



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

Carlos Miguel Vila Osório de Carvalho

SISTEMAS DE AMPLIFICAÇÃO
LINEAR COM COMPONENTES NÃO
LINEARES EM RÁDIO DEFINIDO
POR SOFTWARE

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia
Eletrotécnica e de Computadores, ramo de especialização em
Telecomunicações orientada pelo Professor Doutor Marco Alexandre
Cravo Gomes e pelo Professor Doutor Vitor Manuel Mendes da Silva e
apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de
Coimbra no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores

Outubro 2020



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

**Sistemas de Amplificação Linear com Componentes Não
Lineares em Rádios Definido por Software**

Carlos Miguel Vila Osório de Carvalho

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes
Co-Orientador: Doutor Vitor Manuel Mendes da Silva

Júri

Presidente: Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros
Vogal: Doutor Luís Alberto da Silva Cruz
Vogal: Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes

Outubro de 2020

- À minha mãe

Agradecimentos

Começo os meus agradecimentos, por agradecer aos meus pais pela oportunidade, de ingressar e estudar na Universidade de Coimbra e desfrutar de todas as etapas de uma vida académica. Junto agradeço à minha irmã, cunhado e sobrinhas pelo apoio, motivação e força de vontade transmitida em todos os momentos. À minha família um eterno obrigado pelos sacrifícios e apoio incondicional.

Agradeço também aos meus orientadores, ao professor Marco Gomes e ao professor Vítor Silva, pela oportunidade de trabalhar neste projeto, por todo o apoio, disponibilidade e paciência prestada ao longo da realização do mesmo, obrigado também por todas as competências científicas transmitidas assim como o rigor e brio exigido durante a dissertação.

Do mesmo modo agradeço ao Instituto de Telecomunicações, por todos os meios disponibilizados e pela confiança depositada que mesmo devido à crise sanitária que se vive nos dias de hoje em nada comprometeu a realização deste projeto. Agradecer aos meus colegas de laboratório por todo o apoio disponibilizado e não menos importante ao Flapas e à Drive que permitiram e facilitaram o caminho até aqui.

Agradeço ao Sr Raimundo e aos amigos de França pela oportunidade de trabalho que possibilitou estar aqui a escrever estes agradecimentos, por todos os ensinamentos, compreensão e sobretudo amizade e carinho recebido. Viva a Bastide!

Agradeço a todos os meus colegas de Penedono e Coimbra, ao pessoal do Pub, à Team Malo Clinic, aos amigos do Safari, à Casa de Angola 77, aos Teslas de Pito, aos caloiros do 3ºEsq, e ao Padrinho Granjo por todos os míticos jantares, todas as noites mágicas e algumas manhãs trágicas, por toda esta aventura que foi Coimbra.

Por último agradeço, ao Bruno, ao Francisco, ao Gonçalo, ao Pedro e ao Rui por serem a minha segunda família em Coimbra, pela amizade sincera, pela confiança, pela paciência e pela irmandade criada desde o primeiro instante, obrigado por todos os momentos que serão eternos. Viva os Primos do 3º Esquerdo.

A todos os meus amigos e colegas que, de uma forma direta ou indireta, contribuíram para o meu crescimento pessoal e profissional.

A todos,
Muito Obrigado

Resumo

A próxima geração de comunicações móveis (5G), que se encontra em fase de implementação, promete vir a oferecer elevadas taxas de transmissão de dados e em simultâneo o melhoramento da eficiência espectral e de potência dos sistemas de comunicação e com isto revolucionar, o quotidiano da comunicação a nível mundial.

Um dos grandes desafios nos projectos de sistemas de telecomunicações é a dificuldade de garantir todos os requisitos anteriores, uma vez que alguns são contraditórios. Nomeadamente, técnicas de modulação espectralmente eficientes são normalmente caracterizadas por um elevado rácio potência de pico vs potência média (PAPR) (*peak average to power ratio*), o que requer o uso de amplificadores de potência (HPA) (*high power amplifiers*) lineares que possuem baixas eficiências energéticas. A escolha do HPA é fundamental nestes projetos pois para que ocorra amplificação linear sem distorção do sinal, é necessário comprometer a relação entre eficiência energética e amplificação linear.

A técnica amplificação linear com componentes não lineares (LINC) (*linear amplification with non linear components*) pode ser uma solução viável como resposta aos desafios e problemas anteriormente referidos. A técnica consiste em separar um sinal em dois sinais de envolvente constante, sendo cada um destes amplificados por amplificadores de potência não-lineares (NL-HPA) (*non linear-high power amplifiers*) caracterizados por uma elevada eficiência de potência, que após a combinação dos dois sinais de envolvente constante amplificados se obtém uma réplica ampliada do sinal original.

Recentemente foi proposta uma otimização e generalização da técnica LINC, designada por *multi branch linc (MB-LINC)*. Para isso temos que separar um dado sinal em $N > 2$ -sinais com envolvente constante, sendo posteriormente amplificados por N -NL-HPA. Tendo como principal objectivo atenuar algumas das desvantagens da técnica LINC convencional.

Nesta dissertação é realizada a prova de conceito em ambiente real da técnica LINC em plataformas de rádio definido por *software (SDR) (software defined radio)*, mais precisamente em plataformas *universal software radio peripheral (USRP)*

B210. É também realizado por simulação um estudo do desempenho dos sistemas LINC e MB-LINC para situações de desequilíbrio de ganho ou fase entre os ramos de amplificação não linear, e como este varia em função do número de ramos. Tais resultados serviram de referência ao teste numa situação real em SDR tendo sido possível validar os mesmos foram de encontro aos resultados simulados.

Palavras Chave

Amplificação Linear com Componentes Não Lineares, Eficiência Energética, Eficiência Espectral, Taxa de Transmissão de Dados, Rácio Potência Pico vs Potência Média, SDR

Abstract

The next generation of mobile communications (5G), which is in a development stage, promises to offer high data transmission rates, and at the same time, improve the spectral and power efficiency of the communication systems and thereby revolutionize the daily life communication worldwide.

One of the great challenges in telecom systems projects is how hard it is to ensure all the previous requisites once they're contradictory. Namely, spectrally efficient modulation techniques are characterized by an high PAPR, which demands the use of low energy efficiency HPA. To ensure linear amplification without signal distortion, we must compromise the relationship between energy efficiency and linear amplification. Given this, the choice of the HPA is crucial in this project.

The LINC technique can be a good solution to resolve the challenges referred before. This technique consists in separate a signal in two constants envelope signals, each being amplified by an NL-HPA characterized by high power efficiency. After combining the two constant envelope signals, we obtain an amplified replica of the original signal.

Recently, it has been proposed an optimization and a generalization of LINC technique called MB-LINC. For that we have to separate the original signal into $N > 2$ signals with constant envelope that are after amplified by N NL-HPA. That has a goal of soften the disadvantages of the original LINC technique.

In this dissertation the proof of concept with the real demo of LINC technique in software defined radioSDR using USRP B210 plataforms. A simulation is also executed to analyze the performance of LINC and MB-LINC systems. These simulations are performed for situations of gain or phase imbalances between the branches of non-linear amplification. Furthermore, the variation in imbalance is also analyzed according to the increase number of branches. These results served as a reference to the test of the LINC SDR based system and it was possible to

validate that there were inline with the simulated results.

Keywords

Linear Amplification with Non-Linear Components(LINC), Energy Efficiency, Spectral Efficiency, Data Transmission Rate, Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR), Software Defined Radio (SDR).

Índice

1	Introdução	1
1.1	Motivação	4
1.2	Objetivos	4
1.3	Estrutura da Dissertação	5
2	Sistemas LINC	6
2.1	Fundamentos básicos do sistema LINC	7
2.2	Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital	9
2.2.1	Estrutura de Amplificação e Separação	9
2.2.2	Estrutura de Combinação	10
3	Sistemas LINC Generalizados	12
3.1	Multi-Branch LINC	13
3.2	Transmissor MB-LINC	15
3.2.1	Função inversa para o transmissor MB-LINC	17
3.3	Desequilíbrios de Amplificação	17
4	Rádio Definido por <i>Software</i>	19
4.1	Estrutura de um SDR	20
4.2	Ferramentas de desenvolvimento	22
4.3	Características da plataforma de <i>hardware</i> utilizada	22
4.4	Limitações	23
5	Sistemas LINC em plataformas USRP	24
5.1	Geração da Mensagem	25
5.2	Modulação do Sinal	25
5.2.1	Modulação QPSK	26

Índice

5.2.2	Modulação OQPSK	27
5.2.3	Modulação 16-OQAM	28
5.3	Transmissor LINC	30
5.4	Recetor LINC	31
5.5	Sincronismo	32
5.6	Desmodulação do Sinal	33
6	Simulações e Resultados	35
6.1	Ambiente de Simulação	36
6.1.1	Parâmetros das Simulações	36
6.1.2	<i>Hardware</i> e Cenários de simulação	36
6.2	Calibração de frequências entre SDR	37
6.3	Validação de Resultados e medidas usadas	37
6.4	Simulação de Sistemas LINC	38
6.5	Realização da técnica LINC em SDR	44
6.6	Simulação dos Sistemas MB-LINC	48
7	Conclusão	56
7.1	Trabalhos Futuros	57

Lista de Figuras

2.1	Representação vetorial da separação do sistema LINC. [1].	8
2.2	Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital. [1]	9
2.3	Eficiência de um Combinador do LINC vs Decomposição Angular θ de sinais <i>quadrature phase-shift keying</i> (QPSK) e <i>offset quadrature phase-shift keying</i> (OQPSK) [1].	11
3.1	Transmissor N-LINC.	14
3.2	Representação vetorial de múltiplas ramificações usando a técnica MB-LINC [2].	14
3.3	Diagrama de Fluxo do Algoritmo do MB-LINC.	16
3.4	Estrutura LINC com adição de desequilíbrios nos NL-HPA.	18
4.1	Arquitetura básica de um Transcetor SDR [3].	21
5.1	Geração da mensagem dos modelos LINC+SDR.	25
5.2	Diagrama de transições de uma constelação QPSK, depois da passagem por um filtro <i>square root raised cosine</i> (SRRC).	27
5.3	Diagrama de transições de uma constelação OQPSK, depois da passagem por um filtro SRRC.	28
5.4	Constelação 16- <i>offset quadrature amplitude modulation</i> (OQAM) através da combinação de dois sinais OQPSK.	29
5.5	Diagrama de transições de uma constelação OQAM, após a passagem por um filtro SRRC.	30
5.6	Estrutura de um transmissor LINC	30
5.7	Diagrama de Fluxo do Algoritmo do LINC.	31
5.8	Diagrama de blocos do recetor típico SDR	31
5.9	Estrutura típica de uma <i>phase locked loop</i> (PLL) em tempo contínuo [3].	32

Lista de Figuras

5.10	Recuperação de Sincronismo de Portadora e de Relógio no Recetor .	33
5.11	Diagrama de transições de uma constelação 16-OQAM e uma 16- <i>quadrature amplitude modulation</i> (QAM).	34
6.1	Cenário dos testes.	37
6.2	Diagrama de Constelação e EVM.	38
6.3	Trancetor LINC.	39
6.4	Transmissão QPSK.	39
6.5	Transmissão OQPSK.	39
6.6	Transmissão 16-OQAM.	39
6.7	Recetor QPSK.	40
6.8	Recetor OQPSK.	40
6.9	Recetor 16-OQAM.	40
6.10	Transmissor LINC com a adição de desequilíbrios de fase.	41
6.11	Transmissor LINC com a adição de desequilíbrios de ganho.	41
6.12	Desequilíbrios de Ganho.	42
6.13	Transmissão e Receção num canal de transmissão.	42
6.14	Impacto no <i>error vector magnitude</i> (EVM) do sinal devido a desequilíbrios após a passagem por um canal de ruído branco aditivo gaussiano (AWGN).	43
6.15	Transmissor LINC numa plataforma USRP em <i>Simulink</i>	44
6.16	Recetor SDR numa plataforma USRP em <i>Simulink</i>	45
6.17	Sistema LINC num cenário de transmissão em tempo real em plataformas USRP B210.	45
6.18	Receção de um sinal do tipo OQPSK em plataformas USRP	45
6.19	Receção de um sinal do tipo 16-OQAM em plataformas USRP.	46
6.20	Curvas de BER em função do ganho no transmissor.	46
6.21	Sistema LINC com adição de desequilíbrios de fase numa demonstração em plataformas USRP B210.	47
6.22	Sistema LINC com adição de desequilíbrios de ganho numa demonstração em plataformas USRP B210.	47
6.23	Curvas de taxa de bits errados (BER) para o LINC convencional, 4-LINC, 5-LINC, 7-LINC e 9-LINC , após a passagem por um canal AWGN, num recetor 16-OQAM considerando que não existem desequilíbrios.	50

6.24	Curvas de BER considerando desvios de fase para um recetor 16-OQAM num canal AWGN.	51
6.25	Curvas de BER considerando desvios de ganho para um recetor 16-OQAM num canal AWGN.	52
6.26	Comparação do BER em função os desvios de fase.	53
6.27	Comparação do BER em função os desvios de ganho.	54

Lista de Tabelas

6.1	Parâmetros Gerais das Simulações.	36
6.2	Características do <i>hardware</i> utilizado	36
6.3	Características da plataforma USRP utilizada.	36
6.4	Erro obtido entre o sinal LINC e o sinal original.	40
6.5	Impactos no EVM devido a de desequilíbrios de fase.	41
6.6	Impactos no EVM devido a desequilíbrios de ganho.	42
6.7	Impactos no EVM devido à adição de desequilíbrios de fase nos ramos do LINC.	47
6.8	Impactos no EVM devido à adição de desequilíbrios de ganho nos ramos do LINC.	48
6.9	Impactos do aumento dos ramos na estrutura LINC no EVM do sinal num recetor 16-OQAM.	49
6.10	Impactos no EVM do sinal da adição de desequilíbrios de fase nos ramos do LINC de cada modelo num recetor 16-OQAM sem adição de canal de transmissão.	49
6.11	Impactos no EVM do sinal da adição de desequilíbrios de ganho nos ramos do LINC de cada modelo num recetor 16-OQAM sem adição de canal de transmissão.	50
6.12	Impactos no EVM devido aos desvios de fase num canal AWGN com $E_b/N_0=15\text{dB}$	55
6.13	Impactos no EVM devido aos desvios de ganho num canal AWGN com $E_b/N_0=15\text{dB}$	55

Lista de Acrónimos

ADC conversor analógico para digital

AGC controlo de ganho automático

AWGN ruído branco aditivo gaussiano

BER taxa de bits errados

BPSK *binary phase shift keying*

DAC conversor digital para analógico

EVM *error vector magnitude*

FM modulação por frequência

FPGA *field programmable gate array*

GPS sistema de posicionamento global

GRC *gnu radio companion*

HPA amplificadores de potência

ISI interferência intersimbólica

LINC amplificação linear com componentes não lineares

LTE *long term evolution*

MB-LINC *multi branch linc*

MA-LINC *multi antenna linc*

MIMO múltipla-entrada e múltipla saída

NI *national instruments*

Lista de Acrónimos

NL-HPA amplificadores de potência não-lineares

OQPSK *offset quadrature phase-shift keying*

OQAM *offset quadrature amplitude modulation*

PAPR potência de pico vs potência média

PAM *pulse amplitude modulation*

PDF *probability density function*

PLL *phase locked loop*

PPM partes por milhão

QAM *quadrature amplitude modulation*

QPSK *quadrature phase-shift keying*

RF rádio frequência

RMM *ring magnitude modulation*

SC portadora única

SDR rádio definido por *software*

SRRC *square root raised cosine*

TED *timing error detector*

TV televisão

VCO controlador de tensão

USRP *universal software radio periph*

WLAN rede local sem fios

1

Introdução

Conteúdo

1.1	Motivação	4
1.2	Objetivos	4
1.3	Estrutura da Dissertação	5

1. Introdução

A mais recente geração de comunicações móveis, conhecida como (5G), apresentará um papel fundamental no desenvolvimento da tecnologia dos sistemas de comunicação devido aos requisitos que oferece, tais como altas taxas de transferência de dados, elevadas eficiências espectrais e de potência [4].

Entre as tecnologias de suporte está o uso de frequências na banda das ondas milimétricas, *mmWave*, onde existe uma extensa largura de banda disponível [5], que é vista como um recurso para o crescimento exponencial ao nível do uso de dispositivos móveis. No entanto, o uso dos dispositivos em massa e a garantia de uma boa qualidade de serviço levará a aumentos consideráveis no consumo de energia [6]. Neste contexto existe uma grande preocupação em garantir poupanças de energia e simultaneamente maior autonomia dos dispositivos.

O objetivo de realizar uma transmissão sem fios com elevada eficiência energética é desafiante, uma vez que para garantir altos débitos de dados é normalmente necessário o emprego de técnicas de modulação com elevada eficiência espectral, mas cujo o rácio potência de pico vs potência média (PAPR) (*peak average power ratio*) é elevado, o que exige o uso de amplificadores de potência (HPA) (*high power amplifiers*) lineares [7]. No entanto, um HPA linear (e.g, amplificadores de classe A, B, ou AB) apresenta eficiências reduzidas, na ordem dos 20% [8], que leva a um compromisso entre linearidade e eficiência energética.

Uma solução alternativa consiste no uso da técnica amplificação linear com componentes não lineares (LINC) (*linear amplification with non linear components*) [9], onde um determinado sinal é primeiramente separado em dois sinais de envolvente constante, sendo de seguida amplificados por amplificadores de potência não-lineares (NL-HPA) (*non linear high power amplifiers*). Exemplos de NL-HPA são os amplificadores classe D, E ou F caracterizados por altas eficiências de potência, acima dos 80% [8, 10]. Numa situação ideal, isto é uma situação em que não existem desequilíbrios de ganho ou fase entre os amplificadores, de cada braço do LINC é possível após a combinação dos sinais amplificados gerar uma réplica perfeita amplificada do sinal original [1].

Para além de apresentarem eficiências mais elevadas estes amplificadores não necessitam de mecanismos de *back-off*, constituindo assim mais uma vantagem associada a estes equipamentos.

O uso da técnica LINC beneficia da transmissão de sinais com baixas flutuações de envolvente, tais como do tipo *offset* (e.g. *offset quadrature phase-shift keying* (OQPSK) e *offset quadrature amplitude modulation* (OQAM)) para os quais se obtém melhores resultados [1]. Por outro lado, cada componente do LINC origina

um alargamento espectral devido à modulação de fase sendo necessário o emprego NL-HPA e um combinador de maior largura de banda. Das desvantagens são as perdas que podem ocorrer nas combinações do sinal ou desequilíbrios de amplitude e fase entre amplificadores o que pode causar distorções no sinal [1, 10] .

