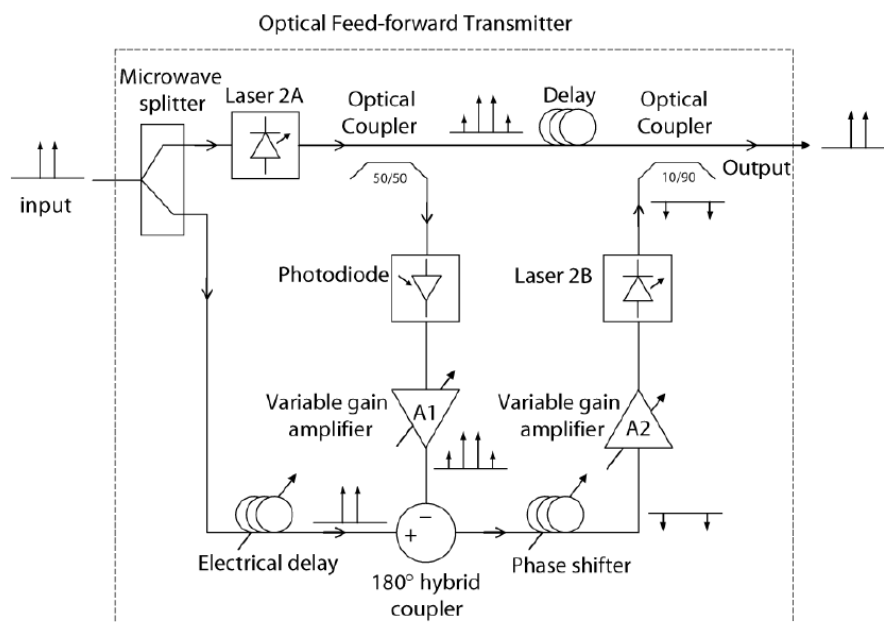


Figura 3.1: Esquema de um Circuito *Feed-Forward* Proposto por Ismael et. al. [2].

Na figura 3.1, apresenta um esquema proposto por Ismael et al, [2] [18] o sinal de entrada é dividido em dois caminhos. Um modula o laser principal e o outro é utilizado como um sinal de referência. O acoplador híbrido de 180° detecta a diferença entre esses dois sinais, por exemplo, produtos de intermodulação. Esses sinais são então invertidos, ampliados e vão modular um segundo laser. Idealmente, este sinal irá cancelar os produtos de intermodulação do sinal que vem do laser principal.

Outras montagens são propostas, tais como [19] descreve um circuito de compensação para linearização de um laser semiconductor. É obtido uma redução das distorções de segundo harmónico superior a 14dB e 10dB na componente de distorção de intermodulação de terceira ordem utilizando um circuito muito parecido com o proposto por Ismael et. al.

Abichou et. al. [20] propõe um sistema de compensação de díodos laser baseado numa análise da teoria de controle em que o díodo é visto como um sistema plano diferencial (*differentially flat*). Com este trabalho, transformam sem distorcer a corrente de modulação de rádio-frequência numa modulação de luz deixando o laser e entrando na fibra óptica. Para este tipo de alta frequência (10GHz), é difícil e quase impossível a utilização em tempo real de computações numéricas. São propostas duas aproximações tais que a pré-compensação do circuito proposto possa ser aplicado em tempo real através de um circuito electrónico específico.

3.2.2 Técnicas de Pós-Compensação

Um estudo desenvolvido [3] mostra que as características não-lineares da pré-distorção e pós-distorção são as mesmas, em princípio. A diferença entre elas reside na localização do compensador que é colocada na BS no caso da pós-compensação. Porque é colocado após a ligação óptica, o efeito da memória dessa ligação, que é proporcional ao comprimento da fibra, terá de ser tido em conta. Na prática, pré-distorção e pós-distorção só é adequado para um sistema sem memória ou parcialmente sem memória.

A técnica de pós-compensação no aspecto económico não será tão viável como a técnica de pré-compensação devido a aumentar o custo de produção das BS. Apresenta-se na figura seguinte um esquema exemplo de pós-compensação.

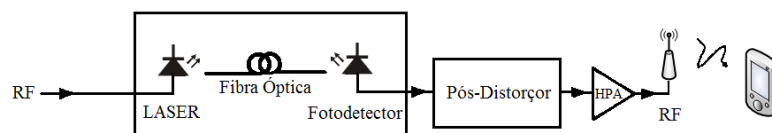


Figura 3.2: Esquema Exemplo de Pós-Distorção [3].

Em [4] é proposto uma linearização assimétrica de ligações RoF. O sinal eléctrico é dividido em dois sinais idênticos sendo um compensado em amplitude e o segundo em fase. Esta compensação é conseguida por um sistema adaptativo recorrendo a um sinal proveniente da própria BS. A diferença entre a amplitude (fase) da sequência de treino esperada e a efectivamente recebida fornece informação sobre a distorção da ligação RoF. A utilização de dois filtros separados

para compensação de amplitude e fase produz melhores resultados, porque as não-linearidades de amplitude e fase são independentes umas das outras.

Os dois filtros têm exactamente a mesma arquitectura, excepto que, para a compensação da amplitude, a saída do sistema é comparada com $a(n)$ (amplitude de treino), enquanto na compensação de fase a saída é comparada com $\phi(n)$ (fase da sequência de treino). O diagrama de blocos deste circuito de pós-compensação está representado na figura 3.3.

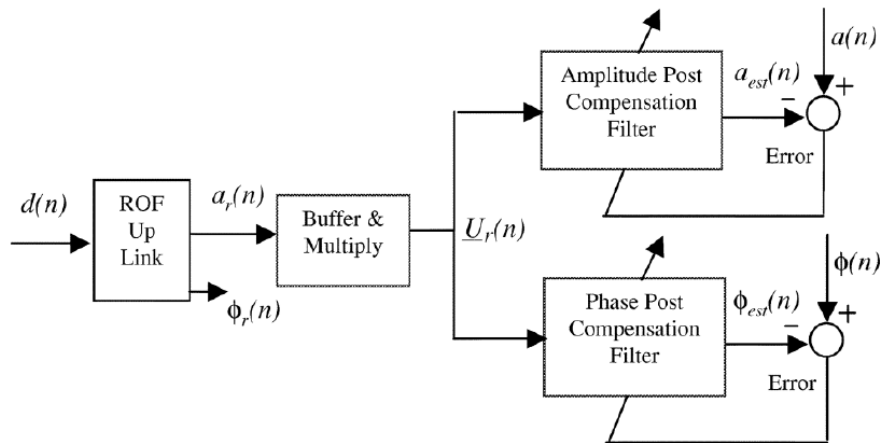


Figura 3.3: Esquema de Pós-Distorção Proposto por Fernando et. al. [4].

3.2.3 Técnicas de Pré-Distorção

As técnicas de pré-distorção de sinal foram tratadas extensamente na literatura, particularmente para esquemas de transmissão de portadoras únicas que empregam modulações multi-nível de amplitude e fase. Recentes estudos usando modulação OFDM para reduzir o impacto da distorção não-linear no desempenho de sistemas têm ganho atenção.

Há dois métodos diferentes para pré-distorção. O primeiro é chamado "pré-distorção dos dados". Esta técnica é apropriada para métodos adaptáveis de pré-distorção. O segundo é chamado "pré-distorção analógica". Consiste na introdução em *Intermediate Frequency (IF)* ou *RF*, antes do conversor *Electric-Optic (E/O)*, um circuito de pré-distorção não-linear sem memória no sinal que deve compensar alguns componentes não-lineares introduzidos pelo conversor E/O. Este procedimento dá resultados bons e tem uma implementação baixa de complexidade. Por esta razão foi feita a opção de usar um circuito de pré-distorção neste trabalho.

Na figura abaixo é apresentado o circuito de pré-distorção, aplicado nesta tese. A explicação detalhada do mesmo poderá ser encontrada no capítulo 4 [5].

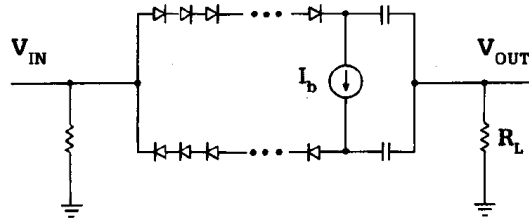


Figura 3.4: Circuito de Pré-Distorção a Implementar [5].

Benedetto et. al. [6] propõem um circuito de pré-distorção baseado em minimização do erro quadrático médio, entre a entrada do circuito de pré-distorção e a saída do componente não-linear. Uma aplicação desta técnica é vista em [6] para um sistema OFDM (figura 3.5).

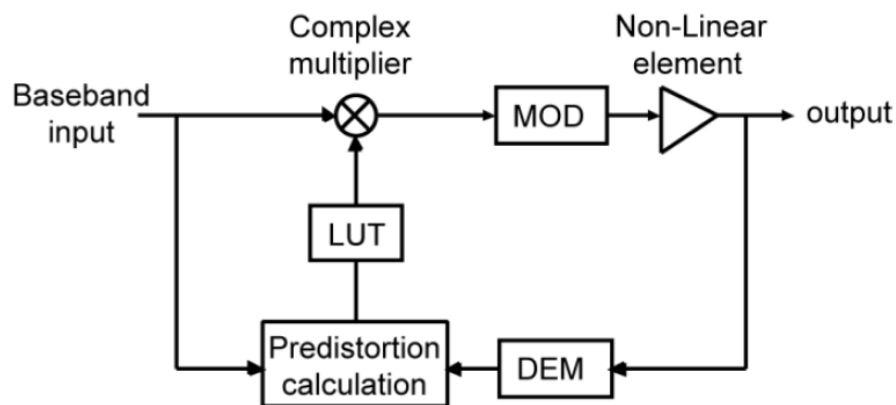


Figura 3.5: Esquema de Pré-Distorção Proposto por Benedetto et. al. [6].

Fernando et. al. propõem em [4] também um circuito de pré-distorção baseado num princípio de funcionamento semelhante ao descrito no ponto anterior (figura 3.3) de compensação separada de amplitude e fase usando uma sequência de treino. Este circuito está representado na figura 3.6.

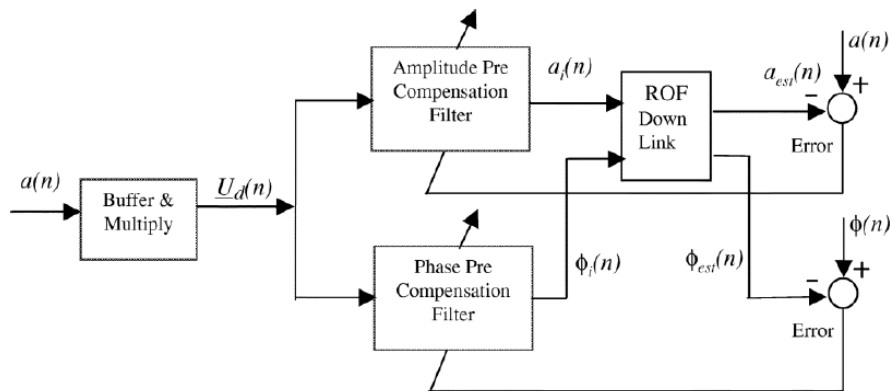


Figura 3.6: Esquema de Pré-Distorção Proposto por Fernando et. al. [4].

3.3 Modulador Externo - MZM

A operação básica de um **MZM** baseia-se num efeito electro-óptico linear. Uma tensão aplicada muda o índice de refração do material electro-óptico, produzindo um deslocamento de fase para o sinal óptico que se propaga ao longo do material. Uma estrutura óptica integrada do **MZM** transforma o deslocamento de fase óptico induzido numa mudança na intensidade, com o dispositivo a exibir uma característica de cosseno elevado. Com uma polarização *Corrente Contínua* (C.C.) de $\frac{V_\pi}{2}$, uma resposta linear é conseguida para modulações pequenas.

