

Mário Alberto Soares Castanheira

Esquemas iterativos de descodificação e combinadores Chireix para sistemas *Ring-type Magnitude Modulation LINC*

Dissertação submetida para a satisfação parcial dos requisitos do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores na área de Especialização em Telecomunicações

Setembro 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



**Esquemas iterativos de descodificação e combinadores Chireix
para sistemas *Ring-Type Magnitude Modulation* LINC**

Mário Alberto Soares Castanheira

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

Orientador: Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes

Co-Orientador: Doutor Vítor Manuel Mendes da Silva

Júri

Presidente: Doutor Mário Gonçalo Mestre Veríssimo Silveirinha

Orientador: Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes

Vogal: Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros

Setembro de 2015

*Start by doing what's necessary; then do what's possible and suddenly you are doing
the impossible.*

- Francis of Assisi

Success is 1% inspiration, 98% perspiration and 2% attention to detail.

- Phil Dunphy

Agradecimentos

Gostaria de começar por agradecer aos meus familiares, em destaque para os meus pais, irmãos e avós, pela constante ajuda, presença e aconselhamento nos bons e nos maus momentos.

Agradecer ao professor Marco Gomes e Vítor Silva pela ajuda, paciência e partilha de conhecimentos não só durante todo o tempo do projeto de dissertação mas também durante o meu percurso académico.

Agradecer também ao professor Rui Dinis por todo o apoio disponibilizado.

Aos meus amigos por me apoiarem, proporcionarem momentos de convívio e diversão e por estarem presentes quando é preciso.

Aos meus colegas de curso, mais propriamente aos Ohms de Negro, pela partilha de experiências ao longo destes 5 anos e pelo espírito de camaradagem.

Aos meus colegas de laboratório pelos concelhos dados, atividades desportivas realizadas e pelo ambiente de trabalho descontraído proporcionado.

Ao Instituto de Telecomunicações por todos os recursos disponibilizados para o bom decorrer desta dissertação.

E a todos os que contribuíram direta ou indiretamente para o meu processo de formação académica e pessoal.

A todos,

Muito Obrigado.

Abstract

Over the past years wireless communication technologies had a remarkable progress. New developed devices using several wireless communication systems have such portability that the demand of a power saving battery is pressing. In such terms, the band-limited Single Carrier (SC) signals, namely offset quadrature phase shift keying (OQPSK) signals, combined with peak-to-average power (PAPR) reduction techniques (magnitude modulation(MM)), and linear amplification with nonlinear components (LINC) systems, originating the recent LINC ring-type magnitude modulated(RMM) transmitter, showed to be a reliable alternative to achieve good energy efficiency without spectral spreading or by compromising the oversampling factor. However, either the LINC combiner structure either the mismatched receiver system may limit the power gains that the system would achieve. In order to overcome the imposed limitations, it is proposed an iterative receiver scheme using look-up tables (LUTs) with MM coefficients and different log likelihood ratios (LLR) computation methods aiming to achieve power gains in a RMM LINC system over additive white gaussian noise (AWGN) channels. Moreover, the Chireix combining structure in LINC is improved to provide the maximum possible combining power efficiency and in an attempt to be implemented in a LINC RMM transmission system. As shown by the results of using Chireix combiners in LINC RMM systems, a high average combining power efficiency is achieved (almost 98%) and simultaneously the spectral spreading is reduced when compared to LINC systems using Chireix combiners without peak suppression techniques *à priori*. The employment of the new receiver schemes allows a 0.56 dB gain to the net back-off gain of the LINC RMM system.