1.1 Motivação

Ao longo do tempo os dispositivos móveis têm conseguido assumir um papel crucial e essencial no dia a dia de cada ser humano, tendo sido estimado no presente ano um total de 50 bilhões de dispositivos conectados à Internet [11].

O avanço em certas áreas, como o processamento digital de sinal e da micro-eletrônica, permitiram o crescimento do uso de tecnologias como o rádio definido por *software* (SDR) (*software defined radio*). Este conceito foi introduzido pela primeira vez em 1992 por Mitola [12], sendo um transceptor rádio onde todas as operações de banda base são implementadas com lógica digital, podendo estas ser reprogramáveis e reconfiguráveis rapidamente via *software*.

Nos projetos de transmissão de sistemas de comunicações móveis, um dos principais objetivos é garantir eficiências energéticas. Os sistemas LINC demonstram assim ser uma opção que garante essa eficiência através de NL-HPA, pois são altamente eficientes não comprometendo a linearidade.

Aliando as vantagens da tecnologia SDR aos estudos anteriores da técnica LINC [1], será possível realizar várias demonstrações experimentais como prova de conceito da técnica LINC. Essas serão efectuadas através de alterações em tempo real nas operações da banda base e efectuando o processo de separação de sinal em *software*, contudo num sistema de comunicação digital são impostos desafios de sincronismo entre o transmissor e o recetor sejam eles temporais, como por exemplo o sincronismo de *frame* ou ainda os sincronismo de fase e frequência da portadora, sincronismos estes que serão ser estudados detalhadamente.

A transmissão de dados a ritmos elevados requer, no caso de transmissão de portadora-única, o uso de modulações espectralmente eficientes, tal como *M-Quadrature amplitude modulation* (QAM), mas que apresentam grandes flutuações de envolvente e elevado PAPR o que dificulta a aplicação da técnica LINC. Neste âmbito, foi proposta em [2] uma técnica genérica *multi branch linc* (MB-LINC) que assenta nos mesmos princípios da técnica LINC, onde o número de níveis de separação do sinal é $N > 2$, assim permite-se que a potência de cada sinal para ser amplificado seja menor, sem aumentar os efeitos de distorção não lineares, mesmo com desequilíbrios entre os amplificadores.

1.2 Objetivos

Esta dissertação terá como objetivos a prova de conceito da técnica LINC em sistemas de tempo real recorrendo a arquiteturas SDR, mais concretamente a plataformas *universal software radio peripheral* (USRP), modelo B210. Uma vez que estas

são reconfiguráveis irá permitir testar várias técnicas de modulação e configurações diferentes dos sistemas. Para além disso, outro dos objetivos é a criação de transceptores MB-LINC recorrendo ao *Simulink* para diferentes ramos a separar o sinal.

1.3 Estrutura da Dissertação

Este documento será estruturado em 7 capítulos.

No Capítulo 2 serão introduzidos os sistemas de transmissão com amplificação LINC, sendo detalhado os princípios sobre os quais estes assentam, a sua estrutura, assim como benefícios e limitações que a implementação desta técnica apresenta num sistema de comunicação digital genérico.

De seguida, no Capítulo 3, serão estudados os sistemas MB-LINC vistos como uma generalização do conceito LINC, explicando as vantagens e a sua estrutura.

No Capítulo 4 será apresentado o conceito de rádio definido por *software*, i.e. SDR tecnologia que irá suportar a prova de conceito da técnica LINC em sistemas de tempo real. Neste capítulo é descrito a arquitetura genérica um SDR, as vantagens e desvantagens do mesmo e o modelo de *hardware* utilizado neste trabalho, i.e o USRP B210 da *Ettus*.

Com o intuito de demonstrar a técnica LINC em SDR, no Capítulo 5 será explicado todo o método realizado, desde a criação do algoritmo LINC em *Simulink*, como o estudo e análise da estrutura de transmissão e receção.

No Capítulo 6 como forma de validar e prever o comportamento dos vários modelos são descritas as métricas a utilizar e a simulação dos vários modelos antes da passagem para um cenário de transmissão em tempo real. É neste capítulo que são apresentados os modelos utilizados e os resultados obtidos quer num cenário de simulação quer num cenário real para os sistemas LINC em arquiteturas SDR. Para além disso, neste Capítulo são também apresentados os resultados obtidos dos vários modelos de transceptores MB-LINC, em cenário de simulação e comparando os mesmos entre si e com o LINC convencional ($N=2$).

Por último no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões dos resultados obtidos e são consideradas algumas sugestões para um futuro próximo projeto.

2

Sistemas LINC

Conteúdo

2.1	Fundamentos básicos do sistema LINC	7
2.2	Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital	9

Nos vastos projetos de telecomunicações a escolha de um HPA adequado para que garanta linearidade entre potência de entrada e potência de saída é dos principais desafios [1, 7]. Uma vez que um HPA linear apresenta eficiência de potência baixa [8, 10], fica claro que existe assim um compromisso entre amplificação linear e eficiência de potência.

A técnica LINC [9] é uma resposta possível, onde a amplificação é realizada com base em NL-HPA, que são fortemente não lineares mas caracterizados por eficiências energéticas elevadas [8]. Apesar do uso de NL-HPA consegue-se amplificação linear cumprindo ainda o objetivo de melhorar a relação entre linearidade e eficiência energética.

Neste capítulo descrever-se-á os princípios da técnica LINC e os principais desafios impostos pela utilização deste sistemas.

2.1 Fundamentos básicos do sistema LINC

De um modo geral, numa transmissão sinal $S(t)$ enviado é modulado em amplitude e fase, i.e. a informação a transmitir vai contida tanto na fase como na amplitude do sinal. O princípio da técnica LINC é a separação do sinal $S(t)$ de envolvente variável em dois sinais de envolvente constante, modulados em fase [9, 10].

$$S(t) = r(t)e^{j\varphi(t)} = S_1(t) + S_2(t), \quad (2.1)$$

$$r(t) = r_{max} \cos(\theta(t)) \quad (2.2)$$

$$S_1(t) = \frac{r_{max}}{2} e^{j(\varphi(t)+\theta(t))} \quad (2.3)$$

$$S_2(t) = \frac{r_{max}}{2} e^{j(\varphi(t)-\theta(t))}, \quad (2.4)$$

onde $r(t)$ representa a amplitude do sinal; r_{max} é a amplitude máxima do mesmo; $\varphi(t)$ é a fase do sinal; $\theta(t)$ e o ângulo que é adicionado pela modulação de fase com relação à amplitude do sinal $r(t)$, sendo dado por:

$$\theta(t) = \arccos\left(\frac{r(t)}{r_{max}}\right). \quad (2.5)$$

Os sinais, $S_1(t)$ e $S_2(t)$ podem também ser calculados da seguinte forma:

$$S_1(t) = \frac{1}{2}S(t)[1 + j \cdot e(t)] \quad (2.6)$$

$$S_2(t) = \frac{1}{2}S(t)[1 - j \cdot e(t)] \quad (2.7)$$

2. Sistemas LINC

onde $e(t)$ é dado por:

$$e(t) = \sqrt{\frac{r_{max}^2}{r(t)^2} - 1} \quad (2.8)$$

Estas equações podem ser representadas pela decomposição de vetores como se pode observar na Figura 2.1.

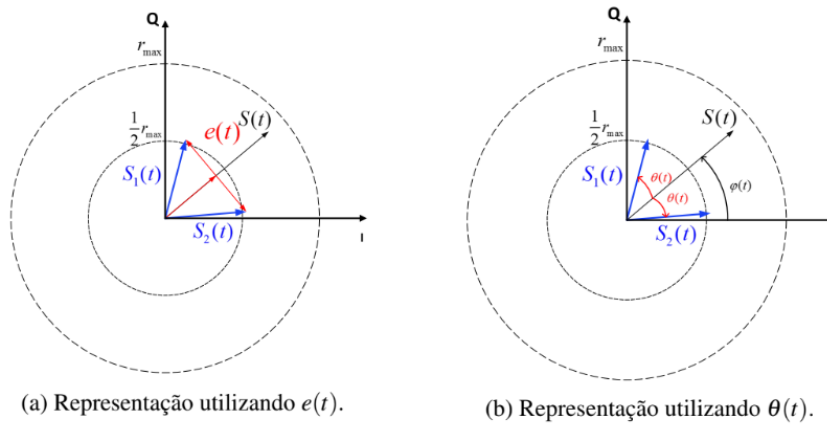


Figura 2.1: Representação vetorial da separação do sistema LINC. [1].

É importante realçar que as Equações (2.3) e (2.4) são matematicamente equivalentes às Equações (2.5) e (2.6), ou seja o método da separação do LINC pode ser feito utilizando $e(t)$ ou $\theta(t)$, dependendo do seu desempenho e da situação em que vai ser utilizado. Por exemplo foi provado em [1] que o método de separação θ está diretamente ligado à eficiência total do sistema.

Como as envolventes dos sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ são constantes, estas podem ser amplificadas de forma eficiente por NL-HPA, obtendo-se por combinação da mesma uma réplica amplificada do sinal $S(t)$ sem comprometer a linearidade do sistema [10]. Assim sendo, como os NL-HPA permitem eficiências acima dos 80% [8] [10] não comprometendo a linearidade da amplificação, os custos do projeto deste transmissor serão por isso reduzidos [1].

2.2 Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital

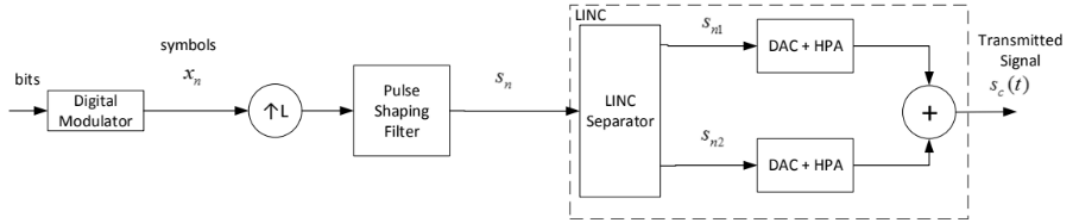


Figura 2.2: Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital. [1]

Como se pode observar no esquemático da Figura 2.2 a técnica LINC é aplicada a uma transmissão digital genérica. O domínio digital traz vantagens à técnica LINC, como por exemplo uma maior facilidade e versatilidade [1, 10], na aplicação das Equações de separação (2.3) (2.4) ou (2.5) (2.6).

Pode constatar-se também que a arquitetura LINC, para além do subsistema de separação é composto também pelos sub-sistemas de amplificação e de combinação, estruturas que serão explicadas na subsecções seguintes.

2.2.1 Estrutura de Amplificação e Separação

Dado a dependência da estrutura de amplificação em relação ao processo de separação do sinal à entrada do LINC, a análise das duas estruturas será realizada em conjunto. Devido ao que foi referido anteriormente para que a amplificação linear seja feita através do uso de NL-HPA os sinais na separação têm que possuir uma envolvente constante. Nesta separação os NL-HPA trabalham na zona de saturação que pode introduzir *clipping* no sinal de entrada $S(t)$. A representação digital de θ e $e(t)$ é respectivamente:

$$\theta(r_n) = \begin{cases} \arccos\left(\frac{r_n}{S_M}\right), & r_n \leq S_M \\ 0, & r_n \geq S_M \end{cases} \quad (2.9)$$

$$e(r_n) = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{S_M}{r_n}\right)^2 - 1}, & r_n \leq S_M \\ 0, & r_n \geq S_M \end{cases} \quad (2.10)$$

onde r_n representa a amplitude do sinal de envolvente $r(n)$ amostrado e S_M , o nível de *clipping* do sinal transmitido. A operação de polar *clipping* apresenta melhor desempenho do que a do tipo cartesiana daí ter sido escolhida [13]. Da separação

2. Sistemas LINC

do sinal pela técnica LINC resultam dois sinais, s_1 e s_2 , de largura de banda relativamente maior que a do sinal a amplificar, devido à modulação de fase introduzida [10]. Tal coloca requisitos de maior largura de banda do conversor digital para analógico (DAC) (*digital to analog converter*) e NL-HPA usados em cada braço do sistema LINC, por forma a evitar distorção na amplificação. Neste sentido, a técnica LINC beneficia do uso de técnicas de modulação com menores flutuações de envolvente, i.e. sinais do tipo OQPSK. Neste caso o ângulo de decomposição $\theta(r_n)$ possui uma menor gama dinâmica e logo s_1 e s_2 uma menor largura de banda. Para além disso, tal permite uma redução da taxa de amostragem do DAC e consequentemente, a redução do custo destes componentes [1, 14].

2.2.2 Estrutura de Combinação

O grande propósito dos sistemas LINC é a garantia de altas eficiências energéticas, sem que comprometam a linearidade na amplificação do sinal mesmo usando NL-HPA. Posto isto, é necessário estudar com detalhe a combinação dos dois sinais que desempenha um papel crucial nos sistemas LINC.

Para que a eficiência da combinação seja máxima os NL-HPA devem estar equilibrados tanto a nível de ganho como a nível de desvios de fase, resultando no sinal à saída do combinador dado por:

$$S_c = S_{n1} + S_{n2} = \begin{cases} s_n, & |r_n| \leq S_M \\ S_M \cdot \exp(j \cdot \arg(S_n)), & |r_n| \geq S_M \end{cases} \quad (2.11)$$

A eficiência da combinação está diretamente ligada ao ângulo de decomposição de acordo com [10].

$$\eta_{comb} = \cos^2 \theta. \quad (2.12)$$

Nesta situação de eficiência existe preferência pelas Equações (2.3) (2.4) e (2.9), que, como se pode concluir da análise da Equação (2.11), quanto menor for o valor θ maior será a eficiência do combinador. No entanto como θ varia com o tempo é necessário calcular a eficiência média potência do combinador, usando a *probability density function* (PDF) do sinal de acordo com:

$$\bar{\eta}_{comb} = \int_0^{\frac{\pi}{2}} pdf_{sinal}(\theta) \times \cos^2 \theta d\theta. \quad (2.13)$$

Também neste caso, os sinais com pequenas variações de envolvente apresentam vantagens no que respeita a eficiência de potência do sistema LINC. Na Figura 2.3 é apresentada a relação entre eficiência de combinação com o ângulo de

2.2 Técnica LINC aplicada a um Sistema de Comunicação Digital

decomposição, bem como a distribuição do ângulo de decomposição para o caso de sinais *quadrature phase-shift keying* (QPSK) e OQPSK, de banda limitada (*roll-off* = 0.25).

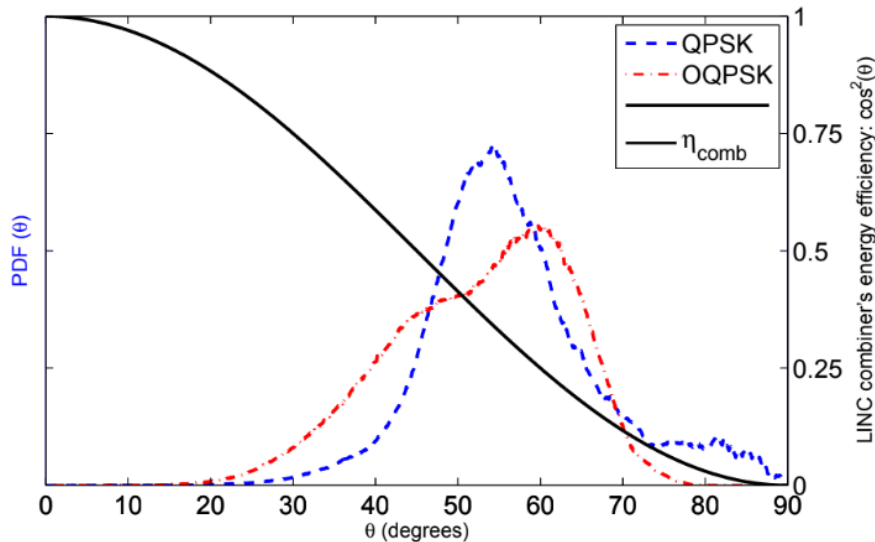


Figura 2.3: Eficiência de um Combinador do LINC vs Decomposição Angular θ de sinais QPSK e OQPSK [1].

Podemos então concluir através da análise da Figura 2.3 que tanto na modulação de sinais do tipo QPSK como de sinais OQPSK as curvas do ângulo de decomposição não se encontram na zona de eficiência máxima. Para que um dado sinal $S(t)$ apresente altas eficiências de combinação a sua PDF de θ têm que estar concentrada em valores de decomposição angular menores.

Em resumo, a técnica LINC permite a realização da amplificação linear com NL-HPA, com custo reduzido, e com elevada eficiência energética. No entanto, para que o sistema LINC tenha um desempenho elevado, o sinal a amplificar deverá possuir pequenas flutuações de envolvente e logo pequenos valores para o ângulo de decomposição θ maximizando a eficiência do combinador, bem como o custo do desenho do NL-HPA e do DAC.

Neste contexto a amplificação LINC de sinais caracterizados por elevado PAPR, constitui um desafio e problema de interesse é nesse âmbito que surge assim a técnica de generalização destes sistemas LINC que será estudado detalhadamente no próximo capítulo.

3

Sistemas LINC Generalizados

Conteúdo

3.1	Multi-Branch LINC	13
3.2	Transmissor MB-LINC	15
3.3	Desequilíbrios de Amplificação	17

Os sistemas LINC, analisados no capítulo anterior podem ser vistos como soluções para o compromisso entre amplificação linear e eficiência energética. No entanto, esta técnica apresenta algumas desvantagens anteriormente descritas, como por exemplo a diminuição da eficiência do combinador e o aumento dos requisitos da largura de banda dos DAC e NL-HPA na amplificação de sinais com PAPR elevado. Para além disso desequilíbrios de fase e de ganho entre os NL-HPA também provocam degradações no desempenho do sistema afetando a combinação dos sinais, estando este desempenho diretamente relacionado com a eficiência energética [1].

Como tentativa de colmatar estas desvantagens dos sistemas LINC foi proposta recentemente em [2] uma técnica que generaliza o conceito LINC. A única diferença reside na estrutura de separação e amplificação do sinal, em que é possível alterar o número de níveis N , em que o sinal a amplificar é separado, sendo $N > 2$ determinando assim o número de NL-HPA a usar. Os sistemas LINC generalizados apresentam duas variações designadas MB-LINC e *multi antenna linc* (MA-LINC)¹ [2, 15], dependendo do local onde ocorrem as combinações, sendo esses locais respectivamente no transmissor usando um combinador físico ou no canal de transmissão (i.e, no ar).