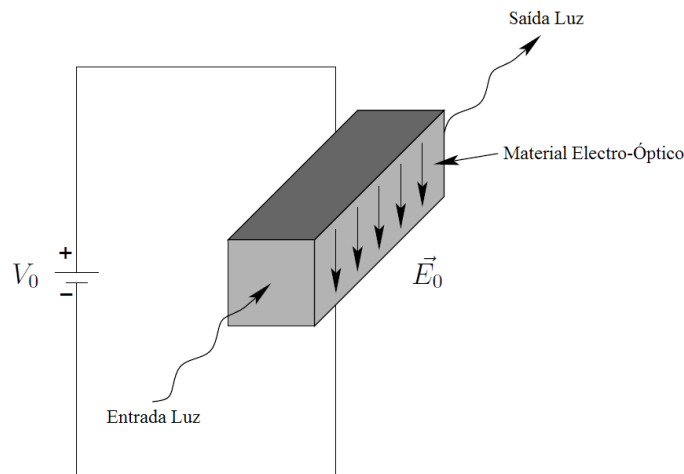


Figura 3.7: Exemplo de um Modulador de Fase Óptico [7].

A largura de banda intrínseca do efeito electro-óptico em $LiNbO_3$ é muito elevada; a dificuldade prática para a construção de moduladores de ondas milimétricas é conseguir equiparar a velocidade de propagação das ondas ópticas e eléctricas ao longo de todo o comprimento de interacção com o eléctrodo. Frequências de modulação até 75GHz foram já demonstradas, mas o problema de equiparar a velocidade de propagação das ondas resulta em perdas ópticas por inserção, as exigências de alimentação do circuito e o custo de unidade aumentam junto com a

largura de banda do dispositivo.

Operar o laser de forma contínua diminui o **RIN** drasticamente; conseqüentemente o ruído dominante nesta configuração é o ruído de disparo [21]. A não-linearidade do **MZM** conduz a produtos de intermodulação [22] [23], que podem ser reduzidos usando um circuito de pré-distorção. O parâmetro "chirp" do **MZM** causa uma distorção na fase do sinal.

3.4 Fibra Óptica Monomodo

A estrutura de uma fibra óptica é a de um cilindro sólido. É constituída pelo núcleo, de índice de refração n_1 , o qual é rodeado pela bainha, de índice de refração n_2 ($n_1 > n_2$).

No sistema **RoF** foi implementado uma fibra monomodo (fibra monomodo porque suporta apenas um único modo de propagação) para servir como canal óptico. As fibras monomodo são o tipo de fibras mais corrente em telecomunicações e as principais razões para isso são as seguintes: exibem as maiores larguras de banda de transmissão e as menores perdas; dispõem de uma qualidade de transmissão superior a qualquer outro tipo de fibra; oferecem uma capacidade de evolução substancial para suportar futuros serviços de banda larga; apresentam compatibilidade com a tecnologia óptica integrada em desenvolvimento; asseguram, em elevado grau, que a sua instalação é duradoura pois exibem tempos de vida médias superiores a 25 anos. Este conjunto de razões aqui apresentado faz com que seja optado o uso de uma fibra monomodo em detrimento de uma fibra multimodo (dá-se o nome de fibra multimodo pois suportam a propagação de centenas de modos). No entanto, existem ainda fibras monomodo com dispersão modificada de modo a reduzir o efeito da dispersão ao longo da mesma [24].

3.5 Fotodíodo PIN

Um fotodíodo é um tipo de célula capaz de converter luz em qualquer corrente ou tensão, dependendo do modo de funcionamento, conversor *Optic-Electric (O/E)*.

No nosso caso o fotodíodo irá converter a luz em corrente. Essa conversão é feita do seguinte modo: o fotodíodo *PIN*, composto por duas regiões p e n que possuem alto nível de dopagem, são separadas por uma região intrínseca de depleção de largura W que é levemente dopada. Quando um fóton incidente tem energia maior ou igual ao intervalo energético entre as bandas ("*band-gap*") do semi-condutor utilizado, essa energia fornecida pelo fóton excita um electrão da banda de valência fazendo este deslocar-se para a banda de condução. Este processo vai gerando pares de electrão/lacuna que constituem justamente os foto-portadores. O elevado campo eléctrico na região de depleção faz com que os portadores se separem e sejam recolhidos pelos terminais da junção inversamente polarizada. Este movimento de cargas provoca um fluxo de corrente no circuito exterior, conhecida como corrente foto-detectada.

Os fotodíodos *PIN* são baratos, rápidos e mais sensíveis do que típicos díodos de junção P-N, conseqüentemente, são muitas vezes utilizados para comunicações ópticas.

3.6 OFDM em sistemas RoF

OFDM é agora a tecnologia preferida para comunicações de rádio *wideband* por causa da sua habilidade de igualar eficientemente canais altamente dispersivos.

Fornece robustez contra o efeito de *fading* selectivo das frequências, resistência à interferência de banda estreita e é eficiente em lidar com o efeito de *multipath*.

Nos últimos dois anos, diversos grupos adaptaram a "rádio"**OFDM** para trabalhar eficientemente em canais de fibra óptica, trazendo a possibilidade de adaptar e compensar o efeito de dispersão ao longo de diversos km de fibra padrão. Em 2007, os sistemas experimentais transmitiram dados a taxas de 20Gbps usando a detecção directa e receptores coerentes. Embora processamento de sinal electrónico ainda está por ser demonstrado em tempo real, os estudos teóricos mostraram que o custo computacional é menor do que outras técnicas de compensação da dispersão; além disso, **OFDM** suporta transmissão de dados a taxas mais elevadas. Assim, **OFDM** é sério candidato para os sistemas futuros de longa distância, em especial porque pode-se rapidamente adaptar às várias trocas entre redes ópticas.

OFDM consiste em separar tramas de dados de taxa elevada em tramas de taxa mais baixa, que são depois transmitidas simultaneamente em diversas sub-portadoras. Ao usar múltiplas sub-portadoras pode-se transmitir tramas de dados de baixo débito paralelamente. A ortogonalidade das sub-portadoras pode ser vista de duas maneiras, no domínio dos tempos e das frequências. No domínio dos tempos, cada sub-portadora deve ter um número inteiro de ciclos durante cada intervalo do símbolo **OFDM**. No domínio das frequências, os espectros de amplitude individual das sub-portadoras, modulados, sobrepõem-se. No entanto, no máximo do espectro de cada sub-portadora, todos os espectros das restantes sub-portadoras são zero. Uma vez que o receptor **OFDM** calcula os valores do espectro nos pontos máximos das sub-portadoras individualmente, pode recuperar cada sub-portadora sem interferência *InterChannel Interference (ICI)* de outros sub-portadoras, canais [25] [26].

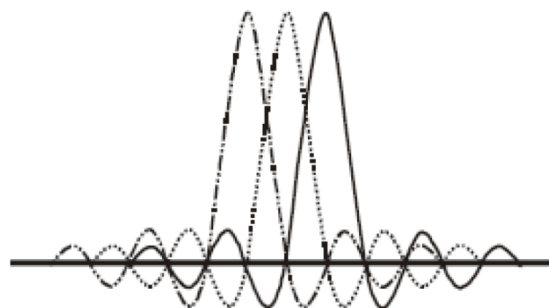


Figura 3.8: Espectro de um sinal *OFDM* com três sub-portadoras [8].

3.6.1 Vantagens do OFDM

OFDM tem diversas vantagens tais como: taxa elevada de dados no canal móvel *wireless* e é executada convenientemente usando operações *Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)* e *Fast Fourier Transform (FFT)* com a vantagem adicional que no processamento digital, o uso de algoritmos FFT são bastante conhecidos.

OFDM é uma técnica espectral eficiente de modulação que assegura uma boa selectividade de frequência nos canais aquando combinado com códigos de correcção e de detecção de erro.

Tem também boa tolerância a *Intersymbol Interference (ISI)* (sobreposição dos impulsos vizinhos, tornando-se por vezes indistinguíveis na recepção) e uma boa performance em canais *multipath* [25] [26].

3.6.2 Desvantagens do OFDM

OFDM tem muitas vantagens mas tem também algumas desvantagens. A desvantagem mais eficaz de OFDM é a sua complexidade, onde OFDM é uma modulação multi-portadora que é mais complexa do que uma modulação de portadora única assim como requer um amplificador de potência mais linear. É bastante sensível à distorção não-linear devido à elevada relação *Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)*. A escala da potência do sinal é medida normalmente pela relação PAPR sendo para sinais OFDM, a potência máxima do sinal significativamente maior do que a potência mínima e média, resultando num PAPR muito elevado o que reduz a eficiência da potência do amplificador RF. É sensível aos *offsets* da frequência (ocorre quando um oscilador de tensão controlada colocado no receptor não está oscilando exactamente na mesma frequência como a portadora e o oscilador de tensão controlada colocado no transmissor). É sensível ao ruído de fase (frequência gerada por um oscilador de tensão controlada prático tende a tremer ao longo do tempo, esta variação da frequência aparece como um ruído manifestando-se na banda base como ruídos adicionais de fase) [25] [26].

3.6.3 Multipath

Nas telecomunicações *wireless multipath* é simplesmente um termo usado para descrever os múltiplos trajectos que uma onda de rádio pode seguir entre o transmissor e o receptor. Os efeitos de *multipath* incluem a interferência construtiva e destrutiva, e o deslocamento de fase do sinal. Em comunicações de rádio digital, tais como GSM, *multipath* causa erros e afecta a qualidade das comunicações. Os erros são devido a ISI. Igualizadores são usados frequentemente para corrigir o ISI. Alternativamente, técnicas de modulação como OFDM e receptores *Rake* podem ser usados [27].

3.6.4 Fading

Fading refere-se à distorção que uma portadora modulada num sinal de telecomunicações sofre ao longo da sua propagação num certo meio. Em sistemas *wireless*, *fading* ocorre devido a

propagação *multipath* e é muitas vezes chamado como *fading* induzido por *multipath*. O *fading* resultante da propagação *multipath* varia com a frequência uma vez que cada frequência chega ao ponto de recepção através de um trajecto diferente. Quando uma banda larga de frequências é transmitida simultaneamente, cada frequência variará na quantidade de *fading*. Esta variação é chamada *Fading Selectivo*. Quando *fading* selectivo ocorre, todas as frequências do sinal transmitido não retem as suas fases originais e amplitudes relativas. Este género de *Fading* causa distorção severa do sinal e limita o sinal total transmitido [28].

Capítulo 4

Modelos em *Matlab* dos Vários Componentes Constituintes do Sistema *RoF* em Estudo

Neste capítulo mostra-se como se desenvolveu teoricamente os modelos alusivos a cada componente e expõem-se do aspecto prático alguns conceitos para o desenvolvimento do código em *Matlab*. Embora se apresente aqui figuras com o código *Matlab* desenvolvido para este estudo, não se pretende fazer uma explicação exaustiva do mesmo, mas sim dar uma ideia do género de funções e variáveis usadas. Posteriormente todas as simulações realizadas em ambiente *Matlab*.

Dar-se-á maior importância aos modelos referentes ao circuito de pré-distorção e modulador externo pois são os modelos de maior relevância do ponto de vista do sistema. Ambos os modelos não são de análise directa tais como os modelos para a fibra óptica e a geração do sinal **OFDM**. São essencialmente equações teóricas que definem cada um dos componentes, as quais são assuntos extensamente tratados na literatura. Na figura abaixo está representado o esquema do circuito implementado na tese.