Keywords

LINC,RMM,OQPSK modulation,Power efficiency,Chireix combiner, LLR, Iterative receivers

Resumo

Nos últimos anos foram alcançados avanços notáveis nas tecnologias de comunicação digital sem fios. Novos dispositivos que utilizam diversos sistemas de comunicação móveis foram criados onde a inerente portabilidade está aliada ao uso de baterias, sendo assim necessário economizar tanta energia quanto possível. Neste contexto, a utilização de sinais de portadora única (SC) em banda limitada, nomeadamente sinais *offset quadrature phase shift keying* (OQPSK), em conjunto com técnicas de redução do *peak-to-average power* (PAPR) (*magnitude modulation*(MM)) e sistemas de *linear amplification with nonlinear components* (LINC), dando origem ao recente transmissor LINC *ring-type magnitude modulated*(RMM), mostraram ser uma boa alternativa para atingir bons valores de eficiência energética sem provocar o alargamento espectral do sistema, nem comprometer o fator de sobreamostragem. No entanto, tanto a estrutura de combinação do sistema LINC como o uso de um sistema de receção não adaptado a este novo transmissor limitam os ganhos energéticos que este sistema poderia alcançar. Para ultrapassar estas limitações, nesta dissertação foi proposto um esquema de receção iterativo com recurso a *look-up tables* (LUTs) de fatores MM e de diferentes abordagens para o cálculo dos log likelihood ratios (LLR), com o intuito de potencializar ganhos energéticos de um sistema LINC RMM em canais com ruído aditivo gaussiano (AWGN). Adicionalmente, foi aperfeiçoado o projeto da estrutura de combinação Chireix num ambiente LINC, de modo a esta fornecer tanta eficiência de potência de combinação quanto possível, e com vista a ser implementada posteriormente num sistema de transmissão LINC RMM. Tal como indicam os resultados do uso de combinadores Chireix em sistemas de transmissão LINC RMM, um elevado desempenho de eficiência média de potência de combinação é alcançado (cerca de 98%) e simultaneamente reduzidos os problemas de alargamento espectral verificados quando o sistema LINC usa combinadores Chireix sem técnicas de supressão de picos primeiramente. Com uso dos novos esquemas de receção, podemos inferir que ganhos até 0.56 dB foram adicionados ao *net back-off gain* do sistema LINC RMM.

Palavras-Chave

LINC, RMM, Modulação OQPSK, Eficiência de Potência, Combinadores Chireix, LLR, Recetores iterativos

Índice

1	Introdução	1
1.1	Objetivos e contribuições	2
1.2	Estrutura da dissertação	3
2	Sistemas LINC	5
2.1	Conceitos básicos do Sistema LINC	6
2.2	Estrutura LINC	8
2.2.1	Estruturas de amplificação e separação	8
2.2.2	Estrutura de Combinação	10
3	<i>Ring type Magnitude Modulation</i> em sistemas LINC	13
3.1	Princípios de <i>Magnitude Modulation</i>	14
3.1.1	Abordagem <i>Look-Up Table</i> (LUT)	16
3.1.2	MM em sinais OQPSK	19
3.2	RMM: <i>ring type Magnitude Modulation</i>	22
3.2.1	Algoritmo	22
3.2.2	Sistema de transmissão RMM LINC	24
4	Combinador Chireix	29
4.1	Modelo do combinador Chireix	30
4.2	RMM para sistemas LINC com combinadores Chireix	34
4.2.1	Resultados das Simulações	34
5	Técnicas de decodificação iterativa para transmissores RMM LINC	39
5.1	Conceitos fundamentais e premissas de recetores	40
5.2	Técnica iterativa de decodificação para sistemas LINC-RMM	43
6	Conclusão	47
6.1	Trabalho Futuro	49