Neste capítulo iremos proceder ao estudo e demonstração da técnica MB-LINC [2], em *Matlab/Simulink*. De forma a encontrar qual o número de níveis de decomposição do sinal a usar dado pelo número de NL-HPA a utilizar, será analisado o impacto dos desequilíbrios de fase e de ganho entre os amplificadores no desempenho do sistema e usado como critério de seleção, por comparação com o sistema LINC convencional.

3.1 Multi-Branch LINC

Nesta dissertação limitaremos o estudo à técnica MB-LINC. Esta nova técnica tem por base os princípios do sistema LINC convencional e consiste na separação de um determinado sinal de envolvente complexa variável em P sinais de envolvente constante. A grande diferença, entre esta técnica e a técnica convencional é esta generalização do número de níveis $N > 2$ níveis. A sua estrutura está representada na Figura 3.1, em que podemos observar que depois da decomposição do sinal em N sinais de envolvente constante, cada um é amplificado por um NL-HPA seguido da combinação realizada ainda no transmissor e seguido o seu envio para o recetor passando por um canal.

¹Esta técnica onde as combinações são realizadas no canal, não irá ser abordada nesta dissertação.

3. Sistemas LINC Generalizados

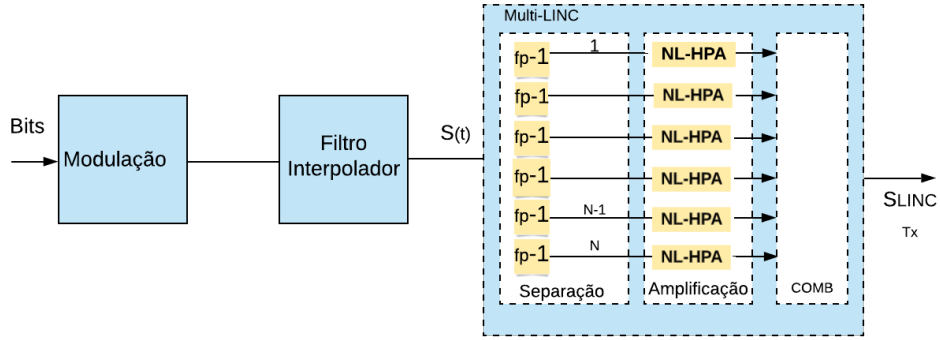


Figura 3.1: Transmissor N-LINC.

Deste modo, um determinado sinal complexo de envolvente variável S_p e em que a sua fase pode tomar qualquer valor entre $[0:2\pi]$, este pode ser decomposto em P componentes de envolvente constante e representado vetorialmente, como se pode observar na Figura 3.2:

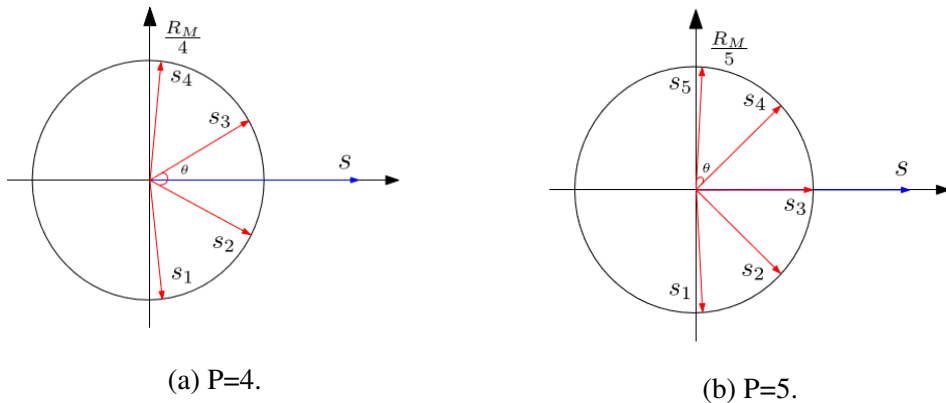


Figura 3.2: Representação vetorial de múltiplas ramificações usando a técnica MB-LINC [2].

Considerando nestas análises um cenário ideal, onde não há desequilíbrios nos amplificadores, cada ramificação do MB-LINC pode ser representada por [2]:

$$s_p = \frac{R_M}{P} \exp \left(j \frac{\theta}{2} (2p - P - 1) \right), \quad (3.1)$$

Onde s_p é um sinal complexo de envolvente constante; R_M representa a amplitude máxima do sinal a decompor; P o número total de ramos em que é decomposto o sinal; sendo $\frac{\theta}{2}$ o ângulo de decomposição e por último $(2p - P - 1)$ é a não linearidade corresponde a cada ramificação, onde p é o número da ramificação em

questão. A combinação de todos os sinais, realizada no transmissor é dada por:

$$S = \sum_{p=1}^P \frac{R_M}{P} \exp \left(j \frac{\theta}{2} (2p - P - 1) \right), \quad (3.2)$$

$$= \frac{R_M}{P} \exp \left(-j \frac{\theta}{2} (P - 1) \right) \frac{1 - \exp(j\theta P)}{1 - \exp(j\theta)} \quad (3.3)$$

Efectuando algumas manipulações matemáticas [2, 15], obtém-se as expressões finais que serão utilizadas neste trabalho, dadas por:

$$S = \frac{R_M}{P} \frac{\sin(P\frac{\theta}{2})}{\sin(\frac{\theta}{2})}, \quad (3.4)$$

$$f_p(\theta) = \frac{\sin(P\frac{\theta}{2})}{P \sin(\frac{\theta}{2})}, \quad (3.5)$$

A decomposição angular é então dada pela inversa da Equação (3.5):

$$\theta = f_p^{-1} \left(\frac{r}{R_M} \right), \quad (3.6)$$

onde, $\frac{r}{R_M}$ é o valor da amplitude do sinal sobre o máximo desse sinal. Assim, por substituição de (3.6) em (3.1) obtêm-se:

$$s_p = \frac{R_M}{P} \exp j \left(f_p^{-1} \left(\frac{r}{R_M} \right) (2p - P - 1) \right), \quad (3.7)$$

A Equação (3.7) representa cada braço do MB-LINC tratando-se de um sinal modulado em fase e de envolvente complexa constante, cuja fase e amplitude podem ser obtidas a partir das funções de conversão am-am e am-pm [2]

$$\theta_p(r) = f_p^{-1} \left(\frac{r}{R_M} \right) (2p - P - 1), \quad (3.8)$$

$$A_p(r) = \frac{R_M}{P}, \quad (3.9)$$

Com base nas Equações (3.5), (3.6), (3.7), nas próximas secções o objetivo será generalizar a técnica LINC para vários valores de N, sendo N o número de níveis/braços a separar o sinal, construindo assim um transmissor.

3.2 Transmissor MB-LINC

Para prova de conceito desta técnica em *Simulink*, é necessário explicar de que forma foi realizado o processo de separação baseado nas equações anteriormente descritas. A arquitetura do sistema MB-LINC a implementar em *Simulink*, manterá

3. Sistemas LINC Generalizados

os princípios desenvolvidos anteriormente para o LINC convencional. Assim, aqui a separação dos sinais é realizada no domínio digital após o filtro de interpolação, para garantir que a amplitude dos N-sinais após conversão para o domínio analógico seja constante. Um dos aspetos importantes a realçar para o projeto deste sistema é que este é *frame-based* ou seja todas as operações/cálculos alterações são realizados por trama.

Dado um sinal modulado e filtrado, antes de este ser transmitido e amplificado pelo sistema MB-LINC. Este é composto primeiramente pela estrutura de separação, cujos parâmetros de entrada são os valores absolutos da amplitude do sinal r , a amplitude máxima do sinal R_M , e o sinal S_n . Por forma a obter os N-sinais de envolvente constante expressos na Equação (3.7), com o auxílio do *Matlab* calcula-se a função inversa da Equação (3.5). Após obtido o valor valor máximo R_M por pré-processamento do sinal aplica-se as funções de conversão am-am e am-pm, dadas pela Equação (3.9), estando assim em condições de calcular o sinal em cada braço. Por fim os sinais seguem para a estrutura de combinação, onde serão re-combinados originando assim uma réplica amplificada do sinal $S(t)$, designada por S_{LINC} . O diagrama de fluxo do sistema a implementar encontra-se representado na Figura 3.3.

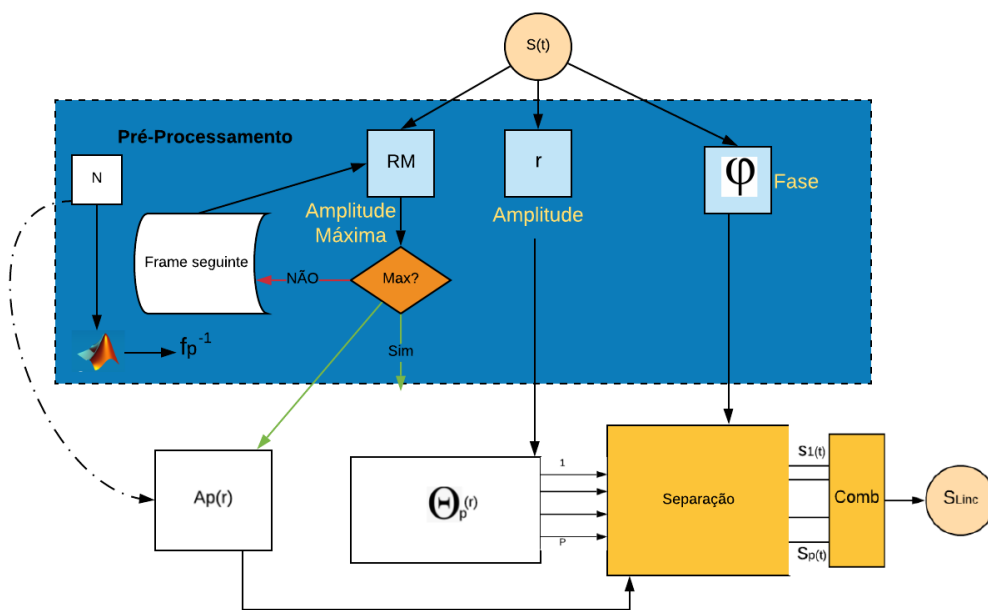


Figura 3.3: Diagrama de Fluxo do Algoritmo do MB-LINC.

3.2.1 Função inversa para o transmissor MB-LINC

Uma vez que ainda não existe um critério que defina o número de níveis ou braços a dividir o sinal, optou-se por projetar quatro tipos de transmissores MB-LINC que dividem o sinal em $N=4, 5, 7$ ou 9 braços. Para que se aplique o algoritmo da Figura 3.3, segundo a Equação (3.5) é necessário conhecer as funções inversas para cada caso. Com o auxílio do *Matlab* para o cálculo das mesmas pode-se verificar que estas são exatas no intervalo de $[0 : \frac{\pi}{2}]$ sendo dadas por:

$$f_4^{-1} = 2 \arccos \left(\frac{1}{6 \left(\frac{x}{4} + \sqrt{x^{\frac{2}{16}} - \frac{1}{256}} \right)^{\frac{1}{3}}} + \left(\frac{x}{4} + \sqrt{x^{\frac{2}{16}} - \frac{1}{256}} \right)^{\frac{1}{3}} \right), \quad (3.10)$$

$$f_5^{-1} = 2 \arccos \left(\frac{\sqrt{\frac{\sqrt{5}\sqrt{4x+1}}{2} + \frac{3}{2}}}{2} \right), \quad (3.11)$$

$$f_7^{-1} = 2 \arccos \left(\frac{\sqrt{\frac{12 \cdot 2^{\frac{1}{3}} \cdot 7^{\frac{2}{3}} \cdot 60(27x + 3\sqrt{3} \cdot \sqrt{27x^2 + 2x - 1} + 1)^{\frac{1}{3}} + 6 \cdot 2^{\frac{2}{3}} \cdot 7^{\frac{1}{3}} \cdot (27x + 3\sqrt{3} \cdot \sqrt{27x^2 + 2x - 1} + 1)^{\frac{2}{3}}}{(27x + 3\sqrt{3} \cdot \sqrt{27x^2 + 2x - 1} + 1)^{\frac{1}{3}}}}{12}} \right), \quad (3.12)$$

Das equações anteriores, x representa o valor absoluto da amplitude do sinal sobre o valor máximo desse mesmo sinal $\frac{r}{R_M}$.

Até aqui todas as análises realizadas quer nos sistemas LINC quer nos sistemas MB-LINC, foram realizadas assumindo uma situação ideal, admitindo que os NL-HPA estão equilibrados, como é possível ver através das Equações (2.11) e (3.7), na próxima secção são adicionados desequilíbrios de fase e de ganho ao sistema MB-LINC.

3.3 Desequilíbrios de Amplificação

A eficiência dos sistemas LINC, pode sofrer degradação ao adicionar desequilíbrios à entrada dos NL-HPA como provado em [1, 10]. Serão por isso adicionados desequilíbrios quer de fase quer de ganho, a cada um dos sistemas MB-LINC projetados, de forma a analisar o impacto destes no desempenho do sistema por comparação com o sistema MB-LINC equilibrado e com o LINC convencional, podendo assim ser decidido o número de níveis ótimos de um sistema MB-LINC, o diagrama conceptual do sistema MB-LINC com desequilíbrios a implementar em *Matlab* encontra-se representado na Figura 3.4

3. Sistemas LINC Generalizados

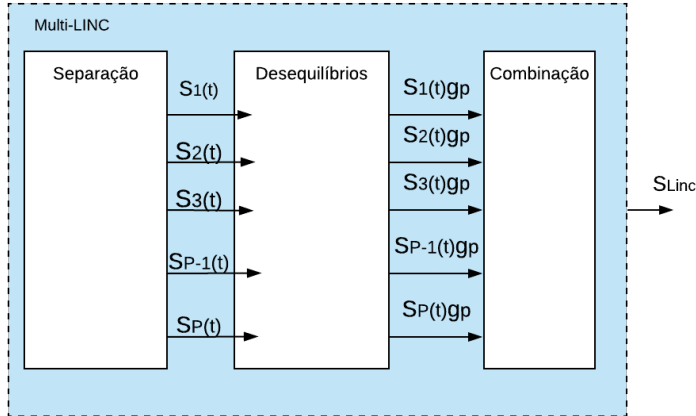


Figura 3.4: Estrutura LINC com adição de desequilíbrios nos NL-HPA.

De acordo com J.Guerreiro, *et al*, [2], considerando desequilíbrios de ganho nos NL-HPA a Equação (3.7) é agora dada por:

$$y_p = \sum_{p=1}^P g_p \frac{R_M}{P} \exp j \left(f_p^{-1} \left(\frac{r}{R_M} \right) (2p - P - 1) \right), \quad (3.13)$$

onde g_p é o ganho complexo associado a cada braço p do NL-HPA designado por:

$$g_p = 1 + \varepsilon_g \quad (3.14)$$

ε_g é um valor complexo de desvio perante o ganho unitário, onde as partes reais e imaginárias de variância σ_ε^2 , seguindo uma distribuição normal $CN(0, 2) \sigma_\varepsilon^2$. Os efeitos de distorção não lineares associados a cada ramificação do LINC, dependem da combinação dos ganhos dos amplificadores dados por:

$$y = \sum_{p=1}^P s_p g_p \quad (3.15)$$

Em relação aos desequilíbrios de fase, serão adicionados desvios de fase em cada ramo do MB-LINC. Como referência de comparação entre os sistemas MB-LINC com diferentes números de ramos e com o LINC convencional será usado a soma total dos desvios de fase, especificado como sendo igual para todos os sistemas.

Por outro lado, tanto a técnica LINC convencional como MB-LINC, exigem elevado processamento digital de sinal, mais concretamente na estrutura de separação. O aparecimento de novos transceptores de rádio, baseados em arquiteturas SDR, são apresentados como um recurso para a prova de conceito destes sistemas em tempo real. Estas arquiteturas irão ser estudadas em detalhe no próximo capítulo.

4

Rádio Definido por *Software*

Conteúdo

4.1	Estrutura de um SDR	20
4.2	Ferramentas de desenvolvimento	22
4.3	Características da plataforma de <i>hardware</i> utilizada	22
4.4	Limitações	23

4. Rádio Definido por Software

O desenvolvimento acelerado nas áreas das telecomunicações e da indústria eletrónica permitiu o aparecimento da tecnologia SDR. O comportamento destes sistemas pode ser alterado através de módulos de *softwares* reprogramáveis, vantajosos para a implementação da técnica LINC anteriormente descrita. Por outro lado, justifica-se também o crescimento desta tecnologia pela sua versatilidade e flexibilidade de executar funções de rádio [16].

Segundo o *Wireless Innovation Forum* [17], define-se SDR como "rádio na qual todas as funções na camada física são definidas por *software*". Consequentemente, as plataformas de comunicação SDR, através de uma única plataforma, conseguem realizar ao nível de *software* diversas funções tais como, modulação, correção de erros e transmissão de portadora, funções estas que outrora eram implementadas em *hardware* [16]. Como já referido anteriormente, a tecnologia SDR traz assim vantagens em relação a rádios anteriores derivado de maior flexibilidade, versatilidade, mobilidade, eficiência de potência e facilidade de fabrico (devido ao custo reduzido) [16]. Estes fatores potenciam um aumento significativo do valor de mercado destas arquiteturas (SDR) [18], que por sua vez implicam um aumento exponencial do investimento de diversas empresas e indústrias. Destaca-se ainda o facto destas arquiteturas poderem ser utilizadas em inúmeras aplicações de rádio frequência (RF) *radio frequency* como *Bluetooth*, rede local sem fios (WLAN) (*wireless local area network*), sistema de posicionamento global (GPS) (*global positioning system*), Radar, *WiMax* e *long term evolution (LTE)* [19]. Neste capítulo começaremos por descrever a arquitetura base de um sistema SDR e das ferramentas usadas na sua programação. De seguida será descrita a plataforma usada na demonstração da técnica LINC convencional.

4.1 Estrutura de um SDR

Uma vez que a plataforma genérica SDR é vista como um transceptor digital reconfigurável via *software*, existe a capacidade de realizar todo o processamento do sinal no domínio digital, conseguindo-se assim uma transmissão e receção com bom desempenho. Nesta secção irá ser estudada a arquitetura de um SDR, onde todas as operações de transmissão e receção num sistema de comunicação digital genérico ocorrem em paralelo.