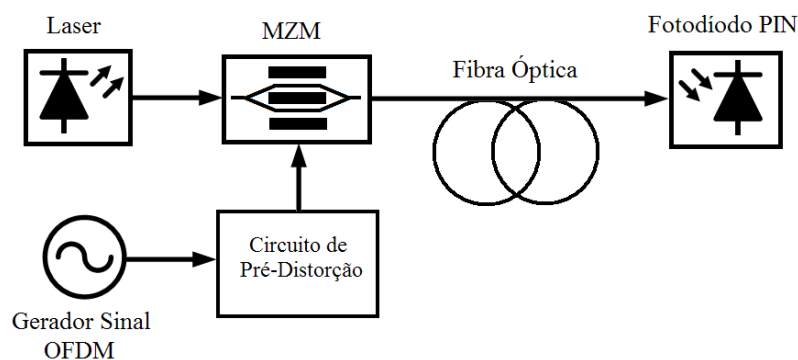


Figura 4.1: Esquema do Sistema Implementado na Tese.

4.1 Modulador Externo - MZM

O funcionamento do MZM foi já discutido na secção 3.2. No seguimento dessa mesma secção vai-se explicar mais detalhadamente o funcionamento do MZM. Explicação essa que será findada com o modelo do MZM usado no sistema final da figura 4.1.

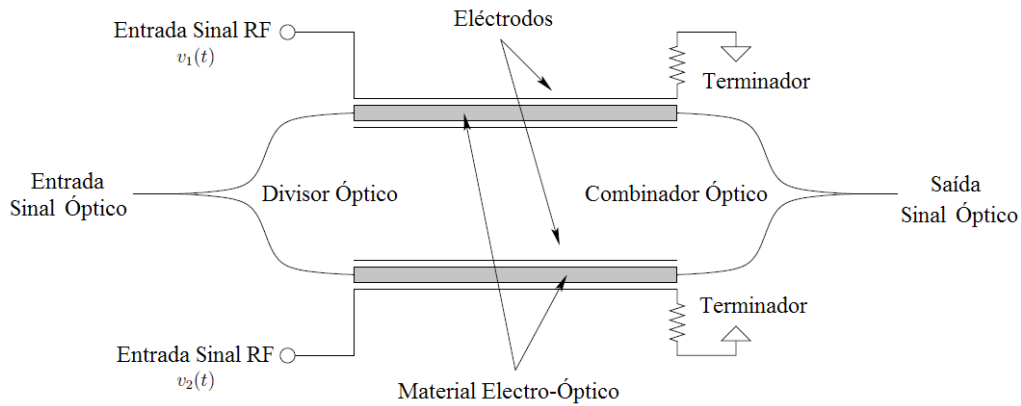


Figura 4.2: Esquema interno de um MZM [7].

O sinal óptico é colocado na entrada e dividido igualmente por dois caminhos. Esses caminhos são compostos por eléctrodos e material não-linear de segunda ordem criando um condensador com campo eléctrico uniforme. O sinal, já dividido, ao atravessar um dos caminhos sofre uma rotação de fase, figura 3.7. É colocado uma resistência equivalente de terminação no fim do eléctrodo garantindo assim uma absorção completa do sinal evitando reflexões. No caso do desfasamento de fase entre os dois caminhos for 0° , na altura da recombinação do sinal irá ocorrer na saída uma interferência construtiva, tendo idealmente à saída o sinal a mesma intensidade do sinal de entrada. Sendo o desfasamento de 180° ocorrerá na saída uma interferência destrutiva, tendo idealmente à saída a completa extinção do sinal. No entanto, a relação entre a diferença de fase e a saída não é linear [7]. Assim sendo vamos considerar dois sinais de entrada distintos $v_1(t)$ e $v_2(t)$ aplicados ao MZM obtendo dois sinais com atrasos de fase distintos:

$$\phi_1 = \phi_0 - \frac{v_1(t)}{V_\pi} \pi = \phi_0 - \Delta\phi_1 \quad (4.1)$$

$$\phi_2 = \phi_0 - \frac{v_2(t)}{V_\pi} \pi = \phi_0 - \Delta\phi_2 \quad (4.2)$$

$\Delta\phi_1$ e $\Delta\phi_2$ são o desfasamento provocado ao longo do caminho. V_π é a tensão de comutação (tensão necessária para gerar uma rotação de fase de 180° de uma onda em que os eléctrodos são alimentados por uma tensão $V_0=0$). Recorrendo à notação complexa para expressar a equação do campo eléctrica do sinal de saída do MZM obtém-se:

$$E_{saída}(t) = \frac{E_{entrada}(t)}{2} \left[e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)} \right] \quad (4.3)$$

Substituindo na equação 4.3 as equações 4.1 e 4.2 obtêm-se:

$$\frac{E_{saida}(t)}{E_{entrada}(t)} = \frac{1}{2} e^{j\phi_0} \left[e^{-j\Delta\phi_1(t)} + e^{-j\Delta\phi_2(t)} \right] \quad (4.4)$$

O termo $e^{j\phi_0}$ é ignorado uma vez que é um desfasamento de fase que não é afectado pelo nível de tensão do sinal aplicado e não é detectado pelo detector:

$$\begin{aligned} \frac{E_{saida}(t)}{E_{entrada}(t)} &= \frac{1}{2} \{ \cos[\Delta\phi_1(t)] + \cos[\Delta\phi_2(t)] + j \sin[\Delta\phi_1(t)] + j \sin[\Delta\phi_2(t)] \} \\ &= \cos\left[\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}\right] e^{j\left[\frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2}\right]} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Por inspecção da equação 4.5 pode-se dizer que a saída do MZM é uma combinação em amplitude e fase. Para sinais *Amplitude Modulation (AM)* $v_1(t)$ e $v_2(t)$ são iguais em módulo e opostos em fase resultando $\Delta\phi_1(t) = -\Delta\phi_2(t) \equiv \Delta\phi$ simplificando assim a expressão 4.5 para:

$$\frac{E_{saida}(t)}{E_{entrada}(t)} = \cos(\Delta\phi(t)) \quad (4.6)$$

Definindo o MZM tal como na expressão 4.6 designa-se que o MZM se encontra em funcionamento *Push-Pull* e assume-se de agora em diante que o MZM se encontra nesta situação de funcionamento. Elevando ao quadrado de forma a obter a potência e sabendo que $\Delta\phi(t) = \frac{v(t)}{V_\pi} \pi$ das expressões 4.1 e 4.2 e relação trigonométrica $\cos^2(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2x)$:

$$\left(\frac{E_{saida}(t)}{E_{entrada}(t)} \right)^2 = [\cos(\Delta\phi(t))]^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\Delta\phi(t)) \quad (4.7)$$

Nos sistemas RoF é do interessa que o MZM se encontre na zona mais linear possível necessitando-se assim de introduzir $\frac{V_\pi}{2}$ a cada um dos sinais $v_1(t)$ e $v_2(t)$ resultando $\Delta\phi(t) = \frac{\pi}{V_\pi} (v(t) - \frac{V_\pi}{4})$. Substituindo em 4.7:

$$\left(\frac{E_{saida}(t)}{E_{entrada}(t)} \right)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left[2\left(\frac{\pi}{V_\pi} (v(t) - \frac{V_\pi}{4})\right)\right] = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left[\frac{2\pi}{V_\pi} v(t)\right] \quad (4.8)$$

Por fim aplicando a série de Taylor do $\sin(x)$ à expressão 4.8 obtemos a função de transferência final do MZM:

$$T = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{V_\pi} v(t) - \frac{\left(\frac{2\pi}{V_\pi} v(t)\right)^3}{3!} + \frac{\left(\frac{2\pi}{V_\pi} v(t)\right)^5}{5!} + \dots \right] \quad (4.9)$$

O desenvolvimento acima serviu para facilitar por análise da equação 4.9, comprovando assim o comportamento não-linear do MZM onde se verifica na equação os harmónicos por ele gerado de 3ª ordem, 5ª ordem, etc.

Para sinais de pequena amplitude podemos definir um índice de modulação $M = \frac{2\pi}{V_\pi} v(t)$ para o MZM podendo-se assim reescrever a equação 4.9:

$$T = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[M - \frac{(M)^3}{3!} + \frac{(M)^5}{5!} + \dots \right] \quad (4.10)$$

O modelo matemático usado no *Matlab* foi feito a partir da expressão 4.6, substituindo $\Delta\phi(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}}(v(t) - \frac{V_{\pi}}{4})$, usando a relação trigonométrica $\cos(x - y) = \cos(x)\cos(y) + \sin(x)\sin(y)$, as séries de *Taylor* para $\sin(x)$ e $\cos(x)$ e após algumas manipulações matemáticas obtêm-se a função de *Matlab* para o modelo do MZM. A figura com o modelo do MZM em ambiente *Matlab* encontra-se no apêndice (figura A.1).

4.2 Circuito de Pré-Distorção

A técnica de pré-distorção aplicada ao sistema foi referida no ponto 3.2.3, "pré-distorção analógica". A ideia do circuito de pré-distorção passa pela geração de produtos não-lineares de distorção que são iguais em amplitude, mas opostos em fase, dos gerados pelo MZM. O circuito que irá servir como circuito de pré-distorção é o já apresentado na figura 3.4. O circuito abaixo é uma pormenorização do mesmo detalhando todas as variáveis necessárias à obtenção da função de transferência do circuito a ser implementada no *Matlab* [5]. Como simplificação dos cálculos iremos assumir apenas dois díodos em paralelo e opostamente polarizados [9] [29]. A inclusão de mais ou menos díodos em série em cada ramo, como apresentado na figura 3.4 comparativamente com a figura 4.3, tem como finalidade uma melhor estabilização da corrente que percorre esse mesmo ramo.

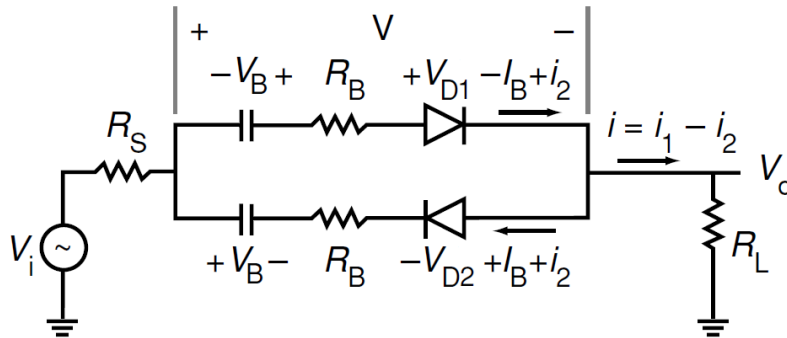


Figura 4.3: Circuito de Pré-Distorção Pormenorizado [9].