Lista de Figuras

2.1	Representação vetorial da operação de decomposição realizada pelo sistema LINC	7
2.2	Sistema genérico de transmissão digital.	8
2.4	Exemplo de representação do combinador Wilkinson [1].	10
2.3	Variação da PSD num ramo do sistema LINC em função de frequência normalizada para diferentes fatores de sobreamostragem onde se usam filtros RRC com um fator de <i>roll-off</i> de 0.25.	10
2.5	Representação da PDF do ângulo de decomposição θ para sinais OQPSK e QPSK filtrados por um RRC com 25% de <i>roll-off</i> vs eficiência de um combinador adaptado no sistema LINC.	12
3.1	Esquema genérico para transmissores SC [2].	14
3.2	Transmissor genérico que inclui técnica de Magnitude Modulation [2,3].	15
3.3	Representação de um esquema de transmissão MM empregando a abordagem LUT [2,4].	17
3.4	Diagrama do algoritmo que calcula os fatores MM e os guarda na LUT [2].	18
3.5	Diagrama de caminhos de transição entre símbolos da constelação num transmissor SC, com um fator de sobreamostragem $L=8$ e um filtro RRC com 0.25 <i>roll-off</i> para sinais QPSK e OQPSK.	20
3.6	Comparação de PAPR para sinais OQPSK com e sem o uso do método LUT–MM calculada com diferentes limites A.	21
3.7	PSD do ramo LINC s_n1 quando à entrada do LINC estão sinais OQPSK com e sem o uso do método LUT–MM calculada com diferentes limites A.	22
3.8	Diagrama do algoritmo que calcula os coeficientes RMM e os guarda na LUT [5].	23
3.9	Esquema genérico de um transmissor MM LINC [5].	25
3.10	CDF de um sinal OQPSK filtrado por um filtro RRC (sem RMM).	25
3.11	Diagrama de caminhos de transição entre símbolos RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM.	26

Lista de Figuras

3.12	PDF do ângulo de decomposição θ de sinais RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM e para situação de apenas OQPSK. . . .	27
4.1	Esquema genérico de um sistema LINC contendo um combinador Chireix.	31
4.2	Representação dos valores de K para diferentes valores de z_c em função de γ	32
4.3	Desempenho de BER em canais AWGN para transmissores com e sem RMM que usam código LDPC para diferentes combinadores no sistema LINC.	35
4.4	PSD do sinal reconstruído à saída do LINC para transmissores com e sem RMM que usam código LDPC para diferentes combinadores no sistema LINC.	36
5.1	Constelação OQPSK em código Gray, considerando potência unitária [5].	40
5.2	Esquema genérico de uma estrutura de recepção.	41
5.3	Desempenho BER num canal com AWGN para diferentes métodos de cálculos dos LLRs.	43
5.4	Esquema genérico da estrutura de recepção para o recetor iterativo.	44
5.5	Desempenho de BER em canais AWGN para cinco iterações do método iterativo de recepção usando na primeira a abordagem True LLR.	45
5.6	Desempenho de BER em canais AWGN para cinco iterações do método iterativo de recepção usando na primeira a abordagem Mean LLR.	45

Lista de Tabelas

3.1	Tabela com o resumo dos resultados da avaliação que permite escolher o melhor conjunto de limites RMM para sinais OQPSK de modo a alimentar um sistema LINC.	28
4.1	Tabela das diferentes eficiências de potência do combinador para diferentes configurações do LINC com sinais OQSPK com e sem RMM à sua entrada.	37

List of Acronyms

AWGN	ruído aditivo gaussiano
BER	bit error rate
CDF	função de distribuição cumulativa
DAC	conversor digital para analógico
HPA	amplificadores de potência
LINC	linear amplification with nonlinear components
LLR	log likelihood ratios
LUT	look-up table
MIMO	múltipla-entrada e múltipla-saída
MM	magnitude modulation
MPMM	multistage polyphase magnitude modulation
NL	não linear
OQPSK	offset quadrature phase shift keying
PAPR	peak-to-average power ratio
PC	polar clipping
PDF	função densidade de probabilidade
PS	polar scaling
PSD	densidade espectral de potência
PSK	phase shift keying

QPSK	quadrature phase shift keying
RC	rectangular clipping
RRC	root raised cosine
RMM	ring type magnitude modulation
RS	rectangular scaling
SC	portadora única

1

Introdução

1. Introdução

A constante procura de sustentabilidade energética dos dias de hoje, pode também ser aplicada, aos sistemas de comunicação móveis. Devido ao crescente número diário de utilizadores de dispositivos onde são aplicados sistemas deste tipo, corroborado por estudos que apontam para a existência em média de um telemóvel ativo por habitante do planeta [6], a permanente procura de métodos eficientes a níveis de energia de partilha de informação é uma necessidade.