Dado que o processamento do sinal é realizado apenas no domínio digital, a informação a transmitir da fonte para o recetor deve ser representada neste domínio caso seja analógica. De seguida, a tarefa do transmissor é converter o sinal numa onda electromagnética sinusoidal onde a informação pode ser modelada em fase, amplitude ou frequência. Por último, o envio desta onda electromagnética pode

ser realizada por uma antena (meio aéreo) ou através de cabo. No lado oposto, o recetor tem a missão de receber, desmodular e retirar a informação binária a fornecer ao destinatário. É possível observar-se na Figura 4.1 a estrutura genérica de um transceptor SDR.

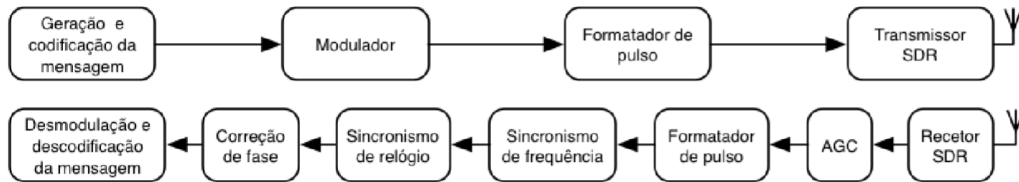


Figura 4.1: Arquitetura básica de um Transceptor SDR [3].

Numa primeira fase, a estrutura genérica de um transmissor numa arquitectura SDR é composta pela geração da mensagem a transmitir e codificação do canal onde é introduzida a redundância na mensagem. De seguida é composta pelo modulador, que efetua a conversão de bits em símbolos, de uma dada constelação. Posto isto, é necessário limitar a banda do sinal a transmitir para que não ocorra interferência intersimbólica (ISI). Esta limitação de banda é realizada por um filtro interpolador do tipo *square root raised cosine (SRRC)*. Por último, o transmissor SDR que efetua a translação do sinal da banda base para a frequência desejada. Este transmissor é constituído por um DAC, que converte o sinal digital em sinal analógico para que estes possam ser amplificados e transmitidos.

A estrutura genérica de um recetor tem um comportamento bastante análogo à do transmissor mas realiza as operações de maneira inversa ou seja, converte sinais analógicos em símbolos através do conversor analógico para digital (ADC) (*analog to digital converter*).

Destaca-se ainda que na transmissão de uma dada mensagem, desvios de fase, frequência ou desvios temporais são comuns, assim como possíveis atenuações do sinal. Derivado deste facto são precisos mecanismos que resolvam estes desafios impostos pela transmissão para que a mensagem seja desmodulada e descodificada corretamente no recetor. Como se pode ver na Figura 4.1, essas soluções são: o bloco de controlo automático de ganho controlo de ganho automático (AGC) (*automatic gain filter*) e o filtro adaptado (*matched filter*) que tem como objetivo potencializar a relação sinal-ruído e reduzir a ISI (*intersymbol interference*). São ainda introduzidos blocos de sincronismo de frequência e de relógio para que seja feita uma estimativa do instante ótimo de amostragem. Por fim existe ainda a correção de fase, que corrige a eventual rotação que possa ocorrer sobre a constelação recebida.

4.2 Ferramentas de desenvolvimento

Uma vez que todas as alterações a efetuar nas plataformas podem ser reconfiguradas ao nível do *software*, existem ferramentas para a programação destes modelos, nomeadamente:

- *GNU Radio*: uma ferramenta *open-source* com inúmeras funcionalidades, desde drivers a bibliotecas de processamento digital, que através da interface gráfica *gnu radio companion* (GRC) oferece inúmeros blocos de processamento e permite a criação de novos blocos consoante a necessidade do utilizador . Todas estas aplicações são desenvolvidas em *Python* e *C++*, o que pode trazer alguma complexidade antes de serem implementadas nas arquiteturas de SDR. Apesar de ser uma ferramenta gratuita, a pouca disponibilidade de informação/documentação pode ser um aspecto negativo no momento de decisão da ferramenta a escolher [20] .

- *LabView*: interface gráfica da *national instruments* (NI), que auxilia os projetos sistemas de comunicação (*LabVIEW Communications System Design Suite* para a implementação em arquiteturas SDR [21] .

- *Matlab/Simulink*: O *software Matlab* disponibiliza inúmeras *toolboxes* que permitem resolver muitos dos problemas aplicados às vastas áreas da engenharia. A interface gráfica deste *software* é o *Simulink*, que através duma linguagem de programação de blocos permite o desenvolvimento de projetos de USRP, *Ettus* [22], plataformas de SDR que podem ser operadas com base nas *toolboxes* de comunicações, de processamento de sinal e do pacote de USRP *hardware* [23].

4.3 Características da plataforma de *hardware* utilizada

Das muitas plataformas de *hardware* que a *Ettus* oferece para as tecnologias SDR, foi escolhida para a presente dissertação a USRP B210 [24] auxiliada do *software Matlab/Simulink*. Esta plataforma é capaz de operar vasta gama de frequências (de 70MHz até 6GHz) e oferece uma largura de banda de 56MHZ que permite que seja usada em várias aplicações como transmissão modulação por frequência (FM) (*frequency modulation*) e de televisão (TV), *WiFi*, GPS, entre outras.

A plataforma é composta por uma *field programmable gate array* (FPGA) *Spartan6 XC6SLX150*, reconfigurável em tempo real, que permite maiores velocidades de processamento. Este processamento pode ser feito ao nível do *software* por meio de *SuperSpeed USB 3.0*. A plataforma de *hardware* utilizada permite também o uso da tecnologia múltipla-entrada e múltipla saída (MIMO) (*multiple input multiple output*), característica essa que irá ser útil para a prova de conceito.

4.4 Limitações

Apesar de todas as vantagens do uso das plataformas de SDR existem ainda algumas limitações e desafios complexos que devem ser considerados. Algumas destas limitações estão relacionadas com a capacidade de processamento do computador ou com a interface de ligação/alimentação que têm normas próprias.

Outro dos grandes desafios é a implementação de mecanismos de sincronismo que corrigem as atenuações introduzidas pela transmissão do sinal. Este aspeto será abordado com mais detalhe no próximo capítulo para a demonstração de prova de conceito da técnica LINC em plataformas USRP B210 .

5

Sistemas LINC em plataformas USRP

Conteúdo

5.1	Geração da Mensagem	25
5.2	Modulação do Sinal	25
5.3	Transmissor LINC	30
5.4	Recetor LINC	31
5.5	Sincronismo	32
5.6	Desmodulação do Sinal	33

Os sistemas LINC, como referido no Capítulo 2 apresentam elevados requisitos de processamento digital de sinal, mais concretamente na estrutura da separação, o que dificulta a sua demonstração em sistemas de tempo real. No entanto, as arquiteturas SDR podem ser vistas como uma solução uma vez que o processamento pode ser feito ao nível do *software*. Aliando assim as vantagens das plataformas USRP aos desafios impostos pela técnica LINC, neste capítulo proceder-se-á à fundamentação da estrutura adaptados para o transmissor e o recetor assim como os desafios levantados pela mesmas. Será aqui também explicado o algoritmo do LINC em *Simulink*, usado posteriormente na demonstração de prova de conceito

5.1 Geração da Mensagem

A geração de uma mensagem e a necessidade de a enviar está na base dos sistemas de comunicação digital.

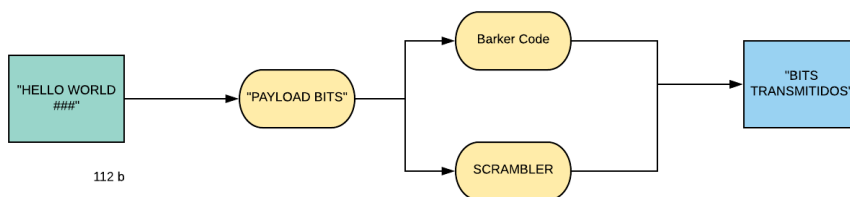


Figura 5.1: Geração da mensagem dos modelos LINC+SDR.

Nesta demonstração, são geradas mensagens "Hello World ###", onde ### representa o número da mensagem a enviar entre 000 e 100. Este conjunto de mensagens representa o *payload* que é convertido em bits. Cada trama é constituída por 200 bits de dados úteis: 105 bits de *payload*, por 13 bits de *Barker Code* que será sobre amostrado por 2 ou por 4 se a modulação usada for QPSK ou 16-OQAM, sendo o resto da mensagem formado por bits aleatórios. A este bloco de dados úteis aplica-se o *scrambling*, que é uma técnica que garante uma distribuição equilibrada entre zeros e uns, de forma a que não causem perturbações na sincronização de relógio. Por fim os bits são então transmitidos para serem modulados e enviados para o recetor como se pode ver no esquema da Figura 5.1.

5.2 Modulação do Sinal

Para que os sinais binários possam ser transmitidos, estes necessitam de técnicas de modulação que convertem os bits em símbolos através da mudança de uma característica da onda portadora, entre as quais frequência, fase e amplitude.

5. Sistemas LINC em plataformas USRP

Uma das limitações da técnica LINC é a necessidade de transmissão de sinais com baixo PAPR, de modo a que sinais de envolvente constante possam ser amplificados usando NL-HPA, sem que se comprometa a linearidade da amplificação. Para isso acontecer, são necessários sinais de envolvente com baixas flutuações de envolvente, como QPSK e OQPSK, sendo que estes são preferíveis aos primeiros pois diminuem os requisitos de largura de banda dos NL-HPA [1].

Por consequência, uma transmissão portadora única (SC) (*single carrier*) utilizando constelações espectralmente eficientes estas têm um elevado PAPR, sendo uma limitação para os sistemas LINC. Uma solução possível seria realizar uma transmissão SC. passa por utilizar um conceito proposto por [25], onde através de da combinação de duas constelações do tipo OQPSK se obtêm uma constelação 16-QAM.

Estas técnicas de modulação vão ser analisadas nas próximas sub-seções, que serão implementadas em conjunto com o sistema LINC em plataformas USRP, como um dos objetivos desta dissertação.

5.2.1 Modulação QPSK

A modulação QPSK é uma modulação em fase, cujos símbolos da constelação estão desfasados de $\frac{\pi}{2}$ radianos, sendo portanto composta por quatro símbolos diferentes que mapeiam cada um por 2 bits cada podendo ser representados por:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[(2\pi f_c t - (2i - 1)\frac{\pi}{4}], 0 \leq t \leq T, i = 1, 2, 3, 4 \quad (5.1)$$

$$\equiv \sqrt{E} \cos\left[(2\pi(2i - 1)\frac{\pi}{4}]\phi_1(t) + \sqrt{E} \sin\left[(2\pi(2i - 1)\frac{\pi}{4}]\phi_2(t) \quad (5.2)$$

Em que E representa é energia de símbolo, T a sua duração e f_c frequência da portadora, n sendo pois a informação enviada através da combinação dos sinais de duas portadoras ortogonais.

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.3)$$

$$\phi_2 = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.4)$$

Na Figura 5.2 pode-se observar as transições típicas numa constelação deste tipo.

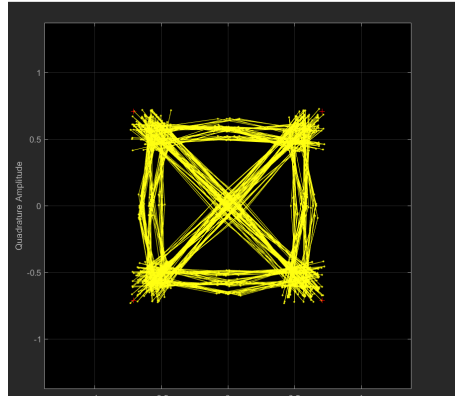


Figura 5.2: Diagrama de transições de uma constelação QPSK, depois da passagem por um filtro SRRC.

5.2.2 Modulação OQPSK

Neste caso particular da modulação QPSK, a componente em quadratura está atrasada metade do tempo de símbolo relativamente a componente em fase, i.e as

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.5)$$

$$\phi_2 = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{3T}{2} \quad (5.6)$$

Isso acontece devido ao *offset* entre as transições entre ϕ_1 e ϕ_2 [26]. Devido a esse atraso as transições variam de $\frac{\pi}{2}$ em vez de π como em QPSK, que se traduz numa redução da envolvente do sinal. As funções ortogonais são então representadas por:

O conjunto de bits possíveis são: 00 01 11 10, na Figura 5.3 pode-se observar as transições típicas numa constelação deste tipo e facilmente se constata que não há passagens por 0.

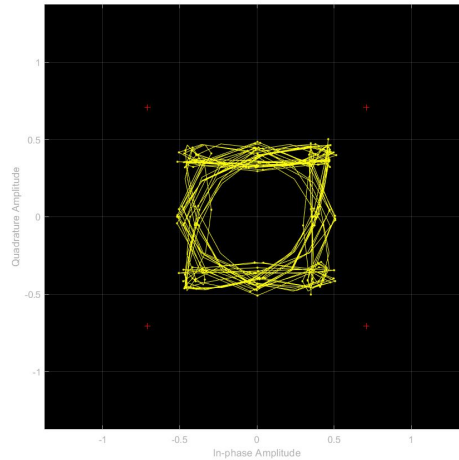


Figura 5.3: Diagrama de transições de uma constelação OQPSK, depois da passagem por um filtro SRRC.

5.2.3 Modulação 16-OQAM

O uso de constelações QAM de maior ordem apresenta como principal limitação um elevado PAPR de sinal transmitido, que provoca degradações na eficiência dos mesmos. É neste contexto que surgem as constelações do tipo OQAM constituídas por um offset que garante um atraso de meio símbolo entre as componentes de fase e quadratura. As transições ocorrem a cada 90° , ao contrário do que acontece em constelações do tipo QAM e não há transições por zero, sendo este um comportamento semelhante ao que acontecia entre sinais do tipo QPSK e OQPSK, todas estas características permitem aumentar a eficiência do sistema LINC.

O mapeamento de bits em constelações QAM consiste em atribuir metade dos bits à componente fase e a outra metade dos bits à componente em quadratura, tornando o mapeamento possível através da combinação de duas constelações \sqrt{M} -*pulse amplitude modulation* (PAM) com o objetivo da obtenção de uma constelação multi-nível QAM. Para o caso do mapeamento escolhido ser o de *Gray*, os símbolos das constelações \sqrt{M} -PAM são dados por:

$$s_n = \sum_{m=0}^{\mu} 2^{\mu-m-1} \prod_{m'=0}^m b_n^{(m')} \quad (5.7)$$

onde s_n representa o símbolo, $b_n^{(m')}$ a representação polar do bit e $\mu = \log_2 M$ representa o número de bits por símbolo sendo M a constelação a usar. A Equação (5.7) significa que qualquer sinal PAM pode ser visto como uma combinação de sinais *binary phase shift keying* (BPSK).

5.2 Modulação do Sinal

Nesta dissertação utilizando conceitos anteriores é pois possível através da combinação de dois sinais OQPSK obter-se uma constelação-16-OQAM. Particularizando a Equação (5.7) para o caso de $M=16$, o mapeamento é o seguinte:

$$s_n = 2b_n^{(0)} + b_n^{(1)}b_n^{(0)} + j(b_n^{(2)} + b_n^{(3)}b_n^{(2)}) \quad (5.8)$$

O diagrama de blocos relativo à Equação (5.8) e através de dois sinais OQPSK obter uma constelação 16-OQAM, será agora analisado em detalhe o algoritmo do mesmo. Mais uma vez os bits gerados são separados em bits pares e bits ímpares, através de um *deinterlacer* seguindo caminhos distintos, aplicando outro *deinterlacer* consegue-se obter os quatro primeiros bits isoladamente.

Desta forma indo ao encontro do que é desejado o $b_n^{(0)}$ e o $b_n^{(2)}$ após a passagem por um *interlacer* serão multiplicados e modulados por sinais do tipo OQPSK. Relativamente aos outros bits que entrarão no outro modulador OQPSK, as combinações serão $b_n^{(0)}b_n^{(1)} + jb_n^{(2)}b_n^{(3)}$ realizadas por portas XOR, de forma a reduzir as componentes imaginárias à entrada do modulador. Por fim, somando os dois sinais OQPSK obtemos assim uma constelação 16-OQAM, caracterizada por ser espectralmente eficiente e apesar disso não degradar o desempenho do sistema LINC devido há componente *offset*, como se encontra detalhado na Figura 5.4.

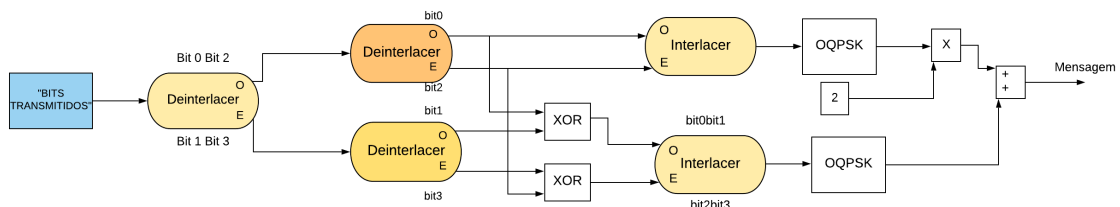


Figura 5.4: Constelação 16-OQAM através da combinação de dois sinais OQPSK.

A Figura 5.5 mostra agora o diagrama de transições da constelação 16-OQAM através da combinação de dois sinais OQPSK, confirmando assim que não há transições por zero, o que irá reduzir a envolvente do sinal em relação a um QAM.

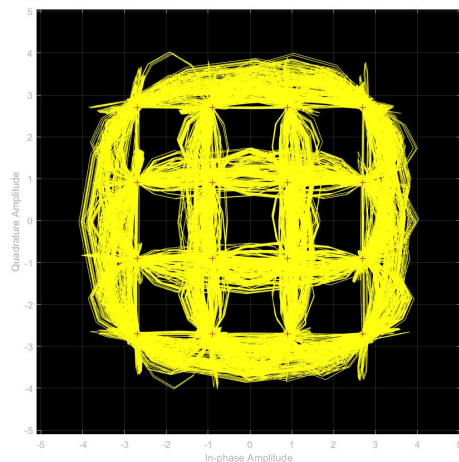


Figura 5.5: Diagrama de transições de uma constelação OQAM, após a passagem por um filtro SRRC.

5.3 Transmissor LINC

Depois da geração da mensagem, os bits transmitidos irão ser modulados, de seguida à saída do modulador os símbolos são filtrados por um filtro de *Nyquist* designado SRRC. Este terá um fator de interpolação de quatro e um fator de *roll-off* de 0.5 que limitará assim a largura de banda do sinal, eliminando a interferência intersimbólica, no entanto este pode ser responsável por introduzir PAPR [7] à entrada do sistema LINC. Finalmente, aplicar-se-á a técnica LINC à estrutura do transmissor, como pode ser visto na Figura 5.6.