A análise que se segue será feita para o díodo D_1 sendo igual para o díodo D_2 (igual mas de sinal contrário). Começaremos com a análise *Direct Current* (DC) do circuito em que $V_i = 0 \implies i_1 = i_2 = 0$:

$$I_B = I_S(e^{\beta V_{D1}} - 1) \quad (4.11)$$

$$V_i = -V_B + R_B I_B + V_{D1} = 0 \quad (4.12)$$

A primeira expressão representa a equação característica do díodo. I_B é a corrente de polarização associada ao díodo, I_S é a corrente inversa de saturação do díodo e $\beta = \frac{mnKT}{q} = mnV_T$ é o inverso da tensão de funcionamento do díodo. Para as várias variáveis constituintes de β foram assumidos os valores característicos dos díodos de germânio. Das equações 4.11 e 4.12 obtemos

a seguinte relação:

$$V_{D1} = V_B - R_B I_B \implies I_B = I_S (e^{\beta(V_B - R_B I_B)} - 1) \quad (4.13)$$

Passando para a análise *Alternate Current* (AC) do circuito em que $V_i \neq 0 \implies i_1 \neq 0$ e $i_2 \neq 0$ resultam em equações diferentes para 4.11 e 4.12:

$$V = -V_B + R_B(I_B + i_1) + V_{D1} \iff V_{D1} = V + V_B - R_B(I_B + i_1) \quad (4.14)$$

$$i_1 + I_B = I_S (e^{\beta V_{D1}} - 1) = I_S (e^{\beta(V + V_B - R_B(I_B + i_1))} - 1) \quad (4.15)$$

Da equação 4.13 $I_B = I_S (e^{\beta(V_B - R_B I_B)} - 1) \implies I_S + I_B = I_S e^{\beta(V_B - R_B I_B)}$ e substituindo em 4.15:

$$i_1 + I_B = (I_B + I_S) e^{\beta(V - R_B i_1)} - I_S \iff i_1 = (I_B + I_S) e^{\beta(V - R_B i_1)} - (I_S + I_B) \quad (4.16)$$

Definindo a variável I_0 como $I_0 = I_B + I_S$ a equação 4.16 fica:

$$i_1 = (I_B + I_S) e^{\beta(V - R_B i_1)} - (I_S + I_B) \implies i_1 = I_0 (e^{\beta(V - R_B i_1)} - 1) \quad (4.17)$$

Para o díodo D_2 , que segue o mesmo raciocínio que D_1 :

$$V = V_B - R_B(I_B + i_2) + V_{D2} \implies V_{D2} = -V + V_B - R_B(I_B + i_2) \quad (4.18)$$

$$i_2 + I_B = I_S (e^{\beta V_{D2}} - 1) \implies i_2 = I_0 (e^{-\beta(V + R_B i_2)} - 1) \quad (4.19)$$

A corrente total à saída é $i = i_1 - i_2$. Usando as equações 4.17 e 4.19:

$$i = i_1 - i_2 = I_0 (e^{\beta(V - R_B i_1)} - e^{-\beta(V + R_B i_2)}) \quad (4.20)$$

A tensão V relaciona-se com V_i , da seguinte forma:

$$V_i = R_S(i_1 - i_2) + V + R_L(i_1 - i_2) = (R_S + R_L)(i_1 - i_2) + V \quad (4.21)$$

Assumindo e definindo uma nova variável R com $R = R_S + R_L$ a equação 4.21 fica:

$$V_i = (R_S + R_L)(i_1 - i_2) + V \implies V = V_i - iR \quad (4.22)$$

Aparentemente com as equações 4.20 e 4.22 temos os cálculos terminados uma vez que temos uma equação para a corrente e tensão do circuito. Contudo, a corrente i como se observa da equação 4.20, depende das variáveis i_1 e i_2 . É necessário assim anular esta dependência. Retoma-mos a equação 4.17 e com ela a análise para o díodo D_1 :

$$\begin{aligned} i_1 = I_0 (e^{\beta(V - R_B i_1)} - 1) &\iff \frac{i_1}{I_0} + 1 = e^{\beta(V - R_B i_1)} \iff \ln\left(\frac{i_1}{I_0} + 1\right) = \beta(V - R_B i_1) \iff \\ &\iff \beta V = \ln\left(\frac{i_1}{I_0} + 1\right) + \beta I_0 R_B \left(\frac{i_1}{I_0}\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Assumindo a variável $\xi=1+I_0\beta R_B$ e sabendo que a série de Taylor de $\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots$ substituindo em 4.23 temos:

$$\beta V = \ln\left(\frac{i_1}{I_0} + 1\right) + (\xi - 1)\left(\frac{i_1}{I_0}\right) \implies \beta V = \xi\left(\frac{i_1}{I_0}\right) - \frac{1}{2}\left(\frac{i_1}{I_0}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{i_1}{I_0}\right)^3 - \dots \quad (4.24)$$

Usando reversão de série [30] podemos expressar $\frac{i_1}{I_0}$ em função de βV ficando 4.24:

$$\beta V = \xi\left(\frac{i_1}{I_0}\right) - \frac{1}{2}\left(\frac{i_1}{I_0}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{i_1}{I_0}\right)^3 - \dots \implies \left(\frac{i_1}{I_0}\right) = \left(\frac{1}{\xi}\right)(\beta V) + \left(\frac{1}{2\xi^3}\right)(\beta V)^2 + \left(\frac{3-2\xi}{6\xi^5}\right)(\beta V)^3 + \dots \quad (4.25)$$

Analogamente para D_2 , partindo das equações 4.19, 4.23 e 4.25:

$$i_2 + I_B = I_S(e^{\beta V_{D2}} - 1) \implies i_2 = I_0(e^{-\beta(V+R_B i_2)} - 1) \quad (4.26)$$

$$i_2 = I_0(e^{-\beta(V+R_B i_2)} - 1) \iff -\beta V = \ln\left(\frac{i_2}{I_0} + 1\right) + \beta I_0 R_B \left(\frac{i_2}{I_0}\right) \quad (4.27)$$

$$-\beta V = \xi\left(\frac{i_2}{I_0}\right) - \frac{1}{2}\left(\frac{i_2}{I_0}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{i_2}{I_0}\right)^3 - \dots \implies \left(\frac{i_2}{I_0}\right) = \left(\frac{1}{\xi}\right)(-\beta V) + \left(\frac{1}{2\xi^3}\right)(-\beta V)^2 + \left(\frac{3-2\xi}{6\xi^5}\right)(-\beta V)^3 + \dots \quad (4.28)$$

Reavivando o conceito da corrente i na saída $\frac{i}{I_0} = \frac{i_1}{I_0} - \frac{i_2}{I_0}$. Subtraindo as equações 4.25 e 4.28:

$$\frac{i}{2I_0} = \frac{i_1 - i_2}{2I_0} = \left(\frac{1}{\xi}\right)(\beta V) + \left(\frac{3-2\xi}{6\xi^5}\right)(\beta V)^3 + \left(\frac{105-210\xi+130\xi^2-24\xi^3}{120\xi^7}\right)(\beta V)^5 + \dots \quad (4.29)$$

Para estabelecer uma relação entre V_i e a corrente i partimos da equação 4.22, substituímos V em 4.29 e novamente usamos a reversão de série:

$$\beta V_i = (2I_0 R \beta + \xi) \frac{i}{2I_0} - \left(\frac{3-2\xi}{6\xi}\right) \left(\frac{i}{2I_0}\right)^3 - \left(\frac{5-30\xi+30\xi^2+8\xi^3}{40\xi^3}\right) \left(\frac{i}{2I_0}\right)^5 + \dots \quad (4.30)$$

Por fim, substitui-se $i = \left(\frac{V_o}{R_L}\right)$ em 4.30 e usa-se uma vez mais a reversão de série para chegar à relação do sinal de saída, V_o , em função do sinal de entrada, V_i :

$$\frac{V_o}{2I_0 R_L} = \frac{1}{2I_0 R \beta + \xi} (\beta V_i) + \left(\frac{3-2\xi}{6\xi(2I_0 R \beta + \xi)^4}\right) (\beta V_i)^3 + \dots \quad (4.31)$$

Fazendo as substituições finais para as várias variáveis $\xi=1+I_0\beta R_B$, sabendo que $I_0\beta R_B \ll 1$ podendo-se desprezar este termo e $I_0 = I_B + I_S$ com $I_B \gg I_S \implies I_0 \approx I_B$, 4.31 fica:

$$V_o = 2I_B R_L \left(\frac{1}{1+2I_B R \beta} (\beta V_i) + \left(\frac{1}{6}\right) \left(\frac{(\beta V_i)^3}{(1+2I_B R \beta)^4} + \dots\right) \right) \quad (4.32)$$

A equação final apresentada pode não parecer que vá anular a componente de 3ª ordem gerado pelo MZM, mas se V_i for tal que $V_i = \frac{M}{\beta} (1+2I_B R \beta)^{\frac{3}{2}}$ podemos exprimir a expressão 4.32 em

função do índice de modulação M :

$$V_o = 2I_B R_L \sqrt{1 + 2I_B R \beta} \left[M + \frac{(M)^3}{3!} + \dots \right] \quad (4.33)$$

Estamos agora de facto perante um termo igual em amplitude e oposto em fase do **MZM**. No entanto, de forma a fornecer a amplitude necessária ao **MZM** é preciso amplificar o sinal [31] [32]:

$$A = \frac{V_\pi}{2\pi} \frac{1}{2I_B R_L \sqrt{1 + 2I_B R \beta}} \quad (4.34)$$

A expressão final do circuito de pré-distorção seguido da necessária amplificação assume assim a seguinte forma:

$$V_o = 2I_B R_L \sqrt{1 + 2I_B R \beta} \left[M + \frac{(M)^3}{3!} + \dots \right] \times \frac{V_\pi}{2\pi} \frac{1}{2I_B R_L \sqrt{1 + 2I_B R \beta}} \quad (4.35)$$

A figura com o modelo do circuito de pré-distorção em ambiente *Matlab* encontra-se no apêndice (figura A.2).

4.3 Fibra Óptica Monomodo

As razões pelas quais foi adoptada a fibra monomodo foram já referidas no ponto 3.4. Numa fibra óptica a luz é guiada no interior do núcleo através do fenómeno de reflexão interna total na fronteira núcleo-bainha. Para tal se verificar, é necessário que o índice de refacção do núcleo seja superior àquele da bainha. Os raios luminosos, no interior do núcleo, tem uma propagação em "zig-zag" ao longo da fibra, desde que as condições para reflexão interna total se verifiquem; caso contrário, são refractados para a bainha.

Devido ao modo como a luz se propaga na fibra óptica podemos afirmar que a fibra óptica pode ser vista como um atraso que afecta o sinal que a atravessa. Um atraso no domínio dos tempos é definido como a convolução entre o sinal de entrada $E(t)$ e uma exponencial com um atraso de fase ($e^{-j\frac{1}{2}\beta w^2 L}$), neste caso específico (β é a constante de propagação da fibra, L é o comprimento da fibra e w é a frequência angular). No modelo matemático do *Matlab* a multiplicação da exponencial é feita no domínio das frequências, ou seja, existe uma mudança do domínio dos tempos do sinal de entrada $E(t)$ para o domínio das frequências. É feita a multiplicação da exponencial e novamente uma mudança para o domínio dos tempos para obter o sinal de saída $S(t)$.

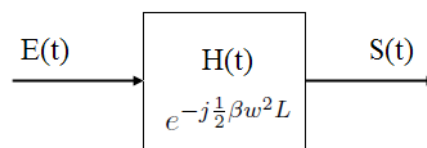


Figura 4.4: Diagrama do Modelo a Aplicar na Fibra Monomodo.

As restantes expressões que se encontram no modelo matemático do *Matlab* (figura A.3 do apêndice) podem ser encontradas na literatura pois são as expressões características que definem a dispersão e a atenuação numa fibra monomodo [33]. Os parâmetros da dispersão e atenuação são valores típicos de uma fibra monomodo respectivamente.

4.4 Fotodíodo PIN

O fotodíodo é o componente que faz do lado da recepção do sinal a conversão O/E como já foi abordado no ponto 3.5. Para o nosso estudo foi assumido que o fotodíodo PIN é ideal, ou seja, $I_p = R \times P_o$. I_p é a corrente gerada pelo nosso fotodíodo, R é a sua responsividade (elemento que define a sensibilidade do fotodíodo) e P_o é a potência óptica absorvida pelo fotodíodo. Como foi dito o nosso fotodíodo é ideal significando que $R = 1 \Rightarrow I_p = P_o$, ou seja, toda a potência óptica recebida é convertida em corrente pelo fotodíodo sem perdas devido a ruídos do próprio componente.

4.5 Geração do Sinal OFDM

Na figura 4.5 pode-se observar o diagrama de blocos com os passos necessários para gerar um sinal OFDM sendo seguido da figura A.4 que é o código correspondente, que traduz o diagrama de blocos da figura 4.5, para a geração do sinal.

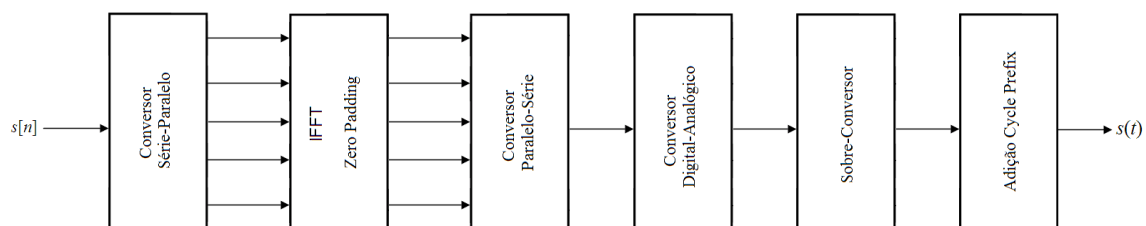


Figura 4.5: Diagrama de Blocos para a Geração de Sinal OFDM.

Para implementar e gerar correctamente o sinal OFDM recorreu-se a duas técnicas regularmente usadas para ambientes *Wireless LAN*: *Zero Padding* e *Prefixo Cíclico (Cycle Prefix)* [10] [34]. *Zero Padding* consiste em sobre-amostrar os símbolos a transmitir introduzindo zeros entre cada bloco de informação com o intuito de na recepção do sinal, recorrendo a filtros, haver uma melhor recuperação do sinal transmitido.

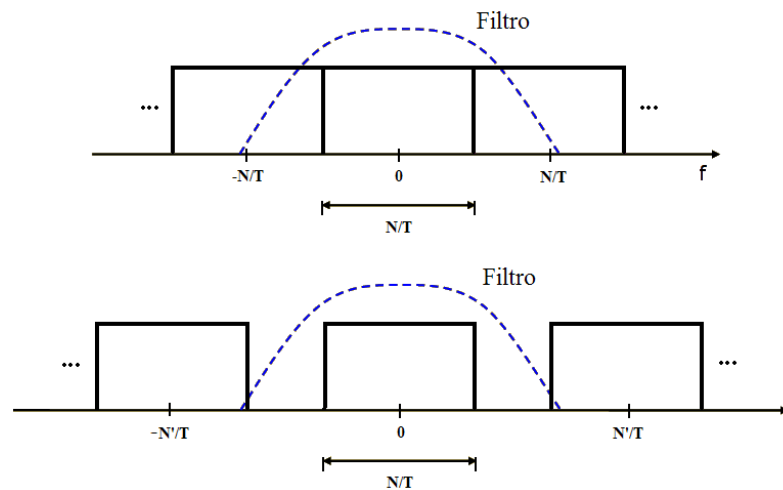


Figura 4.6: Espectro do Sinal à Saída da IFFT Sem e Com Sobre-Amostragem [10].

Prefixo Cíclico funda-se na extensão do período de tempo em que o símbolo é transmitido copiando parte final da informação e colocando-a no início. Com isto, consegue-se a eliminação do **ISI** na comunicação **OFDM**. Ao embeber também um intervalo de guarda o **ICI** é também eliminado. Estes conceitos foram revistos no ponto 3.5. O código implementado para a geração do sinal **OFDM** com as respectivas implementações das técnicas acima referidas encontra-se no Apêndice (figura A.4).

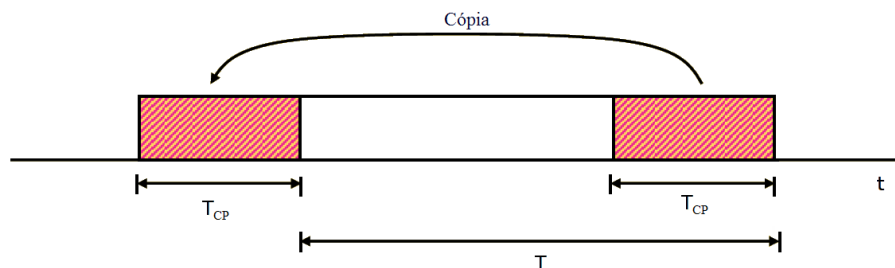


Figura 4.7: Extensão do Período de um Símbolo **OFDM** [10].

Na figura 4.8 pode-se observar o diagrama de blocos com os passos necessários para desmodular um sinal **OFDM**. Ou seja, é fazer o processo inverso da transmissão do sinal tendo em especial atenção as várias técnicas implementadas. O código implementado para a desmodulação do sinal **OFDM** encontra-se no Apêndice (figura A.5).

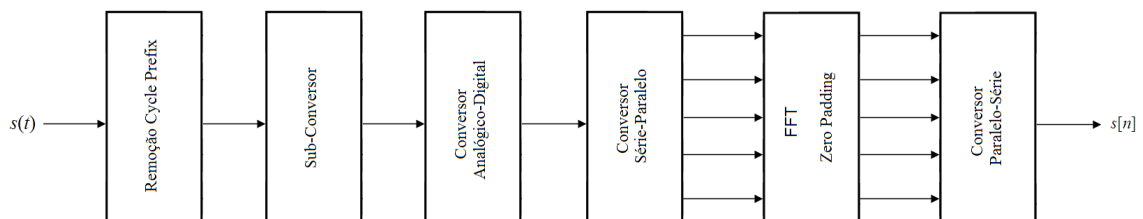


Figura 4.8: Diagrama de Blocos para a Desmodulação do Sinal **OFDM**.

Capítulo 5

Simulação, Testes e Discussão de Resultados

Com o estudo realizado no capítulo 4 obteve-se as várias funções de transferência e fórmulas para os modelos de cada um dos componentes constituintes do sistema em estudo. Neste capítulo combina-se todos os modelos criados em *Matlab* de forma a torná-los um só. Com a combinação dos vários blocos foram realizados vários testes nomeadamente: análise do comportamento do sistema com e sem circuito de pré-distorção aplicando um sinal de entrada de apenas duas portadoras, com frequências próximas entre elas, fazendo variar a amplitude do sinal de entrada. Seguidamente aplicou-se o sinal **OFDM** à entrada do sistema analisando o sistema relativamente ao seu *Bit Error Rate (BER)* (taxa de bits incorrecto recebidos do número total de bits enviados durante um intervalo de tempo especificado).

Os resultados dos vários testes efectuados serão então apresentados neste capítulo através de gráficos e tabelas sendo posteriormente discutidos do ponto de vista crítico tendo em vista os objectivos propostos com esta tese.

5.1 Testes e Resultados do Sistema Sem Pré-Distorção

Já referido acima, neste ponto e no ponto seguinte foi usado um sinal simples de apenas duas portadoras para testar e caracterizar o **MZM** e circuito de pré-distorção. Em ambos os casos o sinal de entrada para teste que figura neste ponto e no seguinte através do seu espectro de entrada (figura 5.1) e saída (figuras 5.2 e 5.4) tem um índice de modulação de 0,05 e frequências às portadoras de 2GHz e 2.1GHz.

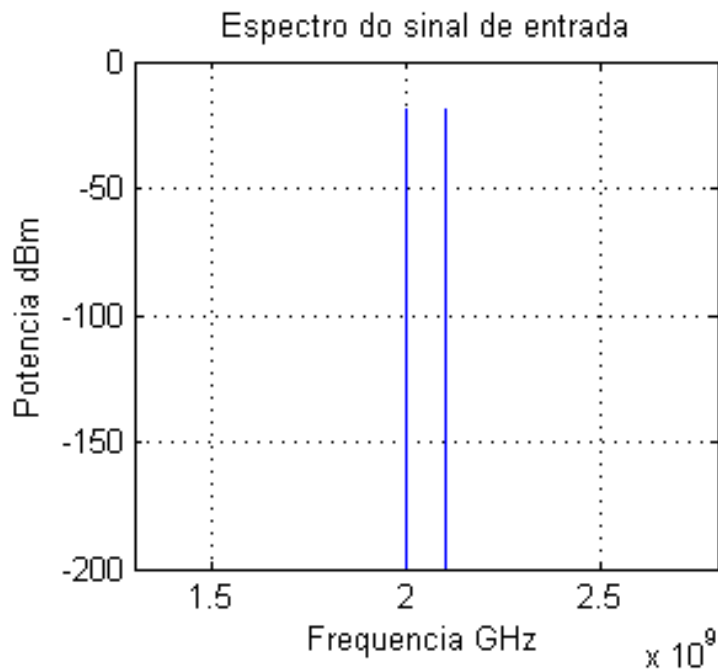
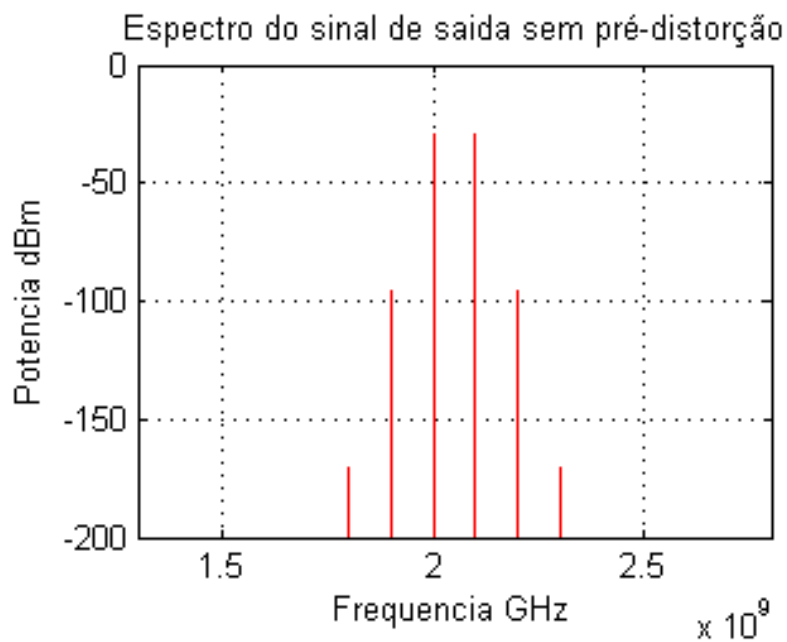


Figura 5.1: Espectro do Sinal de Entrada para Teste.

Figura 5.2: Resultados da Simulação em Ambiente *Matlab* sem Circuito Pré-Distorção.

Na figura 5.2 presencia-se as várias componentes geradas pelo MZM, como se esperava. O aparecimento destas componentes deriva da função de transferência que o MZM apresenta (capítulo 4, ponto 4.1).

Na tabela apresenta-se vários valores de potência para o sinal de entrada, saída e várias componentes, mantendo os valores das frequências das portadoras, alterando apenas o índice de modulação.

Sinal Entrada(dBm)	Sinal Saída(dBm)	3ªOrdem(dBm)	5ªOrdem(dBm)
0,005	-39,03	-49,09	-270,9
0,05	-19,03	-29,1	-170,9
0,1	-13,01	-23,12	-140,8
0,5	0,9691	-10,4	-71,4

Tabela 5.1: Tabela com Valores do Sinal de Entrada, Saída e Respective Harmônicos Sem Circuito de Pré-Distorção.

Para caracterizar o sistema determinou-se o *Ponto de Intersecção de 3ª Ordem (IP3)*. O IP3 é uma figura de mérito que caracteriza a distorção de 3ª ordem de um sistema não linear. Define-se IP3 como o ponto onde a potência das componentes de intermodulação de 3ª ordem iguala a componente linear à saída do sistema. Na prática, este ponto nunca é atingido visto que muito antes o sistema comprime. Contudo, continua a ser válido, pois a sua extrapolação permite caracterizar a distorção em qualquer ponto de funcionamento na região de sinal fraco do sistema. Esta figura de mérito pode ser referida à saída ou à entrada.