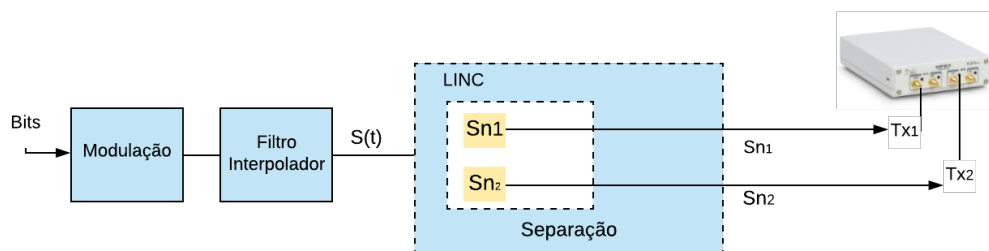


Figura 5.6: Estrutura de um transmissor LINC

Mais uma vez o sistema a projetar em *Simulink* será *frame based*, portanto nesta demonstração de prova de conceito todos os cálculos serão feitos em cada trama.

Os parâmetros de entrada no sistema LINC são o máximo do sinal S_M , o valor de amplitude do sinal r , assim como o sinal complexo, para que depois se calcule a fase do sinal. O método de separação implementado aqui foi o do erro expresso pelas

Equações (2.5), (2.6) e (2.10). O algoritmo da separação LINC, baseado nessas mesmas equações, encontra-se explicado no diagrama de fluxo da Figura 5.7.

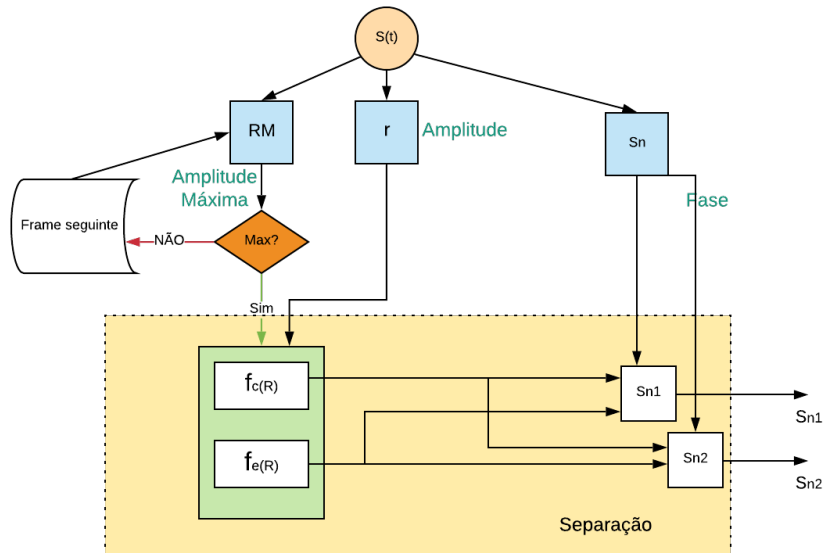


Figura 5.7: Diagrama de Fluxo do Algoritmo do LINC.

Após a separação do sinal resta a combinação dos dois sinais de envelope variável, assim aproveitando o facto que a plataforma usada USRP B210 possuir a capacidade de MIMO 4.3, serão transmitidos dois sinais em cada transmissor da placa, sendo depois recombinados por meio de um combinador (ZN2PD-02183-S+) [27], e de seguida enviado para o recetor.

5.4 Recetor LINC

Após o envio da mensagem de forma a que se estabeleça uma comunicação com êxito é crucial conhecer a estrutura do recetor e os desafios impostos pelas plataformas SDR. O princípio de funcionamento deste recetor, que será aplicado em todas as provas de conceito nesta dissertação, é representado por:

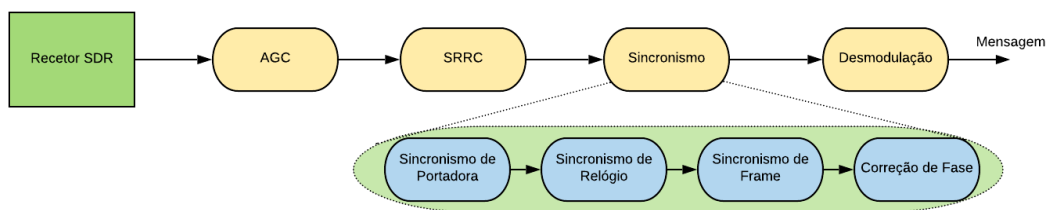


Figura 5.8: Diagrama de blocos do recetor típico SDR

5. Sistemas LINC em plataformas USRP

O sinal é entregue à plataforma USRP através de um cabo, que converte o sinal para a banda base, de forma a que este seja amostrado e que a mensagem seja decodificada com sucesso. Nesta etapa é então necessário lidar com as atenuações de sinal e desfasamentos que o sinal possa ter sofrido aquando da sua transmissão. Portanto, os mecanismos de suporte para que o recetor tenha um bom desempenho são: o AGC que ajusta a amplitude do sinal, de seguida o sinal é filtrado adaptado por um SRRC *matched* com o usado no transmissor, o sinal é ainda sincronizado de diferentes formas (explicado nas próximas secções) e por fim desmodulado.

5.5 Sincronismo

Para um bom desempenho do recetor a sincronização entre este e o transmissor assume um papel fulcral. Deste modo, na Figura 5.8 estão representados os mecanismos de sincronismo de portadora, sincronismo de relógio e de *frame* e por fim uma correção de fase. Estes mecanismos necessários em qualquer arquitetura SDR procuram compensar as atenuações e deformações do sinal transmitido por forma a que este possa ser amostrado sem erros e desmodulado corretamente. Será abordado primeiramente os sincronismos de Portadora e de Relógio que assentam no mesmo princípio, como demonstrado em [26], que consiste no uso de um *phase locked loop* (PLL) cuja sua estrutura que se encontra representada na Figura 5.9

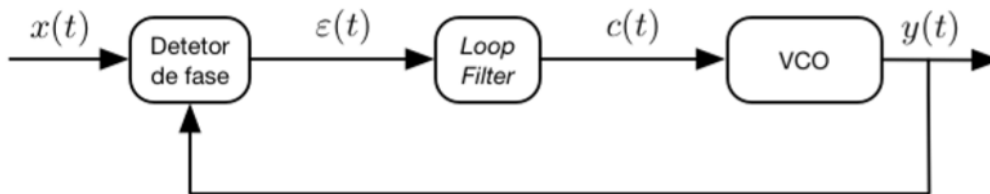


Figura 5.9: Estrutura típica de uma PLL em tempo contínuo [3].

Com o objetivo de corrigir os desfasamentos existentes será calculada a diferença entre o sinal à entrada da PLL e à saída do sistema, designada como erro. Este entrará num *loop filter* que devolve um sinal de controlo que actua num oscilador controlador de tensão (VCO), procurando corrigir esse desfasamento.

No sincronismo de portadora a ponto de se aferir de forma correta a fase e a frequência da portadora, e para evitar que haja rotação da constelação onde o símbolo é decodificado de maneira errada, são usados dois métodos: uma estimação grosseira e uma estimação fina, em que é implementada uma PLL para se conseguir recuperar o sinal uma vez que a primeira pode não ser suficiente [28]. Se os tempos de relógio entre o transmissor e o recetor estiverem desfasados e o

símbolo for amostrado num instante errado gera erros e dispersão nos sinais da constelação. É neste contexto que é utilizada uma PLL através do *timing error detector* (TED) que calcula o erros nos tempos de relógio e envia esse mesmo a um *loop filter*, que por sua vez envia um sinal de controlo para que possa ser corrigido num *NCO Control* [28].

A sincronização de fase é realizada então através de estimação grosseira, *Coarse Frequency Compensation*, seguida de uma estimação fina, *Carrier SynSchronizer*, e depois pela recuperação dos tempos de relógio por um mecanismo de PLL, *Symbol Synchronizer*. Na Figura 5.10 é possível observar o diagrama de blocos com estas funções já disponibilizadas no *Simulink*.

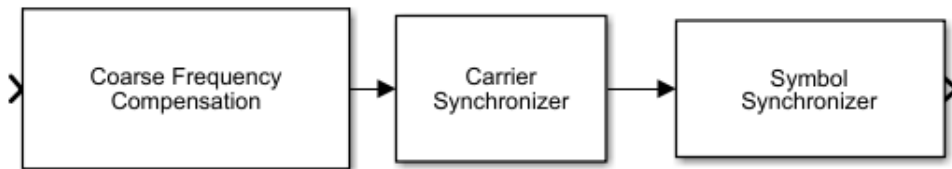


Figura 5.10: Recuperação de Sincronismo de Portadora e de Relógio no Recetor

Por último, assumindo que houve recuperação da portadora e de relógio é necessário existir sincronismo de trama, tornado assim possível decodificar corretamente a sequência enviada. O método utilizado nesta demonstração será anexar bits de prefixo, mais concretamente 13 bits de *BarkerCode* [16] para que sirvam de identificadores de início da da sequência recebida, evitando assim descodificação de bits aleatórios do *payload* e também começar a descodificar a sequência no instante errado.

O início de cada trama é identificado através da correlação entre o sinal e a sequência de *Barker*. Esta sequência vai ser duplicada nos casos de OQPSK e QPSK e quadruplicada no casos da modulação OQAM, uma vez que cada símbolo agrupa 2 bits e 4 bits respectivamente. Estes códigos serão também úteis para corrigir a ambiguidade de fase, comparando o prefixo recebido com o que foi enviado. A sequência de *Barker* utilizada foi:

$$+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1$$

5.6 Desmodulação do Sinal

Em suma, após todos os processos de sincronização do sinal os símbolos estão prontos a ser convertidos em bits para que a mensagem possa ser descodificada. No entanto, o *payload* da mensagem codificada passou pelo processo de *scrambler* e nesta parte será aplicado o processo inverso *descrambler* de forma a que a

5. Sistemas LINC em plataformas USRP

descodificação da mensagem apresente um bom desempenho.

Nos modelos de transmissão, usados nesta prova de conceito, as alterações foram aplicadas ao nível da modulação, aproveitando assim a flexibilidade da reconfiguração das placas USRP. No caso QPSK a estrutura do recetor é normal e o desmodulador é QPSK, no entanto para os casos em que a modulação usada for OQPSK e OQAM o desmodulador usado será respetivamente QPSK e QAM. A justificação para o uso desses desmoduladores é aproveitar o atraso de meio símbolo da componente de quadratura em relação à componente de fase, que caracterizam sinais OQPSK como sinais OQAM e aplicar-lhe o mesmo atraso no recetor à componente de fase, estando agora em perfeitas condições de os usar de uma forma eficiente.

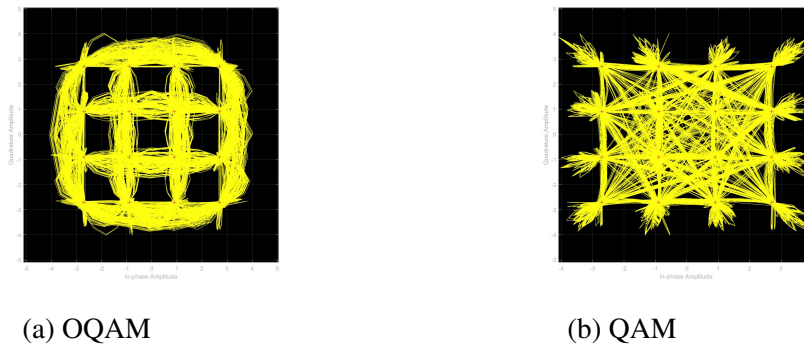


Figura 5.11: Diagrama de transições de uma constelação 16-OQAM e uma 16-QAM.

Este atraso pode ser aplicado logo a seguir ao filtro interpolador, no caso OQAM os sinais agora serão do tipo QAM como se pode constatar através do diagrama de transições da Figura 5.11b. Perante esta situação é aplicado um QAM típico evitando assim o projeto de um desmodulador OQAM.

Uma vez que tanto os desafios do transmissor LINC em plataformas USRP e do recetor nas mesmas plataformas foram estudados neste capítulo, é viável agora simular e realizar as respetivas provas de conceito, cujos resultados serão expostos e analisados no seguinte capítulo.

6

Simulações e Resultados

Conteúdo

6.1	Ambiente de Simulação	36
6.2	Calibração de frequências entre SDR	37
6.3	Validação de Resultados e medidas usadas	37
6.4	Simulação de Sistemas LINC	38
6.5	Realização da técnica LINC em SDR	44
6.6	Simulação dos Sistemas MB-LINC	48

6. Simulações e Resultados

Este capítulo destina-se à prova de conceito dos sistemas propostos com o auxílio da *toolbox* de suporte às USRP no *Simulink* [29], que disponibiliza alguns modelos de transmissor e recetor [28, 30].

6.1 Ambiente de Simulação

Esta secção tem como função documentar os parâmetros das simulações e o *hardware* utilizado.

6.1.1 Parâmetros das Simulações

Na Tabela 6.1 são reportados os principais parâmetros.

Tabela 6.1 Parâmetros Gerais das Simulações.

Parâmetro	Valor
Frequência de amostragem	200 KHz
Payload	2240 bits
Tamanho do BarkerCode	13
Fator de excesso de banda	0.5
Frequência de transmissão	5 GHz
Master Clock Rate	20 MHz

6.1.2 Hardware e Cenários de simulação

Neste trabalho foram utilizados dois computadores e duas placas USRP, cujas características estão descritas nas Tabelas 6.2 e 6.3 respectivamente.

Tabela 6.2 Características do *hardware* utilizado

Computador	Toshiba	ASUS
Modelo	Satellite P50-C-15L	X555LD
Processador	IntelCorei7-5500U2x2.4Ghz	IntelCorei7-4510U2x2.6Ghz
RAM	16GB	8GB
Sistema Operativo	Windows 10	Windows 10
Versão USB	3.0	3.0

Tabela 6.3 Características da plataforma USRP utilizada.

Plataforma	USRP
Modelo	B210
Gama de frequências	70 MHz-6GHz
Largura de Banda	até 56 MHz
Versão USB	3.0
Suporte MIMO	Sim

A Figura 6.1 ilustra a montagem usada

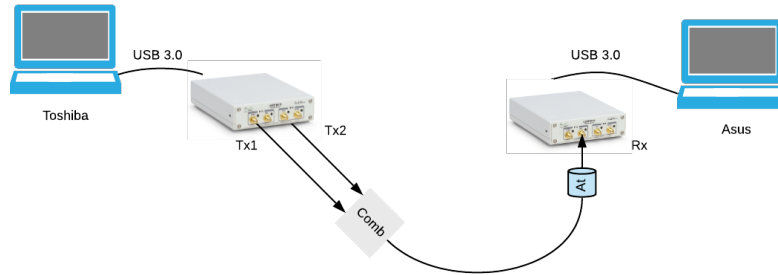


Figura 6.1: Cenário dos testes.

6.2 Calibração de frequências entre SDR

Numa transmissão de comunicação genérica, os sinais de banda base precisam de ser modulados para bandas de frequências maiores, designadas por RF. É possível fazê-lo através de circuitos osciladores, em que o oscilador é responsável para que a portadora esteja centrada na frequência desejada. Contudo estes osciladores possuem imperfeições que podem introduzir desvios de frequência no sinal e adulterar os resultados. As plataformas USRP B210 especificam as variações de pico de 2 [22] unidades em partes por milhão (PPM) através de [16]:

$$\Delta f = \frac{f \times ppm}{10^6}, \quad (6.1)$$

Onde Δf é o desvio de frequência introduzido (em Hz), f a frequência de transmissão desejada (em Hz) e PPM é a variação de pico (em +/-). Como forma de solucionar esta questão, antes das simulações do transmissor envia-se um sinal com a frequência f desejada e através de um analisador de espectros mede-se a frequência do sinal recebida. Obtém-se, assim a diferença entre a frequência do sinal recebida e f . Por fim esse valor é somado a f , usando o resultado como frequência de operação nos recetor o que leva a que as arquiteturas se encontrem calibradas.

6.3 Validação de Resultados e medidas usadas

Na transmissão de mensagem, esta sofre atenuações e imperfeições, como, por exemplo, na passagem por um canal ruído branco aditivo gaussiano (AWGN) (*additive white gaussian noise*). Existem, por isso, várias métricas que validam os resultados das simulações realizadas e o desempenho do sistema, tais como a taxa de bits errados (BER) (*bit error rate*). Este é dado por:

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (6.2)$$

6. Simulações e Resultados

Para modulações QPSK e OQPSK e para modulações QAM e OQAM de ordem superior é aproximado por:

$$BER \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (6.3)$$

Para avaliar o desempenho do sistema é utilizada ainda uma outra métrica, designada por *error vector magnitude* (EVM), que indica o erro entre a posição dos símbolos recebidos e a constelação de referência.

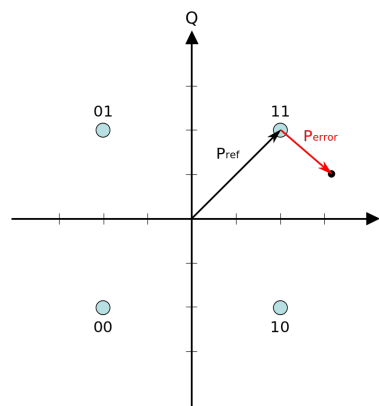


Figura 6.2: Diagrama de Constelação e EVM.

Este erro pode ser expresso em percentagem, dado por:

$$\%EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Ierr[n]^2 + Qerr[n]^2}}{EVM \text{ Normalization Reference}} \cdot 100\% \quad (6.4)$$

ou em db, obtido através de:

$$EVM(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{EVM(\%)}{100(\%)} \right) \quad (6.5)$$

Para além das medidas descritas, o sinal à saída do LINC ou do MB-LINC, S_{Linc} foi comparado com o sinal à entrada destes mesmo sistemas S_t , como forma de validação de cada técnica aplicada através do método do erro.

6.4 Simulação de Sistemas LINC

Antes mesmo de uma demonstração da técnica LINC em arquiteturas SDR é necessário a criação de modelos de simulação do transceptor LINC recorrendo ao *Simulink* com o objetivo de validação. A estrutura usada nestas simulações considerando uma ligação digital entre o transmissor e o recetor é dada por:

6.4 Simulação de Sistemas LINC

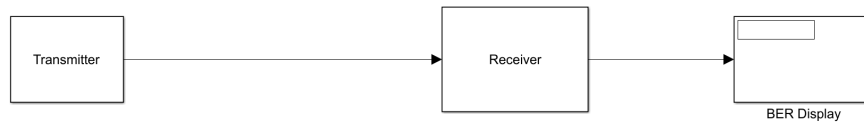


Figura 6.3: Trancetor LINC.

Assim sendo, com o intuito de aproveitar as vantagens dos SDR, serão utilizados separadamente três tipos de modulação sem alterar nenhum aspecto a nível de *hardware*. Nas Figuras 6.4 a 6.6 estão representadas os blocos de cada modulação utilizada.

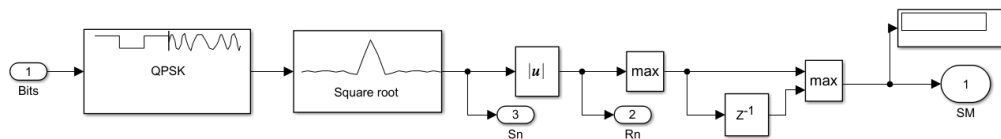


Figura 6.4: Transmissão QPSK.

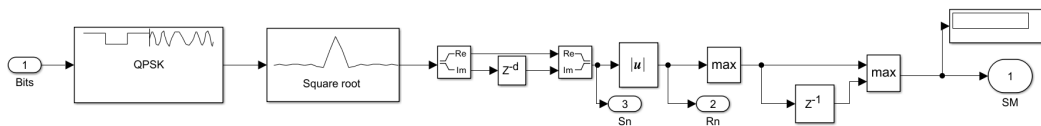


Figura 6.5: Transmissão OQPSK.

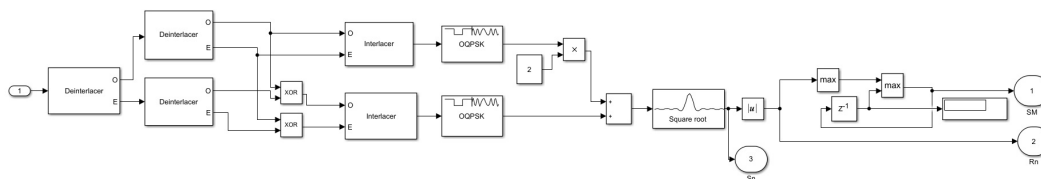


Figura 6.6: Transmissão 16-OQAM.

Assim, temos que da modulação QPSK para a modulação OQPSK apenas existe o atraso da componente de quadratura em relação à componente de fase. Com o propósito de transmitir sinais espectralmente eficientes mas que não comprometam o desempenho do LINC, é simulado também o modelo 16-OQAM que devido à sua componente *offset* apresenta menores flutuações do sinal que um sinal QAM. Na Tabela 6.4 são reportados os erros obtidos para que fosse possível a validação dos modelos.

6. Simulações e Resultados

Tabela 6.4 Erro obtido entre o sinal LINC e o sinal original.

Modelos dos Trancetores	Erro
LINC + QPSK	$4.030 \cdot 10^{-16}$
LINC + OQPSK	$3.1402 \cdot 10^{-16}$
LINC + 16-OQAM	$8.0059 \cdot 10^{-16}$

Uma vez que os valores do erro são praticamente nulos a implementação será fiel nas plataformas. A estrutura dos recetores assenta no principio explicado no Capítulo 5. De seguida nas Figuras 6.7 a 6.9, são apresentados os esquemas dos recetores utilizados nesta simulação e posteriormente empregues numa demonstração em plataformas USRP B210.

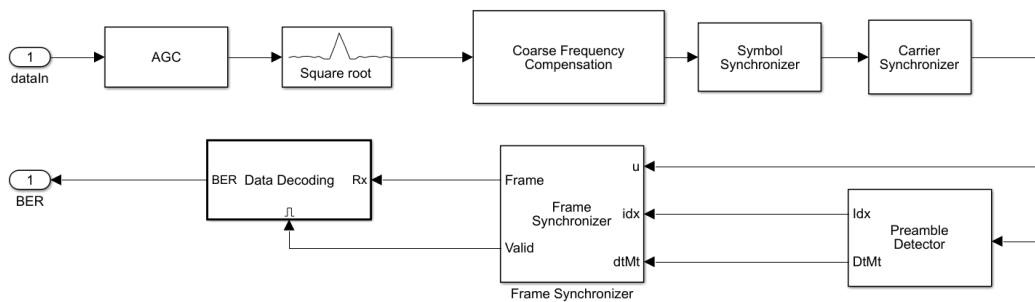


Figura 6.7: Recetor QPSK.

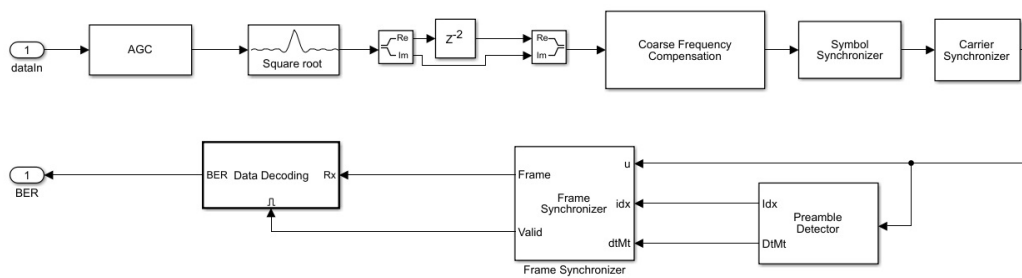


Figura 6.8: Recetor OQPSK.

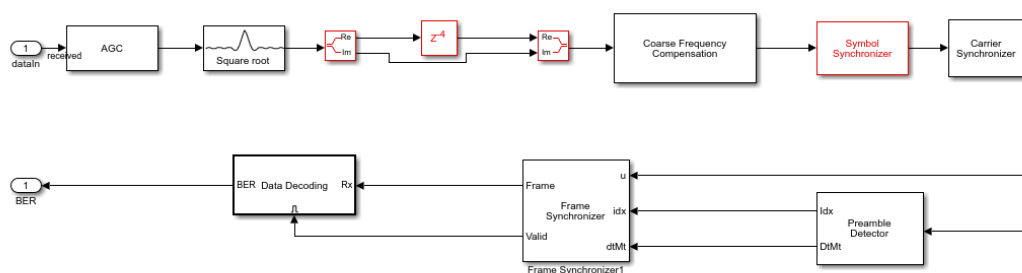


Figura 6.9: Recetor 16-OQAM.

6.4 Simulação de Sistemas LINC

A introdução do atraso na componente real a seguir ao filtro adaptado no caso OQPSK e 16-OQAM permite desmodular em QPSK e 16-OQAM, tal como referido nos Capítulos 5.6. No domínio de simulação serão introduzidos desequilíbrios num dos ramos, em [1, 10]. Prova-se que estes afetam o desempenho do sistema. A escolha do braço em que são aplicados é irrelevante, pois têm comportamentos análogos. Passando agora dum cenário de transmissão ideal para um cenário com desequilíbrios de fase e de ganho, estes irão ser analisados separadamente para cada tipo de transmissor LINC.

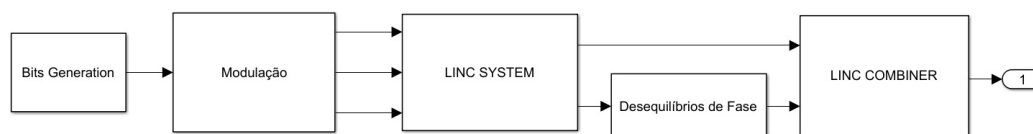


Figura 6.10: Transmissor LINC com a adição desequilíbrios de fase.

Após a combinação dos sinais de envolvente constante, quanto maior for o desvio de fase adicionado maior será a rotação da constelação. A priori numa situação em que não existem interferências no canal de transmissão os valores de EVM serão nulos (ou praticamente nulos) o que é suficiente para validar o modelo do transceptor. Na Tabela 6.5 serão apresentados os resultados do impacto no EVM.

Tabela 6.5 Impactos no EVM devido a de desequilíbrios de fase.

Δ°	LINC+QPSK (%)	LINC+OQPSK (%)	LINC +16-OQAM (%)
0	0.6	1	3.3
1	0.7	1.1	3.6
5	1.6	1.9	6.5
10	3.3	6.0	11.5
15	5.2	9.0	17.1
20	7.4	12.0	24

De forma semelhante serão agora adicionados os desequilíbrios de ganho ao transmissor LINC, (ver na Figura 6.11).

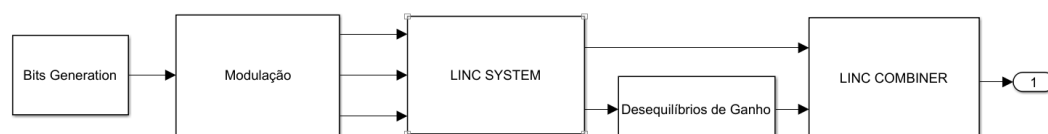


Figura 6.11: Transmissor LINC com a adição desequilíbrios de ganho.

O bloco dos desequilíbrios de ganho é dado por:

6. Simulações e Resultados

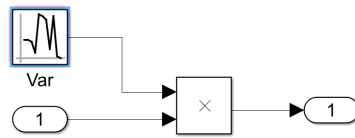


Figura 6.12: Desequilíbrios de Ganho.

A entrada deste bloco é o sinal modulado e amplificado pelo LINC que é multiplicado por um número aleatório gerado de ganho unitário com variância σ_e^2 , seguindo uma distribuição normal $CN(0, 2) \sigma_e^2$, tal como descrito em (3.12).

Tabela 6.6 Impactos no EVM devido a desequilíbrios de ganho.

$\Delta \text{ var}$	LINC+QPSK (%)	LINC+OQPSK (%)	LINC +16-OQAM (%)
0	0.6	1	3.3
10^{-5}	0.7	1.1	3.4
10^{-3}	1.2	1.9	4.0
10^{-2}	3.3	4.9	4.8
0.05	6.5	6.6	12.8
0.10	9.1	8.7	14.6

Como seria de esperar, quando não existem desequilíbrios quer de fase ou ganho entre os NL-HPA, o valor do EVM é praticamente zero, o que traduz num bom comportamento do sistema LINC (ver as Tabelas 6.5 e 6.6). No entanto, ao observarmos estas tabelas conseguimos afirmar que o EVM do sinal aumenta consoante o aumento dos desequilíbrios de fase ou ganho. Permite-nos também destacar, o facto valor do EVM ser maior para técnicas de modulação espectralmente eficientes. Em suma, o impacto do aumento no valor do EVM devido aos desequilíbrios entre os NL-HPA implica a degradação do sistema LINC como seria teoricamente esperado.

De seguida, para que o cenário simulado se aproxime de um cenário real foi adicionado um canal de transmissão caracterizado por ser um canal AWGN (ver Figura 6.13). Foram adicionados novamente desequilíbrios de fase ou ganho entre os amplificadores para fosse possível registar as alterações após a passagem por este canal ruidoso.

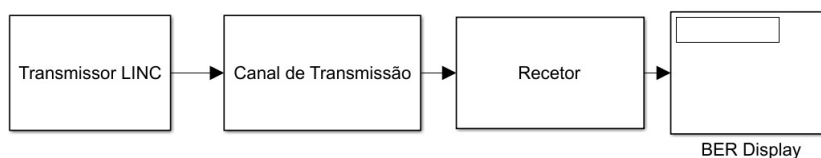
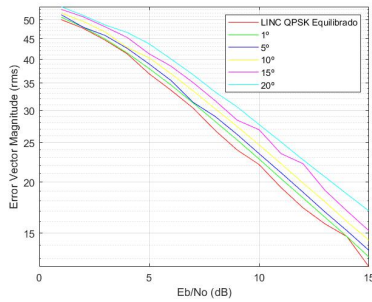


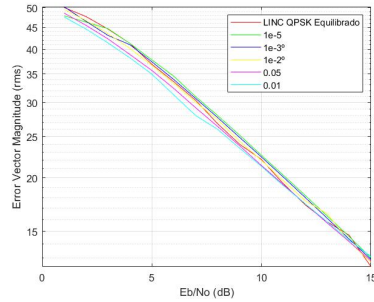
Figura 6.13: Transmissão e Recepção num canal transmissão.

6.4 Simulação de Sistemas LINC

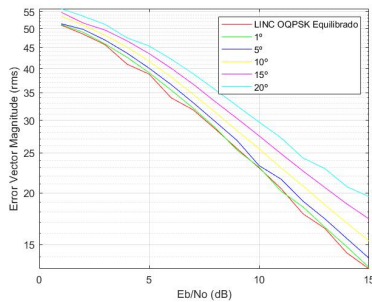
A Figura 6.14 representa a variação do EVM com a variação do parâmetro $\frac{E_b}{n_o}$ devido á introdução de desequilíbrios de fase e de ganho para os vários tipos de modulação utilizada (QPSK, OQPSK, OQAM).



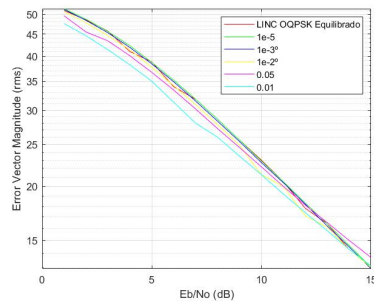
(a) Desvios de fase num recetor QPSK.



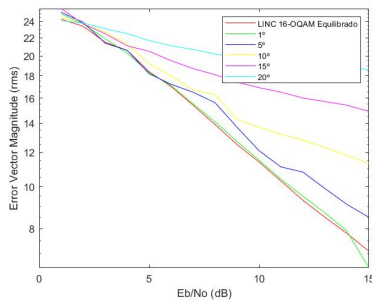
(b) Desvios de ganho num recetor QPSK.



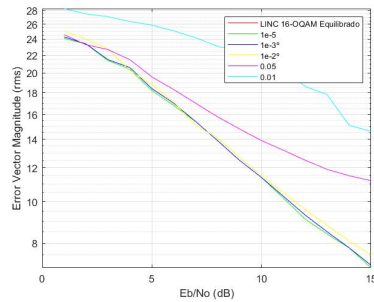
(c) Desvios de fase num recetor OQPSK.



(d) Desvios de ganho OQPSK.



(e) Desvios de fase num recetor 16-OQAM.



(f) Desvios de ganho num recetor 16-OQAM.

Figura 6.14: Impacto no EVM do sinal devido desequilíbrios após a passagem por um canal AWGN.

A Figura 6.14 permite-nos concluir que quando introduzido um canal AWGN o EVM do sinal sofre alterações. Isto é, quando o canal é ruidoso o EVM é elevado independentemente do tipo de modulação utilizada e quando o canal está numa situação mais favorável o valor do EVM decresce. Apesar do sistema ser robusto para pequenos desvios, as curvas EVM apresentam um comportamento idêntico às curvas do sistema LINC equilibrado. Assim, o aumento destes desequilíbrios leva a um aumento do EVM, o que representa uma degradação do desempenho do sistema.

6. Simulações e Resultados

Comparando agora entre si os vários tipos de modulação utilizados a sensibilidade do recetor 16-QAM apresenta mais sensibilidade a desvios maiores do que as modulações QPSK e OQPSK que apresentam um comportamento idêntico como esperado. Novamente, é possível concluir que os desequilíbrios entre os NL-HPA causam impactos relevantes no EVM do sinal e dessa forma degradar o comportamento do sistema LINC.

6.5 Realização da técnica LINC em SDR

Tendo como objetivo a demonstração da técnica LINC em plataformas USRP B210 e uma vez que a validação dos modelos já se encontra estabelecida, recorremos aos modelos disponibilizados pelo *Simulink* para SDR [28, 30]. a estrutura do transmissor LINC em SDR desenvolvida está representado na Figura 6.15:

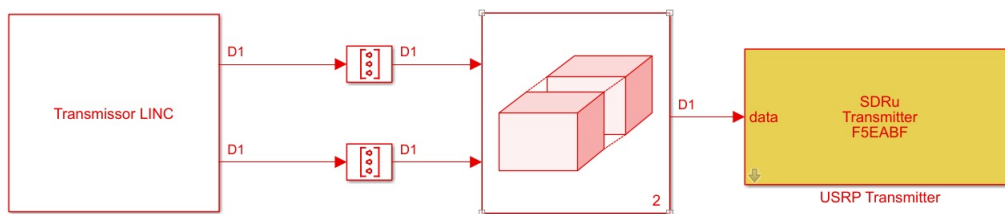


Figura 6.15: Transmissor LINC numa plataforma USRP em *Simulink*.

Este será utilizado em todas as experiências realizada. O bloco transmissor LINC foi detalhado no Capítulo anterior e os esquemas para cada tipo de modulação utilizados apresentados nas Figuras 6.4 a 6.6. Aproveitando o facto de o modelo possuir a capacidade de transmitir em dois canais, a transmissão de cada braço do LINC é realizada por cada canal da plataforma e combinada através de um combinador [27]. O próximo passo é analisar o desempenho de cada recetor, uma vez que nesta fase já é possível receber o sinal e decodificar a mensagem. O sinal chega assim ao recetor SDR, que realizará as operações para transladar o sinal da frequência de transmissão para a banda base (ver parâmetros na Tabela 6.1), como será ilustrado na Figura 6.16

6.5 Realização da técnica LINC em SDR

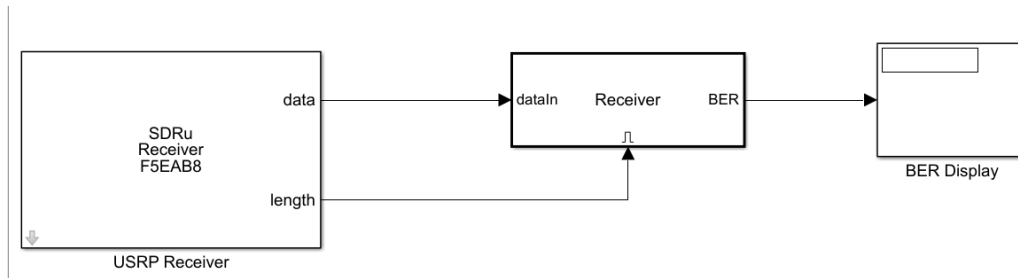


Figura 6.16: Recetor SDR numa plataforma USRP em *Simulink*.