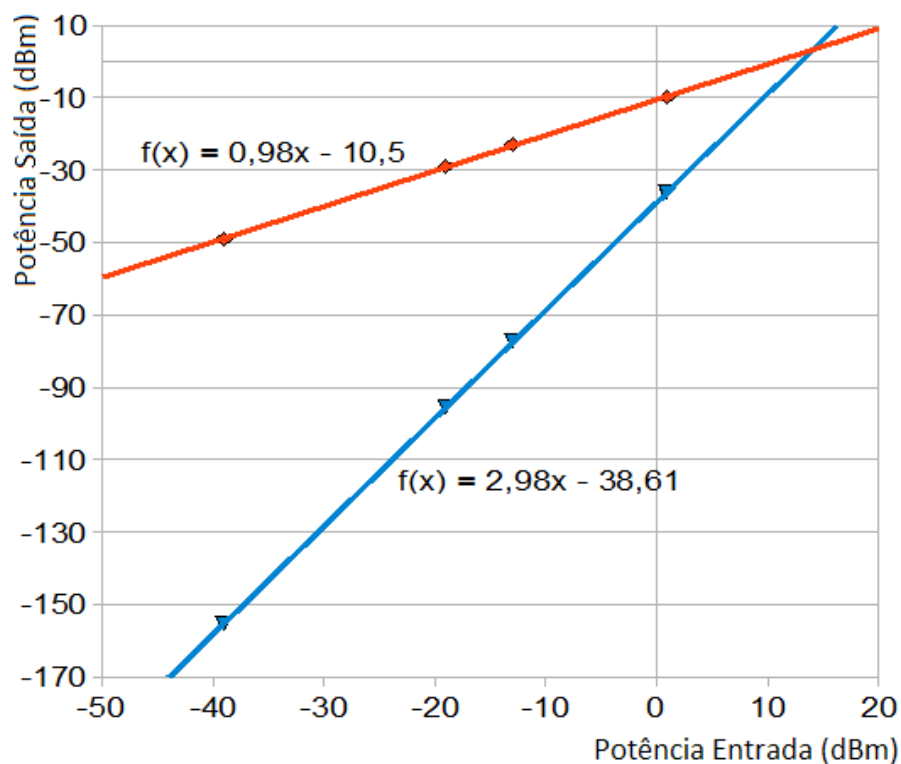


Figura 5.3: Gráfico dos Valores Referentes à Tabela 5.1.

Constata-se através do gráfico que o **IP3**, igualando ambas as equações, se encontra nos 13,78dBm. Espera-se que com o circuito de pré-distorção, será analisado no ponto seguinte, o ponto **IP3** esteja mais afastado, ou seja, acima dos 13,78 dBm.

5.2 Testes e Resultados do Sistema Com Pré-Distorção

Repete-se então neste ponto os mesmos testes realizados para o ponto anterior mas incluindo o circuito de pré-distorção. Mostra-se os resultados das várias situações previamente analisadas.

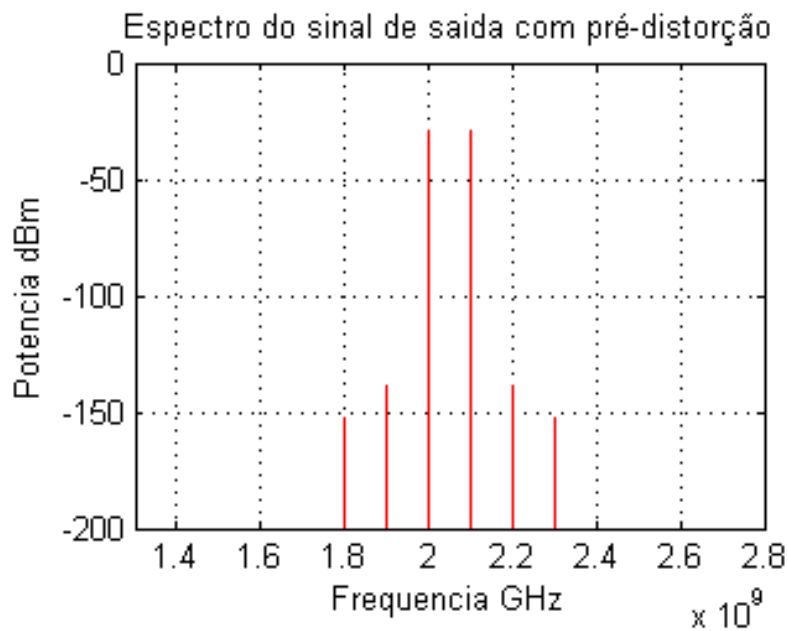


Figura 5.4: Resultados da Simulação em Ambiente *Matlab* com Circuito Pré-Distorção.

Como no ponto anterior, apresenta-se vários valores de potência para o sinal de entrada, saída e várias componentes, mantendo os valores das frequências das portadoras, alterando apenas o valor de amplitude.

Sinal Entrada(dBm)	Sinal Saída(dBm)	3ªOrdem(dBm)	5ªOrdem(dBm)
0,005	-39,03	-49,09	-252,8
0,05	-19,03	-29,09	-152,8
0,1	-13,01	-23,07	-122,6
0,5	0,9691	-9,784	-50,25

Tabela 5.2: Tabela com Valores do Sinal de Entrada, Saída e Respetivos Harmônicos Com Circuito de Pré-Distorção.

Observa-se efectivamente que através da figura 5.4 e tabela 5.2, comparando com a figura 5.2 e a tabela 5.1, que existe de facto uma compensação da componente de 3ª ordem, estando alguns dB's abaixo dos valores apresentados no ponto 5.1.

Falta então caracterizar o sistema novamente utilizando o **IP3** do sistema.

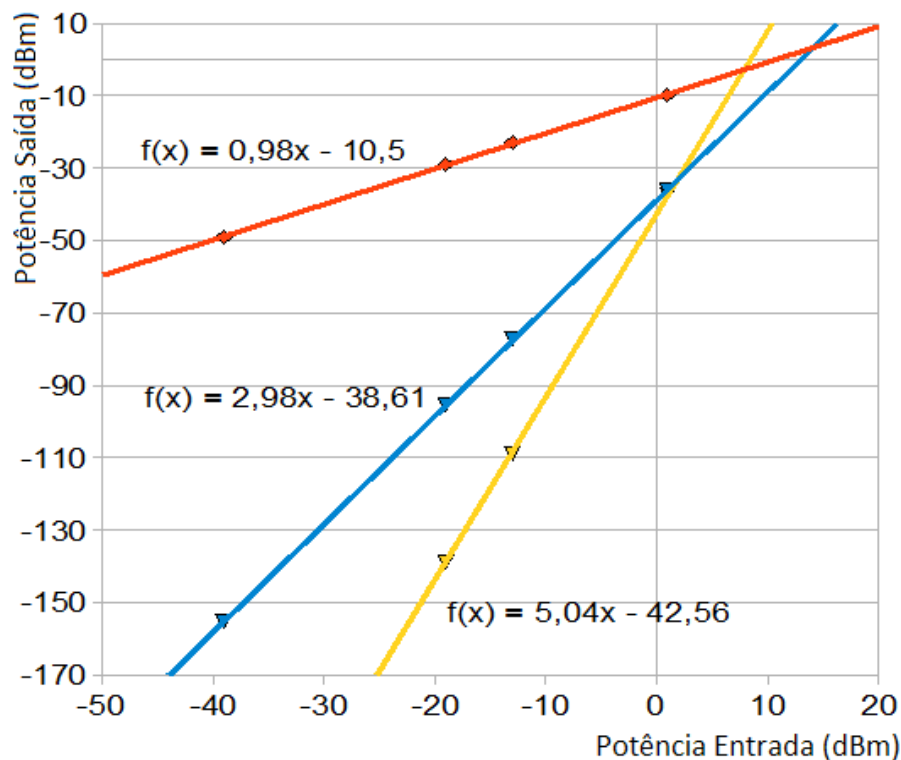


Figura 5.5: Gráfico dos Valores Referentes à Tabela 5.2.

Observa-se através do gráfico que o **IP3**, igualando ambas as equações, se encontra nos 7,90 dBm. Esperava-se que com o circuito de pré-distorção o ponto **IP3** estivesse mais afastado estando acima dos 13,78 dBm. No entanto, fazendo uma análise mais detalhada repara-se que o declive da recta de 3ª ordem na figura 5.2 em comparação com o declive da recta de 3ª ordem da figura 5.4 apresenta valores diferentes ≈ 3 e ≈ 5 respectivamente. O declive da recta de 3ª ordem é tipicamente de 3, 5ª ordem é de 5 e assim sucessivamente [35]. Determina-se então que a componente de 3ª ordem deixou de ser dominante, tomando a componente de 5ª ordem o seu lugar. Conclui-se que a componente de 3ª ordem é eliminado.

Com os valores apresentados pela tabela 5.2 verificamos que a partir de certo valor de amplitude do sinal entrada o circuito de pré-distorção deixa de produzir efeito sobre o **MZM** e para valores muito elevados o sinal concebido pelo circuito de pré-distorção piora a resposta do sistema.

5.3 Testes e Resultados do Sistema Com Pré-Distorção e Sinal OFDM

Uma vez provado que o circuito de pré-distorção anula eficazmente a componente de terceira ordem gerada pelo **MZM**, vamos passar à simulação do nosso sistema com um sinal *Binary Phase Shift Keying* (**BPSK**) usando **OFDM** com N sub-portadoras centradas a uma frequência f_c e taxa de bits R_b e ver o seu **BER** para vários valores das variáveis. As figuras apresentadas neste ponto têm $N=64$, $f_c=8$ MHz, $R_b=1024$, $M=0,05$ e $M=0,5$.

Iniciamos a nossa simulação com um índice de modulação do sinal de entrada baixo. Espera-se que a curva obtida seja praticamente igual à curva teórica, $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$ [36], para o caso da transmissão de um sinal **BPSK** em **OFDM**, ou seja, um **BER** aproximadamente nulo referente ao teórico.

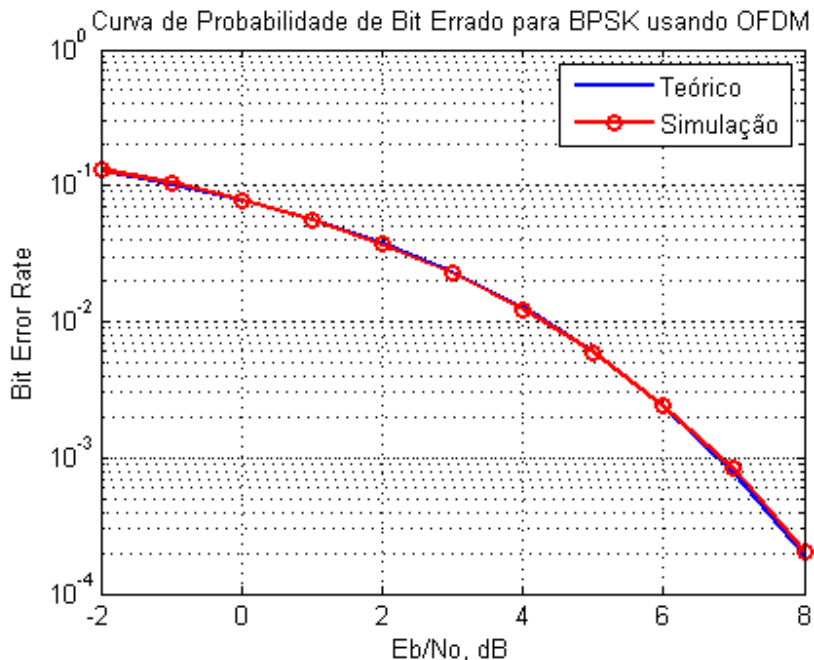


Figura 5.6: BER para Transmissão de um Sinal BPSK em OFDM (M=0,05).