Os sistemas das Figuras 6.7 6.8 e 6.9 serão aplicados no bloco do Recetor. Na Figura 6.17 podemos observar a montagem do equipamento,

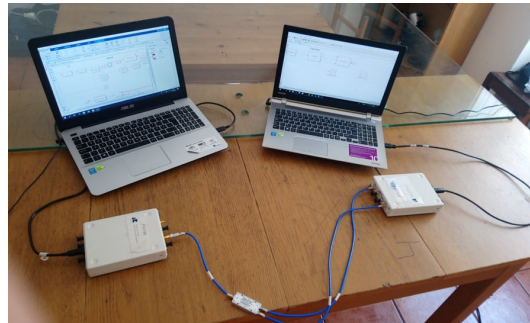
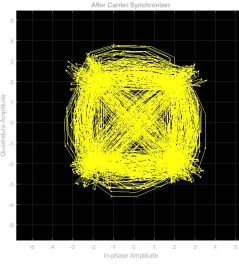
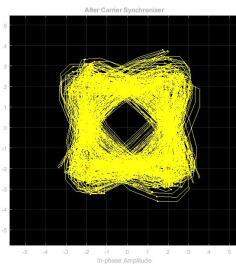
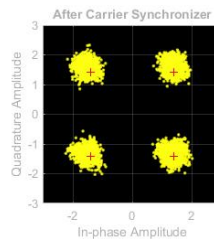


Figura 6.17: Sistema LINC num cenário de transmissão em tempo real em plataformas USRP B210.

Na Figura 6.18 é possível observar várias fases da receção do sinal OQPSK.



(a) Diagrama de transições do sinal OQPSK. (b) Diagrama de transições do sinal após aplicado o atraso entre as componentes.

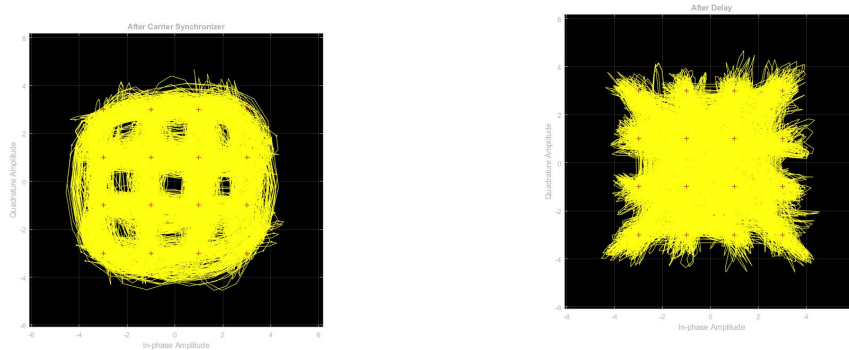


(c) Constelação do tipo QPSK antes da desmodulação.

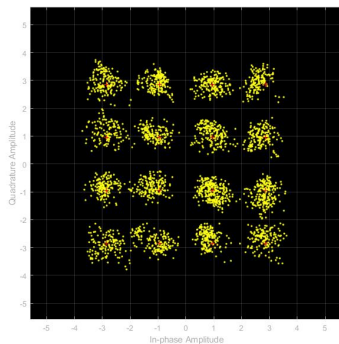
Figura 6.18: Receção de um sinal do tipo OQPSK em plataformas USRP

6. Simulações e Resultados

Aplicando o mesmo princípio a sinais OQAM, na Figura 6.19 é possível observar a recepção do sinal OQAM.



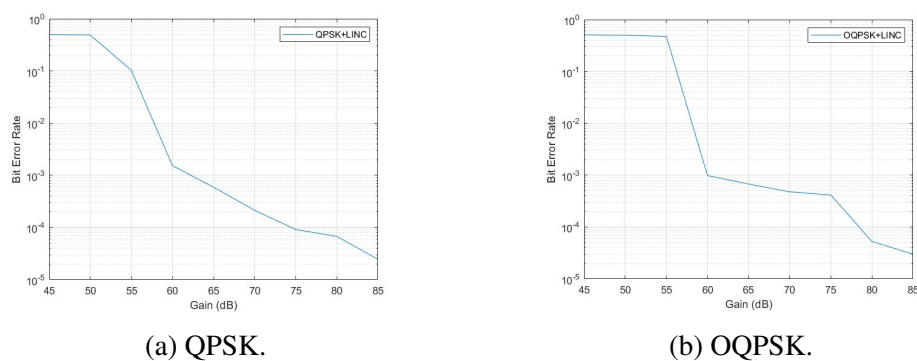
(a) Diagrama de transições do sinal OQAM. (b) Diagrama de transições do sinal após aplicado o atraso entre as componentes.



(c) Constelação do tipo 16-QAM antes da desmodulação.

Figura 6.19: Recepção de um sinal do tipo 16-OQAM em plataformas USRP.

Através da variação de ganhos dos potências nos transmissores de rádio é possível definir curvas de BER, conforme representado na Figura 6.20.



(a) QPSK.

(b) OQPSK.

Figura 6.20: Curvas de BER em função do ganho no transmissor.

Nestas demonstrações escolheu-se um ganho no transmissor de 80 dB, en-

6.5 Realização da técnica LINC em SDR

quanto que o ganho do recetor é de 1dB. Para o caso de OQAM só é possível a sincronização e a receção da mensagem com a plataforma de transmissão a trabalhar na sua potência máxima de 89dB.

Na demonstração em tempo real serão também adicionados separados desequilíbrios de fase Δ^0 e desequilíbrios de ganho Δvar a um dos ramos do LINC.

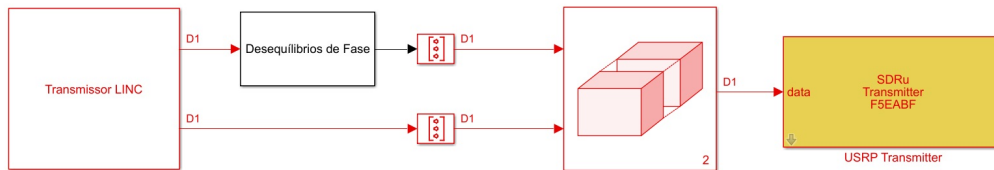


Figura 6.21: Sistema LINC com adição de desequilíbrios de fase numa demonstração em plataformas USRP B210.

Tabela 6.7 Impactos no EVM devido à adição de desequilíbrios de fase nos ramos do LINC.

Δ^0	LINC+QPSK (%)	LINC+OQPSK (%)	LINC +16-OQAM (%)
1	13.9	13.9	16.6
5	14.5	14.2	16.8
10	14.8	14.6	18.1
15	15.6	15.2	21.5
20	16.2	15.6	24

De seguida serão adicionados os desequilíbrios de ganho a um dos ramos do LINC e efectuada a mesma análise.

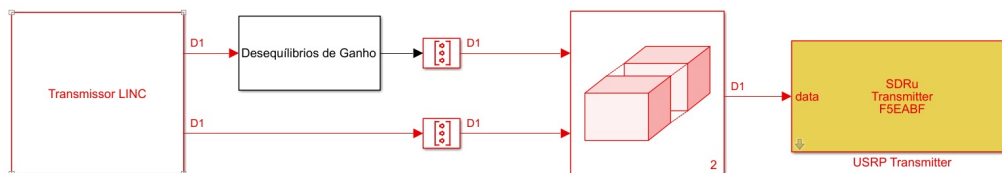


Figura 6.22: Sistema LINC com adição de desequilíbrios de ganho numa demonstração em plataformas USRP B210.

6. Simulações e Resultados

Tabela 6.8 Impactos no EVM devido à adição de desequilíbrios de ganho nos ramos do LINC.

Δ var	LINC+QPSK (%)	LINC+OQPSK (%)	LINC +16-OQAM (%)
10^{-5}	14.3	14.8	17.4
10^{-3}	14.8	15.1	21.5
10^{-2}	15.7	15.6	22.5
0.05	16.2	16.3	24.5
0.10	18.21	21.4	27.2

Confrontando os resultados obtidos da Tabela 6.7 e da 6.8 com os resultados obtidos na Figura 6.14 conseguimos observar que estes são semelhantes. Para os recetores do tipo QPSK e OQPSK os resultados obtidos são idênticos. A recepção e a desmodulação após a obtenção do sincronismo é perfeita mesmo com a adição de desequilíbrios nos ramos do LINC. No entanto para o recetor 16-OQAM os valores de EVM são maiores o que comparando com as curvas da Figura 6.14 para o caso de 16-OQAM dará um sinal desmodulado com mais erros uma vez que o valor de $\frac{Eb}{No}$ dará menor do que para os casos dos outros recetores. Em cenários simulados conclui-se também que o recetor 16-OQAM seria mais sensível do que os outros recetores, com a adição de desequilíbrios elevados numa das ramificações do LINC, o que também foi verificado num cenário real onde para desequilíbrios de ganho (Tabela 6.8) maiores o EVM é elevado o que impossibilita a desmodulação dos símbolos e consequentemente a recepção da mensagem.

Analisados os sistemas LINC num cenário simulado e num cenário real, de seguida será efectuada uma análise no domínio de simulação para os sistemas MB-LINC e observar o impacto do aumento do número de ramos no sistema de comunicação.

6.6 Simulação dos Sistemas MB-LINC

No Capítulo 3 foi detalhada toda a arquitectura dos sistemas MB-LINC que será usada na simulação dos modelos propostos. Foram realizadas, neste capítulo, comparações quando os sistemas MB-LINC se encontram equilibrados e situações em que existem desequilíbrios nos sistemas. De forma a que se pudesse comparar com a mesma coerência, os desequilíbrios adicionados apresentam as mesmas características do modelo LINC convencional, para que fosse possível efectuar comparações entre as estruturas MB-LINC e a estrutura LINC convencional.

A estrutura de recepção utilizada é a mesma que a Figura 6.9, uma vez que a única alteração é efectuada na estrutura do transmissor. Considerando a ligação digital ideal entre o transmissor e o recetor será agora analisado o impacto de aumento dos

6.6 Simulação dos Sistemas MB-LINC

ramos no EVM do sinal, sem a adição de qualquer desequilíbrio nos ramos do LINC designados por Δ

Tabela 6.9 Impactos do aumento dos ramos na estrutura LINC no EVM do sinal num recetor 16-OQAM.

Δ	LINC Conv (%)	4- LINC (%)	5- LINC(%)	7- LINC (%)	9-LINC (%)
0	3.3	3.6	3.5	3.5	3.6

Pode-se concluir que o aumento dos ramos no LINC não implica que o EVM do sinal aumente sendo os valores praticamente iguais. No entanto é necessário perceber como se comporta agora o sistema MB-LINC com a adição de desequilíbrios nos ramos do LINC.

Tal como foi efectuado anteriormente na demonstração de provas de conceito do LINC em SDR, os desequilíbrios serão adicionados entre os NL-HPA. Desequilíbrios de fase Δ° e de ganho ΔVar .

Começamos por adicionar desvios de fase Δ_N em cada braço do LINC-N, até que se obtenha o desvio de fase pretendido Δ_{Total} .

$$\Delta_N = \frac{\Delta_{Total}}{N}, \quad (6.6)$$

Após os ramos estarem desequilibrados, os sinais serão combinados gerando uma réplica amplificada do sinal original. Posto isto, é necessário analisar numa situação ideal entre o transmissor e o recetor, ou seja sem um canal AWGN, quais os impactos que estes terão no EVM do sinal para cada modelo referenciado. Nas próximas tabelas é possível observar então o desempenho do EVM o aumento dos ramos do LINC e com a adição de desequilíbrios nos ramos.

Tabela 6.10 Impactos no EVM do sinal da adição de desequilíbrios de fase nos ramos do LINC de cada modelo num recetor 16-OQAM sem adição de canal de transmissão.

Δ°	LINC Conv (%)	4- LINC(%)	5- LINC(%)	7- LINC(%)	9-LINC(%)
1	3.6	3.7	3.6	3.6	3.7
5	6.5	4.3	4.0	3.8	3.8
10	11.5	5.8	5.1	4.4	4.2
15	17.1	7.5	6.4	5.3	4.8
20	24	9.5	7.8	6.2	5.4

6. Simulações e Resultados

Tabela 6.11 Impactos no EVM do sinal da adição de desequilíbrios de ganho nos ramos do LINC de cada modelo num recetor 16-OQAM sem adição de canal de transmissão.

Δ°	LINC Conv(%)	4- LINC(%)	5- LINC(%)	7- LINC(%)	9-LINC(%)
10^{-5}	3.4	3.6	3.5	3.6	3.7
10^{-3}	4.0	3.7	3.9	3.8	3.8
10^{-2}	4.8	4.0	5.5	5.1	5.1
0.05	12.8	10.8	7.8	10.4	8.7

Observando os resultados das Tabelas 6.10 e 6.11 pode se constatar que o aumento do número de ramos não vai causar degradação do desempenho do recetor, isto é, uma vez adicionados desvios de fase ou variâncias nos ganhos dos ramos dos amplificadores é possível observar que o EVM do sinal não sofre alterações significativas. No entanto, quando estes são desvios mínimos não é notório alterações no desempenho do sistema uma que os valores de EVM são praticamente iguais aos da Tabela 6.9. Mas com o aumento destes desequilíbrios o desempenho degrada para todos os sistemas independente do número de ramos.

Até agora foram observados os impactos do aumento do número de ramos no EVM,do sinal com a adição de desequilíbrios nos ramos do LINC, numa situação sem ruído entre a transmissão e a receção. Com o intuito de analisar o desempenho de cada sistema MB-LINC após a passagem por um canal AWGN na Figura 6.23 foi realizado um análise às curvas de BER numa situação de equilíbrio entre os NL-HPA.

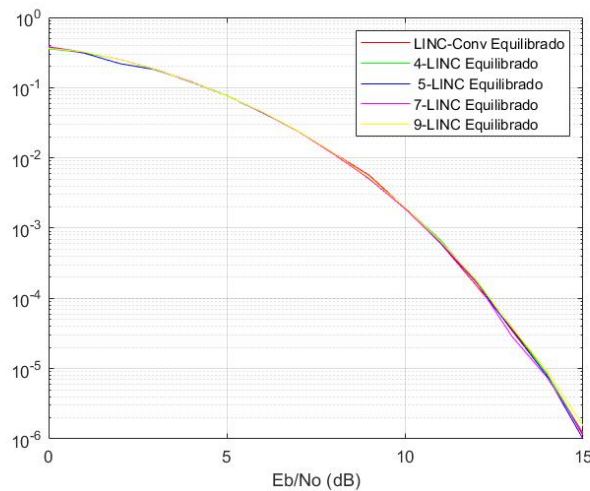
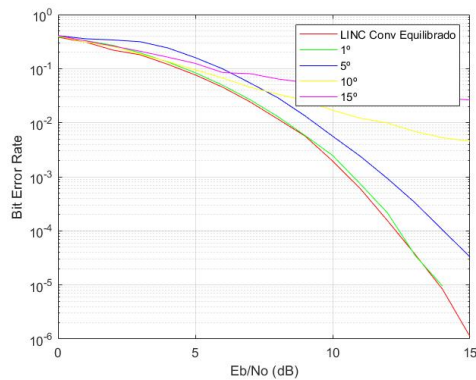


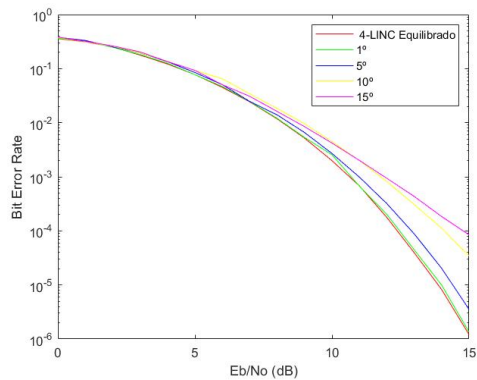
Figura 6.23: Curvas de BER para o LINC convencional, 4-LINC, 5-LINC, 7-LINC e 9-LINC , após a passagem por um canal AWGN, num recetor 16-OQAM considerando que não existem desequilíbrios.

6.6 Simulação dos Sistemas MB-LINC

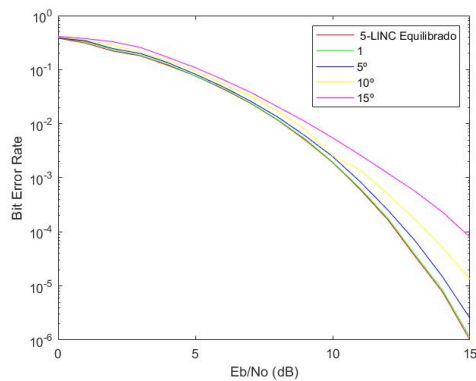
A observação da 6.23 possibilita-nos concluir que um aumento do número dos ramos não altera o comportamento do sistema LINC numa situação em que há equilíbrio entre os NL-HPA, uma vez que todas as curvas apresentam um comportamento igual. Foi concebida uma mesma análise de BER, mas com a adição de desequilíbrios de fase ou ganho entre os NL-HPA (ver Figuras 6.24 e 6.25)



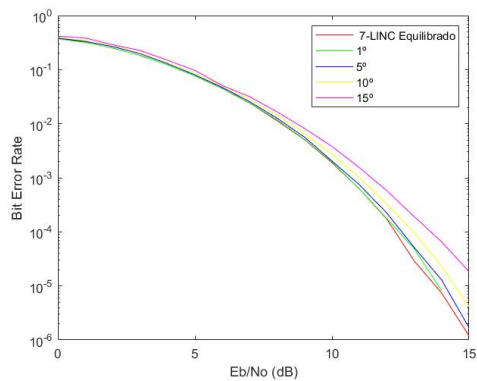
(a) Modelo LINC Convencional



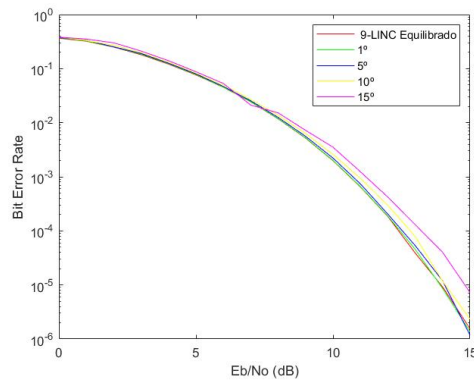
(b) Modelo 4-LINC



(c) Modelo 5-LINC



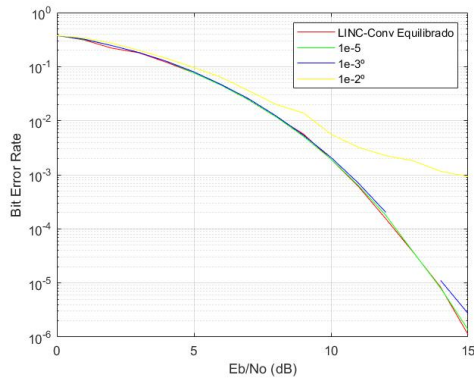
(d) Modelo 7-LINC



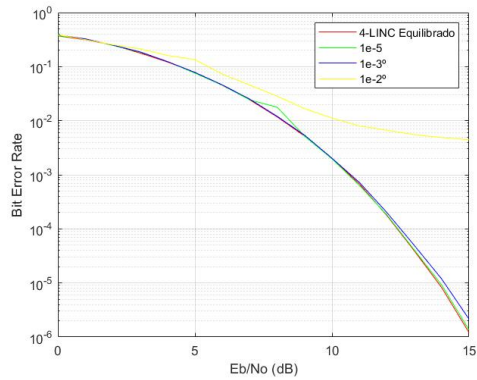
(e) Modelo 9-LINC

Figura 6.24: Curvas de BER considerando desvios de fase para um recetor 16-OQAM num canal AWGN.