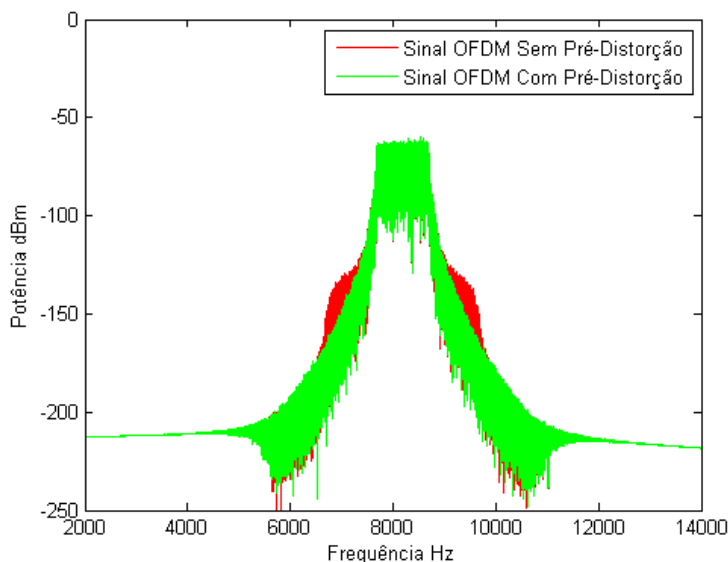


Figura 5.7: Espectro do Sinal de entrada OFDM com e sem Circuito de Pré-Distorção (M=0,05).

A figura 5.6 vem comprovar os resultados por nós esperados. Na figura 5.7 visualiza-se o espectro do sinal de entrada OFDM com e sem circuito de pré-distorção, demonstrando que a

compensação do circuito de pré-distorção surte efeito na componente de 3ª ordem, como ficou provado nos pontos 5.1 e 5.2.

Após obtenção destes resultados fez-se aumentar o índice de modulação do sinal de entrada para conseguir atingir um BER acima do teórico. Nesta situação, e como se verificou no ponto 5.2 o circuito de pré-distorção pode deixar de causar efeito sobre o sistema e inclusive piorar a resposta do mesmo.

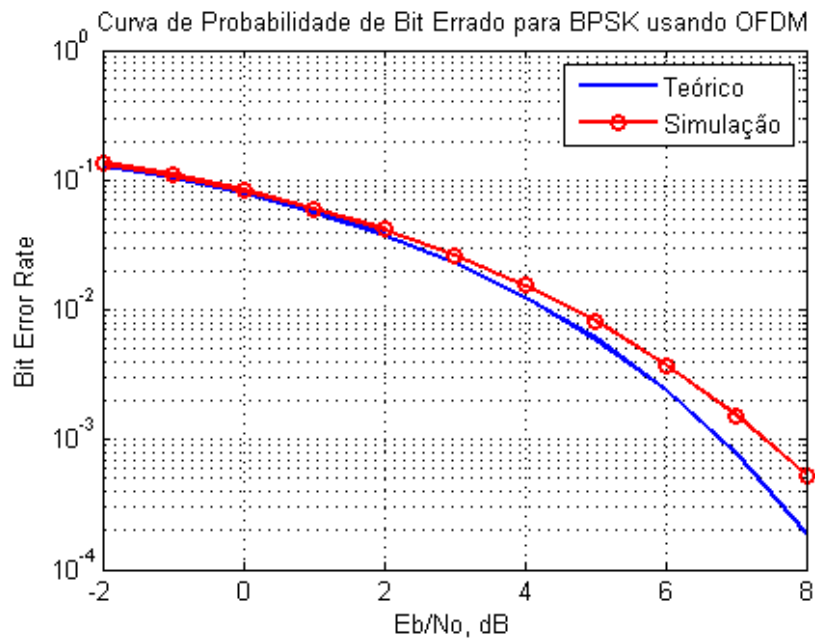


Figura 5.8: BER para Transmissão de um Sinal BPSK em OFDM ($M=0,5$).

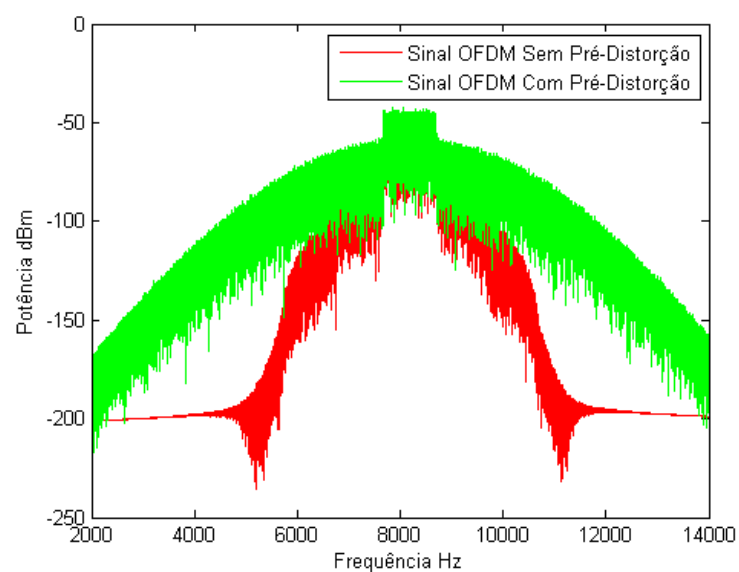


Figura 5.9: Espectro do Sinal de entrada OFDM com e sem Circuito de Pré-Distorção ($M=0,5$).

Ao elevar o índice de modulação do sinal de entrada obteve-se um maior BER. No entanto, o espectro do sinal OFDM, figura 5.9, confirma novamente que o circuito de pré-distorção não produz efeito até piorando a resposta do sistema.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Análise Crítica do Trabalho Desenvolvido

Os sistemas **RoF** funcionam em uma de duas maneiras. No caso linear, em que introduzimos sinais de entrada muito pequenos não havendo distorção provocado pelos componentes do sistema. Ou, no caso não linear onde deliberadamente se introduz sinais de entrada muito elevados gerando distorções no sistema. Esta ultima situação não é de todo pretendida uma vez que em ambientes **RoF** recorrendo ao **OFDM**, este não é permissivo a distorções não lineares.

Decidiu-se assim, empregar um circuito de pré-distorção para fazer frente às contrariedades geradas pelos os elementos não lineares do sistema que mediante as soluções e opções tomadas, capítulo 3, apenas se cinge ao **MZM** [37]. Os restantes componentes não deixam de ter a sua relevância na performance do sistema, mas com o actual desenvolvimento tecnológico espera-se que certos aperfeiçoamentos sejam feitos ao laser, fotodíodo e inclusive ao próprio **MZM** [21].

Com o estudo realizado, na fase de testes com duas sinusóides, demonstrou-se que para sinais muito pequenos de entrada a aplicação do circuito de pré-distorção veio em muito contribuir para uma melhoria na performance do **MZM**. Contudo, à medida que esse sinal aumentava o efeito do circuito de pré-distorção tornava-se mais ténue atingindo um ponto de "ruptura" na parceria entre o **MZM** e o circuito de pré-distorção, tendo a combinação dos dois componentes levado a um sinal pior que o **MZM** em funcionamento "isolado". Como se concluiu no ponto 5.2, a componente de 3ª ordem foi eliminada tomando a de 5ª ordem o seu lugar. Assim sendo, o ponto de intercepção de 3ª ordem calculado para a situação do sistema com pré-distorção surge antes, comparativamente com o sistema sem pré-distorção (capítulo 5 ponto 5.1 e 5.2). À medida que a componente de 5ª ordem assumia maiores valores de potência comparativamente ao de 3ª ordem, a resposta do sistema com o circuito de pré-distorção acaba por ser pior que sem o circuito de pré-distorção.

A utilização de sinais **OFDM** em sistemas *wireless LAN* deve-se ao facto, entre outros, o eficaz manuseamento com grandes atrasos de propagação, importante para o protocolo *Medium Access Control* (**MAC**) de normas futuras e em vigor [38] [39] [10] [34].

Uma vez terminada a fase de teste, procedeu-se ao teste do sistema transmitindo um sinal

BPSK usando **OFDM**. Esperava-se à partida nesta situação comprovar os resultados obtidos durante os testes através, da observação do **BER** do sistema com pré-distorção. Com a realização da simulação e resultados obtidos, ponto 5.3, obteve-se **BER** iguais e acima do teórico. Com baixo índice de modulação obteve-se valores de **BER** iguais ao teórico, ou seja, as não-linearidades não são dominantes, mas sim o ruído. Ao aumentar o índice de modulação obteve-se valores de **BER** acima do teórico, ou seja, as não-linearidades passaram a ser dominantes. Como no caso da situação de teste com as duas sinusóides, a componente de 5ª ordem assume maiores valores de potência comparativamente ao de 3ª ordem, acabando por danificar o sinal de saída do sistema com o circuito de pré-distorção. Em ambos os casos, nas simulações não foram usados valores superior de *Signal-to-Noise Ratio* (**SNR**) devido à complexidade computacional associada à simulação. No entanto, espera-se que a performance do circuito de pré-distorção melhore para valores superiores de **SNR**.

Assim sendo, este circuito de pré-distorção aparenta não ser o mais indicado para o sistema **RoF** usando sinais **OFDM**.

6.2 Balanço e Perspectiva Global

Durante todo o trabalho desenvolvido várias foram as dificuldades encontradas ao longo do trajecto tornando-se algumas dessas dificuldades em objectivos. O desconhecimento da tecnologia **RoF**, os vários componentes envolvidos num sistema **RoF** e técnicas de compensação da distorção.

Apesar de ser uma área vasta de conhecimento e em constante evolução pode-se afirmar que estes objectivos foram cumpridos.

Uma das dificuldades que consumiu algum tempo foi a escolha de um circuito de pré-distorção devido à enorme variedade de circuitos e estudos já realizados. Ou, até mesmo uma primeira escolha de um circuito e posterior abandono devido à falta de informação associada ao artigo [40].

Os objectivos propostos no único da tese foram cumpridos: analisar o impacto de um circuito de pré-distorção aplicado a um sistema **RoF** e eliminação da distorção introduzida pelo **MZM** em particular a componente não-linear de terceira ordem.

6.3 Trabalho Futuro

O artigo [29] refere que uma escolha acertada da corrente de polarização no díodo inversamente polarizado pode anular a componente de 5ª ordem e assim obter-se uma melhor resposta para o circuito de pré-distorção.

Assim sendo, futuro estudo neste sentido é necessário ser feito sobre o circuito de pré-distorção usado nesta tese.

Anexo A

Código *Matlab*

Neste anexo encontra-se parte do código *Matlab* implementado para os vários componentes constituintes do sistema implementado, figura 4.1.

```
1 function Eout = MZM(Vin)
2
3 Vpi = 5; % tensão de comutação
4 NL_order = 9; % número de ordem da componente não-linear
5 Ein = 1;
6 TF = 0;
7
8 for i = 0: floor(NL_order/2)
9
10 TF = TF + ...
11 ...
12 cos(pi/4) * ((-1)^i / factorial(2*i)) * ((pi/Vpi)^(2*i)) * Vin.^(2*i) + ...
13 ...
14 sin(pi/4) * ((-1)^i / factorial(2*i+1)) * ((pi/Vpi)^(2*i+1)) * Vin.^(2*i+1);
15
16 end
17
18 Eout = TF *sqrt(1e-3)* Ein; %sqrt(1e-3) simula a potência óptica induzida pelo laser no MZM
19
```

Figura A.1: Modelo do *MZM* em Ambiente *Matlab*.

```
1 function Out = PDist(In)
2
3 R1 = 50;
4 Ib = 2*10^-3;
5 R = 5.5;
6 n = 1.1;
7 m = 4;
8 KT_q = 0.026*10^-3;
9 z = (R*Ib) / (n*m*KT_q);
10 Vpi = 5;
11
12 % 2 devido ao MZM e 2 devido à onda de entrada
13 a = 2;
14 b = 1/2;
15
16 Out = 2*R1*Ib*sqrt(1+2*z)*((a)*pi*In/Vpi + 1/factorial(3) * ((a)*pi*In/Vpi).^3 ...
17 * (Vpi*b) / (pi*2*R1*Ib*sqrt(1+2*z));
18
```