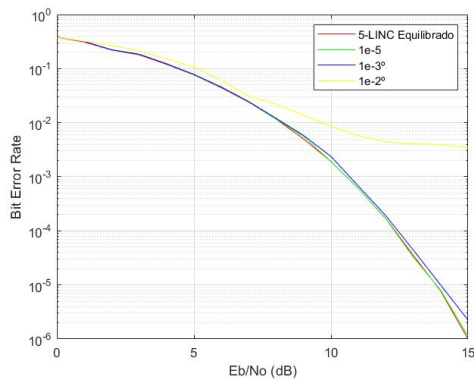
6. Simulações e Resultados



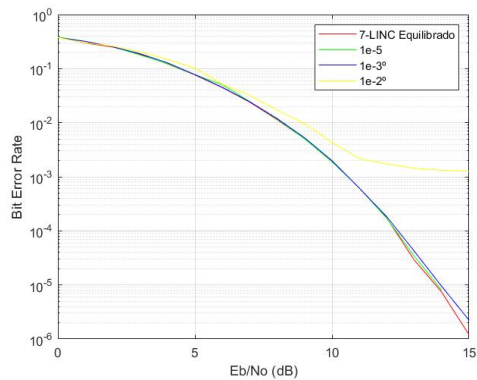
(a) Modelo LINC Convencional.



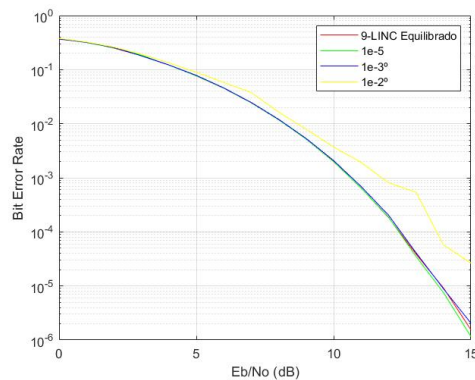
(b) Modelo 4-LINC.



(c) Modelo 5-LINC.



(d) Modelo 7-LINC.



(e) Modelo 9-LINC

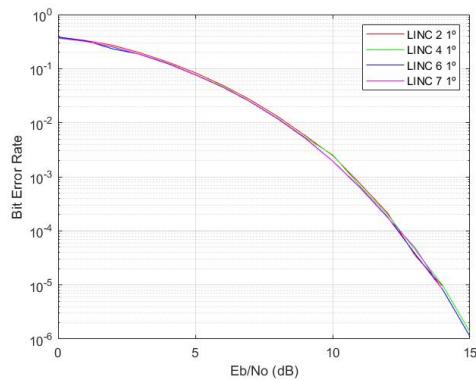
Figura 6.25: Curvas de BER considerando desvios de ganho para um recetor 16-QAM num canal AWGN.

A observação das Figuras 6.24 e 6.25 permite-nos concluir que tanto os desequilíbrios de fase como os de ganho após a passagem por um canal AWGN afetam o BER e com isso o funcionamento final do sistema. Ou seja, quanto maior o desvio introduzido pior será o BER para um mesmo valor de $\frac{E_b}{N_0}$. Como pode ser observado, por exemplo, no caso dos desvios de fase considera um desvio de 15° em comparação com a situação de equilíbrio há um aumento significativo no BER inde-

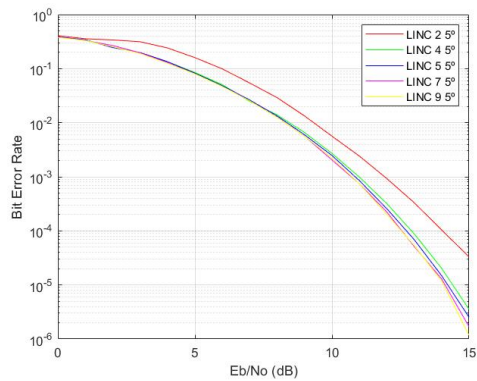
6.6 Simulação dos Sistemas MB-LINC

pendente do número de ramos utilizados. Para observarmos o efeito que o aumento dos ramos teve após a passagem dum canal AWGN com a adição de desequilíbrios entre os NL-HPA, considerou-se as curvas de BER para um só desvio comparando todos os modelos utilizados.

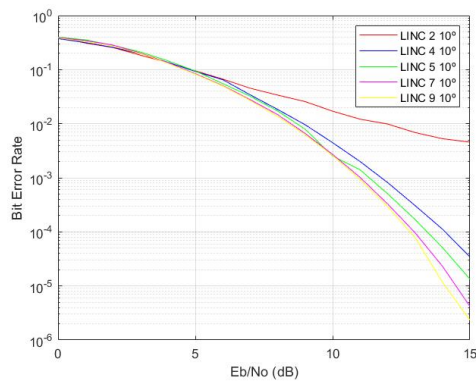
Primeiramente foi comparado o BER para o caso onde desvios de fase foram adicionados entre os NL-HPA, representados na Figura 6.26.



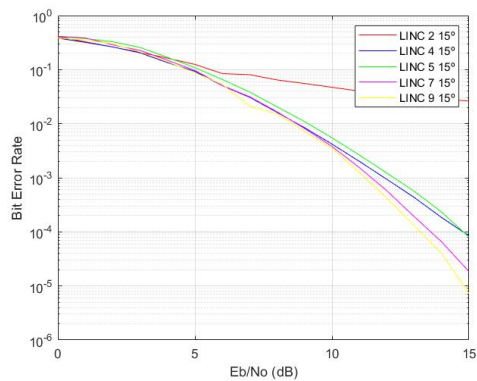
(a) 1° em todos os modelos.



(b) 5° em todos os modelos.



(c) 10° em todos os modelos.

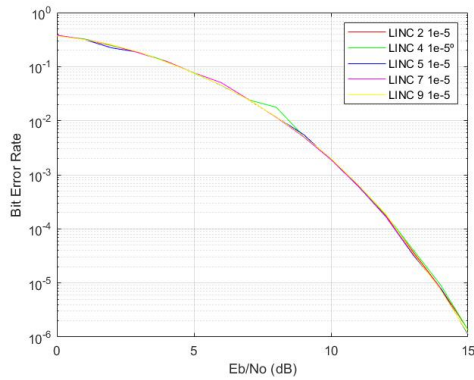


(d) 15° em todos os modelos.

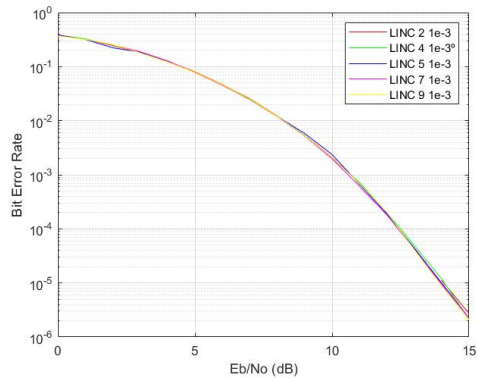
Figura 6.26: Comparação do BER em função os desvios de fase.

Foi realizada a mesma comparação de BER mas em função dos desvios de ganho representados na Figura 6.27.

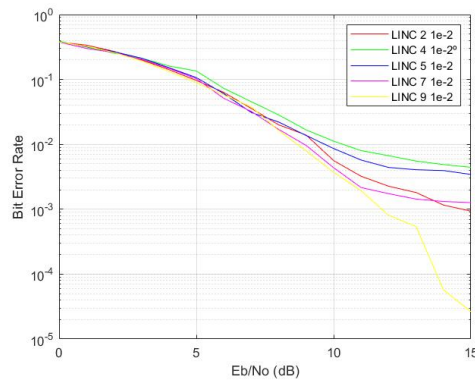
6. Simulações e Resultados



(a) 10^{-5} em todos os modelos.



(b) 10^{-3} em todos os modelos.



(c) 10^{-2} em todos os modelos.

Figura 6.27: Comparação do BER em função dos desvios de ganho.

Ao realizarmos as comparações de BER considerando apenas um único desvio para todos os modelos, é nos possível afirmar que o aumento do número de ramos não implica necessariamente um aumento de distorções nos NL-HPA. Este facto pode ser observado pelo comportamento das curvas que é idêntico em todos os modelos para o desvio (fase ou ganho) considerado. Os sistemas MB-LINC e LINC convencional, mais uma vez são robustos a pequenos desequilíbrios, mas apresentam uma grande sensibilidade quando estes aumentam, uma vez que o BER aumenta significativamente. Logo os sistemas MB-LINC apresentam um comportamento idêntico ao sistema LINC convencional mesmo em situações de desequilíbrios quer de fase ou ganho entre os NL-HPA.

Foi ainda considerado na avaliação do comportamento dos sistemas MB-LINC uma situação de canal favorável com $\frac{E_b}{N_0} = 15\text{dB}$, em que se observou as alterações ao nível do EVM do sinal que a introdução de desequilíbrios poderia provocar.

6.6 Simulação dos Sistemas MB-LINC

Tabela 6.12 Impactos no EVM devido aos desvios de fase num canal AWGN com $E_b/N_0=15\text{dB}$.

Δ°	LINC Conv (%)	4- LINC (%)	5- LINC(%)	7- LINC (%)	9-LINC(%)
0	6.8	6.9	6.8	6.8	6.9
1	7.3	6.9	6.9	6.9	6.9
5	8.5	7.3	7.2	7.1	7.0
10	11.3	7.9	7.6	7.3	7.2
15	14.9	9.6	8.7	7.9	7.6

Tabela 6.13 Impactos no EVM devido aos desvios de ganho num canal AWGN com $E_b/N_0=15\text{dB}$.

Δ°	LINC Conv (%)	4- LINC (%)	5- LINC(%)	7- LINC (%)	9-LINC(%)
0	6.8	6.9	7.0	7.0	6.9
10^{-5}	6.9	7.1	7.1	7.1	7
10^{-3}	7.0	7.1	7.2	7.2	7.1
10^{-2}	7.7	7.6	7.6	7.5	7.4

Como a situação de canal considerada é favorável seria de esperar que o valor de EVM do sinal não fosse muito elevado o que se verifica quer para situações onde existe equilíbrio entre NL-HPA, quer para casos onde são introduzidos desvios de fase ou ganho entre os mesmos. De novo esta análise ao nível do EVM numa situação de canal favorável permite-nos afirmar que o aumento dos ramos não se traduz num aumento do EVM do sinal em situações de equilíbrio ou de desvios entre os NL-HPA. Por fim, o desempenho do sistema MB-LINC não é alterado pelo aumento do número de níveis N em que se divide o sinal. Estes sistemas apresentam comportamentos idênticos ao sistema LINC convencional sendo mais robustos para desvios maiores como foi provado através das análises efectuadas.

7

Conclusão

Conteúdo

7.1	Trabalhos Futuros	57
-----	-----------------------------	----

A tecnologia SDR é vista como uma grande alternativa na nova geração de comunicações móveis, visto que o processamento pode ser realizado por *software*. Essa característica permite que as estruturas LINC possam ser implementadas em arquiteturas SDR, uma vez que estas exigem elevado processamento digital de sinal. Os sistemas LINC visam melhorar a relação entre amplificação linear e eficiência energética do sinal. Tal é visto como grande utilidade no 5G, na concretização dos desafios de proporcionar débitos elevados, eficácia espectral e eficiência de potência, requisitos na sua maioria contraditórios.

O trabalho desenvolvido no contexto desta dissertação consistiu na realização da demonstração técnica LINC, em sistemas de tempo real por meio de plataformas USRP B210. Com recurso ao *Matlab/Simulink*, foram desenvolvidos três esquemas de transmissão/receção com diferentes técnicas de modulação entre as quais: QPSK, OQPSK e 16-OQAM.

Com o objetivo de avaliar o desempenho dos esquemas propostos, estes foram primeiramente simulados para observar o impacto que o sistema LINC causava no EVM do sinal, repetindo a mesma experiência com a adição de desequilíbrios nos ramos do LINC. Após a avaliação num cenário de simulação, numa demonstração em arquiteturas de SDR. Os resultados permitiram concluir que a modulação QPSK e OQPSK são semelhantes e eficazes mesmo em situações de desequilíbrios de fase e ganho entre os ramos do sistema LINC. No entanto, o recetor 16-OQAM enfrenta maiores dificuldades quando os desvios são maiores, o que leva a um aumento do EVM que degrada o desempenho do recetor, indo ao encontro do que também foi simulado.

No decorrer desta dissertação, foi ainda proposto o estudo e a demonstração em *Matlab/Simulink* a generalização da técnica LINC através de uma nova abordagem de funções inversas fechadas entre $[0 : 2\pi]$ para diferentes números de ramos do LINC. Provou-se, através da análise do EVM do sinal e de curvas de BER, que o número de ramos não implica uma degradação no desempenho destes sistemas quer em situações ideais, quer em situações de desequilíbrios nos ramos do LINC.

7.1 Trabalhos Futuros

Com a validação da demonstração da técnica LINC em arquiteturas SDR para os diferentes modelos de modulação, as bases práticas e teóricas estão alcançadas sendo úteis para um projeto futuro.

Em um próximo projeto e com o objetivo passará por otimizar ainda mais os sistemas LINC lidando com os problemas de diminuição de eficiência para sinais com elevado PAPR passa pela aplicação da técnica *ring magnitude modulation*

7. Conclusão

(RMM) em conjunto com a técnica LINC uma realização de prova de conceito em plataformas USRP.

Sendo que os sistemas MB-LINC já foram estudados e foram realizadas as devidas simulações passa também por aplicar os diferentes tipos de transdutores em plataformas USRP B210 aproveitando o facto de estas possuírem a capacidade MIMO, com o objetivo de encontrar o número ótimos de ramos em que devemos separar um determinado sinal.

Uma outra abordagem seria também aproveitar o facto que o processamento pode ser realizado na FPGA de cada plataforma. Ao realizar o processamento da LINC ao nível de *hardware* e comparar com o desempenho onde o processamento é realizado ao nível do *software*, primeiramente para sistemas LINC e por fim para sistemas MB-LINC.

Bibliografia

- [1] A. Simões, “Ring-type magnitude modulation for linc: Paving the road for better efficiency,” Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Coimbra, 9 2014.
- [2] J. Guerreiro, R. Dinis, P. Montezuma, J. P. Oliveira, and M. Silva, “A multi-branch linear amplification with nonlinear components technique,” in *MILCOM 2018 - 2018 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, 2018, pp. 1–5.
- [3] C. Martins, “Implementação em plataformas sdr de esquemas de codificação para segurança na camada física baseados em códigos curtos e técnicas de interleaving,” Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Coimbra, 7 2017.
- [4] X. Zhang, L. Chen, J. Qiu, and J. Abdoli, “On the Waveform for 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, pp. 74–80, 11 2016.
- [5] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.
- [6] S. L. Miller and R. J. O’Dea, “Peak power and bandwidth efficient linear modulation,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 12, pp. 1639–1648, 1998.
- [7] M. Gomes, “Magnitude modulation for peak power control in single carrier communication systems,” Ph.D. dissertation, Universidade de Coimbra, Coimbra, 12 2010.
- [8] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, “Power amplifiers and transmitters for rf and microwave,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826, 2002.

Bibliografia

- [9] D. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, 1974.
- [10] A. Birafane, M. El-Asmar, A. B. Kouki, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "Analyzing linc systems," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, pp. 59–71, 2010.
- [11] D. Evans, "The internet of things how the next evolution of the internet is changing everything," Cisco, Tech. Rep., 2011.
- [12] J. Mitola, "Software radios-survey, critical evaluation and future directions," in *[Proceedings] NTC-92: National Telesystems Conference*, 1992, pp. 13/15–13/23.
- [13] Rui and D. A. Gusmão, "Nonlinear signal processing schemes for ofdm modulations within conventional or linc transmitter structures," *Wiley InterScience*, vol. 19, pp. 257–271, 2008.
- [14] M. Castanheira, "Esquemas iterativos de descodificação e combinadores chirreix para sistemas *Ring-Type Magnitude Modulation LINC*," Master's thesis, Universidade de Coimbra, Coimbra, 9 2015.
- [15] J. Guerreiro, R. Dinis, and P. M. M. M. da Silva, "Generalized linc," *Elsevier*, 2019.
- [16] A. M. Di PU, *Digital Communication Systems Enginnering with Software-Defined Rario*, 3rd ed., ser. 10. The address: The name of the publisher, 7 1993, vol. 4, an optional note.
- [17] Wireless inovation forum. [Online]. Available: <https://www.wirelessinnovation.org/>
- [18] K. Ghare. Software defined radio (sdr) market insight 2020: Booming demand, trends, size, share and growth forecast 2027. [Online]. Available: <https://www.researchandmarkets.com/reports/5004002/software-defined-radio-market-size-share-and#rela3-2255358>
- [19] A. L. Garcia Reis, A. F. Barros, K. Gusso Lenzi, L. G. Pedroso Meloni, and S. E. Barbin, "Introduction to the software-defined radio approach," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 10, no. 1, pp. 1156–1161, 2012.
- [20] T. G. R. Foundation. Gnu radio. [Online]. Available: <https://www.gnuradio.org/>

- [21] N. Instruments. Labview-national instruments. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pt-pt/shop/labview.html>
- [22] E. Research. Ettus usrp hardware driver. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/sdr-software/uhd-usrp-hardware-driver/>
- [23] T. Mathworks. Matlab - mathworks. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [24] Ettus. Ettus usrp b210. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/>
- [25] H. Jiang and P. Wilford, "A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 223 – 229, 07 2005.
- [26] M. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, 1st ed. Prentice Hall, 2008.
- [27] Mini-Circuits. 2 ways dc pass power splitter, 2000 - 18000 mhz, 50Ω. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZN2PD-02183-S%2B>
- [28] Matlab. Qpsk receiver with usrp hardware. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/usradio/examples/qpsk-receiver-with-usrp-r-hardware.html>
- [29] ——. Matlab usrp. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/hardware-support/usrp.html>
- [30] ——. Qpsk transmitter with usrp hardware. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/usradio/examples/qpsk-transmitter-with-usrp-r-hardware.html>