Figura A.2: Modelo do Circuito de Pré-Distorção em Ambiente *Matlab*.

```

1  function E_out = fiber_SM(E_in)
2
3  %-----
4  c = 299792458; % velocidade da luz
5  DO = 20e-6; % dispersão de 2 ordem
6  fc = c/1550e-9; % 1550 nm
7  L = 1000; % comprimento da fibra
8  fs = 50e9; % sampling frequency
9
10 alpha = 0.2; %atenuação característica dB/Km de uma fibra monomodo
11 att = 10^(-alpha*L*1e-3 / 20);
12
13 f = -fs/2:fs/length(E_in):fs/2-1;
14
15 lc = abs(c/(fc)); %comprimento de onda
16 %-----
17 beta_2 = -(DO * lc^2)/(2 * pi * c);
18 FT = att * exp(-j*((1/2) * beta_2 * (2 * pi * abs(f)).^2) * L);
19
20 E_out = ifft(fft(E_in) .* fftshift(FT));

```

Figura A.3: Modelo da Fibra Monomodo em Ambiente *Matlab*.

```

20 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
21 % Transmitter
22
23 beta = 0.1;
24 t = 1/fs:1/fs:n_streams*T_total + T_ofdm/4;
25
26 %zero padding
27 ofdm_tmp = zeros(1, (5/4*nfft)*n_streams + 1/4*nfft);
28
29 %raised cosine filter
30 t_tmp = 1:beta*nfft;
31 h_sc = [cos(pi * t_tmp/(2*nfft*beta)).^2 zeros(1, nfft/4 - length(t_tmp))];
32
33 t_tmp = nfft*beta:-1:1;
34 h_cp = [cos(pi * t_tmp/(2*nfft*beta)).^2 ones(1, nfft/4 - length(t_tmp))];
35
36 %sinal bpsk a transmitir
37 info = 2*randint(1, n_streams*N) - 1;
38
39 %serie paralelo, IFFT, paralelo serie
40 for i=1:n_streams
41
42     info_tmp = info((i - 1)*N + 1: i*N);
43
44     A = 1/(sqrt(T_total)) * nfft * ifft([info_tmp(1:end/2) zeros(1, nfft-N) info_tmp(end/2+1:end)], nfft);
45     A_rc = [A(end - nfft/4 + 1:end).*h_cp A(1:nfft/4).*h_sc];
46
47     ofdm_tmp((i - 1)*(5/4*nfft) + 1: i * 5/4*nfft + 1/4 * nfft) = ...
48         ofdm_tmp((i - 1)*(5/4*nfft) + 1: i * 5/4*nfft + 1/4 * nfft) + A_rc;
49
50 end
51
52 u = rectpulse(ofdm_tmp, T_ofdm*fs/nfft);
53 uoft = filter(tx_filt_1,tx_filt_2,[u zeros(1,1000)]); %baseband signal
54
55 %Upconverter
56 s_tilde = (uoft(fs*Tb/2+(1:length(t)))).*exp(j*2*pi*fc*t);
57 s_ofdm = real(s_tilde); %passband signal
58
59 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Figura A.4: Modelo de Geração do sinal *OFDM* em Ambiente *Matlab*.

```

98  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
99  % Receiver
100
101  r_tilde=exp(-j*2*pi*fc*t).*out_pin;
102
103  %Carrier suppression
104  r_info = 2*filter(rx_filt_1,rx_filt_2,[r_tilde zeros(1, 1000)]); %Baseband signal continuous-time
105
106  r_info = r_info(fs*Tb/4+(1:length(t)));
107
108  %Sampling
109  r_data=real(r_info(0+(1:T_ofdm*(fs/nfft):length(t))))... %Baseband signal, discretetime
110  + j*imag(r_info(0+(1:T_ofdm*(fs/nfft):length(t)))); %
111
112  %serie paralelo, FFT, paralelo serie
113  for i = 1:n_streams
114
115      r_data_tmp = r_data((i - 1)*(5/4*nfft) + 1: 1+i * 5/4*nfft);
116
117      info_nfft=sqrt(T_total) * (1/nfft).*fft(r_data_tmp(1+nfft/4+(1:nfft)), nfft); %
118      info_h_tmp=[info_nfft(1:N/2) info_nfft((nfft - (N/2)-1):nfft)];
119
120      info_h((i - 1)*N + 1: i * N) = info_h_tmp;
121
122  end
123
124  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Figura A.5: Modelo de Desmodulação do Sinal *OFDM* em Ambiente *Matlab*.

Referências

- [1] B. Gaucher A. Mathew S. Emami, Z. Lai. Channel model based on IBM measured data, 2006. Project: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), March.
- [2] A. J. Seeds T. Ismail, J. E. Mitchell. Linearity enhancement of a directly modulated uncooled DFB laser in a multi-channel wireless-over-fibre systems, 2005. Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 June, pp.7-10.
- [3] T. O'Farrell C. H. Lee, V. Postoyalko. Enhanced performance of RoF link for cellular mobile systems using post-distortion compensation, 2004. 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2004, vol.4, pp.2772- 2776.
- [4] A. B. Sesay X. N. Fernando. Adaptive asymmetric linearization of radio over fiber links for wireless access, 2002. IEEE Transactions on Vehicular Technology, November, vol. 51, no. 6, pp.1576 -1586.
- [5] V. A. O'Byrne R. B. Childs. Multichannel AM video transmission using a high-power Nd: Yag laser and linearized external modulator, 1990. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, September, vol. 8, no. 7, pp.1369-1376.
- [6] P. Mandarini M. G. Di Benedetto. A new analog predistortion criterion with application to high efficiency digital radio links, 1995. IEEE Transactions on Communications, December, vol. 43, no. 12, pp.2966 -2974.
- [7] S. Victor Hum. Electro-optic modulators for radio-on-fiber applications, 2001. MSc Thesis, University of Calgary, Department of Electrical and Computer Engineering, December.
- [8] A. Said Chahine. Simulation of OFDM over fiber for wireless communication system, 2007. ME Thesis, Universiti Teknologi Malaysia, May.
- [9] III C. H. Cox. Analog optical links: Theory and practice, 2004. Cambridge University Press.
- [10] M. Rodrigues. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM): A primer. Laboratory for Communication Engineering Department of Engineering, University of Cambridge.
- [11] Wikipédia. Sociedade da informação. http://pt.wikipedia.org/wiki/Sociedade_da_informa%C3%A7%C3%A3o.
- [12] A. Ng'oma. Radio-over-fibre technology for broadband wireless communication systems, 2005. ME Thesis, University of Eindhoven.
- [13] A. Ng'oma. Design of a radio-over-fibre system for wireless lans, 2002. PhD Thesis, University of Eindhoven.

- [14] P. Urvoas Q. T. N'Guyen M. Huchard A. Pizzinat B. Charbonnier, H. Le Bras. Upcoming perspectives and future challenges for RoF, 2007. IEEE,Next Generation Optical Access,France Télécom RD,Lannion,FRANCE,pp.21-23.
- [15] K. Masuda H. Sasai K. Utsumi M. Fuse T. Niiho, M. Nakaso. Transmission performance of multichannel wireless LAN system based on radio-over-fiber techniques, 2006. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,February,vol. 54,no. 2,pp.980-989.
- [16] X. Fernando B. Umasankar, A. D. S. Jayalath. Adaptive performance improvement of OFDM radio over fiber systems, 2007. IEEE,Signals,Systems and Electronics,2007. ISSSE '07. International Symposium on July 30 2007-Aug. 2 2007,pp.611-614.
- [17] J. A. Salehi M. Jazayerifar, B. Cabon. Transmission of multi-band OFDM and impulse radio ultra-wideband signals over single mode fiber, 2008. Journal of Lightwave Technology,August 1,vol. 26,no. 15,pp.2594-2603.
- [18] A. J. Seeds T. Ismail. Nonlinear distortion reduction in directly modulated semiconductor laser using feedforward linearization, 2003. London Communication Symposium 2003,September,pp.325-328.
- [19] R. S. Tucker L. S. Fock. Reduction of distortion in analog modulated semiconductor lasers by feedforward compensation, 1991. Electronics Letters,April 11,vol. 27,no.8,pp.669-671.
- [20] P. Rouchon A. Abichou, S. E. Asmi. Flatness-based pre-compensation of laser diodes, 2008. Proceedings of the 17th World Congress,The International Federation of Automatic Control,Seoul,Korea,July 6-11,pp.1438-1441.
- [21] G. E. Betts J. L. Prince C. H. Cox III, E. I. Ackerman. Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design, 2006. IEEE Transactionson Microwave Theory and Techniques,February,vol. 54,no. 2,pp.906-920.
- [22] X. Zhang B. Masella. Linearized optical single-sideband machzehnder modulator for radio-over-fiber systems, 2007. IEEE Photonics Technology Letters,December 15,vol. 19,no. 24,pp.2024-2026.
- [23] X. Zhang C. Wu. Impact of nonlinear distortion in radio over fiber systems with single-sideband and tandem single-sideband subcarrier modulations, 2006. Journal of lightwave technology,May,vol. 24,no. 5,pp.2076-2090.
- [24] A. Costa. Características de transmissão: Atenuação e dispersão, 2005. Comunicações Ópticas,Parte I.
- [25] A. Said Chahine. Simulation of OFDM over fiber for wireless communication system, 2007. ME Thesis,Universiti Teknologi Malaysia,May.
- [26] Y. Jay Guo. Advances in mobile radio access networks, 2004. Artech House.
- [27] Wikipédia. Multipath propagation. http://en.wikipedia.org/wiki/Multipath_propagation.
- [28] Integrated Publishing. Fading. http://www.tpub.com/content/neets/14182/css/14182_86.htm.

- [29] M. Gans J. L. Zyskind J. W. Sulhoff J. E. Johnson T. Tanbun-Ek P. A. Morton G. C. Wilson, T. H. Wood. Predistortion of electroabsorption modulators for analog CATV systems at 1.55 μ m, 1997. *Journal of lightwave technology*, September, vol. 15, no. 9, pp.1654-1662.
- [30] Eric W. Weisstein. Series reversion. *MathWorld—A Wolfram Web Resource*, <http://mathworld.wolfram.com/SeriesReversion.html>.
- [31] T. M. Straus. The relationship between the ncta, eia, and the cclr definitions of signal-to-noise ratio, 1974. *IEEE Trans. Broadcast*, September, pp.36-41.
- [32] Electronics Industry Association. Electrical performance standards for television transmission systems. *EIA/TIA Standard*, EIA/TIA-250-C.
- [33] H. Salgado. *Acetatos da disciplina de comunicações Ópticas*, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.
- [34] A. Luis Intini. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless networks*, 2000. University of California, Santa Barbara, Electrical and Computer Engineering Department, December.
- [35] M. Microwave Inc. *Theory of intermodulation distortion measurement (IMD)*, 1999. Jul. 27, pp.1-3.
- [36] S. Mahmoud H. Stern. *Communications systems: Analysis and design*, 2003. Prentice Hall, November.
- [37] C. Lim D. Novak R. Waterhouse T. Kurniawan, A. Nirmalathas. Performance analysis of optimized millimeter-wave fiber radio links, 2006. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, February, vol. 54, no. 2, pp.921-928.
- [38] J. Chouinard T. Kurt, A. Yongagoglu. Performance of external modulators for wireless local area networks under multi-path fading, 2004. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2-5 May, vol. 1, pp.277-280.
- [39] R. Venkatesha Prasad Ignas Niemegeers A.M.J. Koonen B. Linh Dang, M. Garcia Larrode. Radio-over-fiber based architecture for seamless wireless indoor communication in the 60 GHz band, 2007. *Computer Communications*, December, vol. 30, no. 18, pp.3598 -3613.
- [40] J. C. CiARDINER R. A. AHD-ALIAMEED, P. S. EXCELL. Volterra series analysis of a laser diode predistorter for mobile communication systems, 2004. *Microwave journal*, September, vol. 47, no. 9, pp.190-197.