A escolha de sinais de portadora única (SC) com banda limitada é apresentada como solução vulgarmente utilizada em sistemas de transmissão onde se quer atingir bons níveis de eficiência energética. Contudo, deve-se manter baixo o *peak-to-average-power* (PAPR) destes sinais por forma a baixar o *back-off* do ponto de saturação dos amplificadores de potência (HPA), componente muito importante em sistemas de comunicação sem fios, e obter um bom desempenho dos mesmos. Para tal foram desenvolvidas técnicas de modulação em magnitude (MM) que permitem reduzir eficientemente o PAPR de sinais SC e contribuir para a redução espectral em sistemas onde são aplicados. Adicionalmente, de forma a otimizar o sistema de transmissão é de destacar o uso da técnica *linear amplification with non-linear components* (LINC), introduzida por Cox [7] em 1974, onde podem ser usados HPA não lineares (NL), sem comprometer a linearidade e os valores de espectro fora de banda, elevando assim a eficiência de potência do transmissor e reduzindo custos.

Combinando de forma adequada estes conceitos supracitados e usando sinais *offset quadrature phase shift keying* (OQPSK) foi aplicada a técnica de MM a sistemas LINC surgindo a abordagem *ring-type magnitude modulation* (RMM). O RMM permite melhorar o funcionamento do sistema LINC a nível do desempenho espectral e de eficiência de potência, mais especificamente, influenciando o funcionamento do combinador e do amplificador. Contudo, a estrutura de combinação, como iremos verificar, tem um papel fundamental na performance geral do LINC e no caso do modelo de transmissão RMM apresentado em [5] limitava o seu desempenho energético (estrutura de combinação adaptada). Além disso, o sistema LINC tem perdas de performance ao nível da linearidade e em termos de *bit error rate* (BER) com a introdução de RMM. Este problema faz com que se tenha de despender mais energia para efetuar uma transmissão fiável, o que pode ser colmatado com trabalho na estrutura de receção de sistemas que usam a transmissores LINC RMM.

1.1 Objetivos e contribuições

O trabalho realizado nesta dissertação encontra-se enquadrado no projeto GLANCES [8] (*Generalized Linear Amplification with Nonlinear Components for Power and Spec-*

tral Efficient Broadband Wireless Systems, suportado pelo Instituto de Telecomunicações - IT). No âmbito deste projeto, o principal foco da dissertação consiste em desenvolver soluções que elevem a eficiência energética para sistemas que usam transmissores LINC RMM. Para isso foi feito um estudo sobre o uso de combinadores Chireix no contexto do LINC e se seria possível elevar os ganhos de eficiência de potência do sistema salvaguardando um bom desempenho espectral, o impacto a níveis de linearidade (analisando gráficos de BER) e mantendo os requisitos de sobreamostragem. Adicionalmente, procurou-se diminuir as necessidades energéticas de um sistema de comunicação que usa o transmissor LINC RMM [5], para satisfazer os mesmos níveis de BER em canais AWGN, através da introdução de um métodos iterativo de receção com recurso a tabelas MM e da alteração do cálculo dos LLRs.

Do trabalho desenvolvido no capítulo 4, onde se inovou no processo de projeto do combinador Chireix e no facto de juntar a técnica RMM a sistemas LINC usando este tipo de combinadores, e no capítulo 5 onde se criou uma técnica iterativa de receção para transmissores LINC RMM recorrendo a LUTs e se testaram várias alternativas no processo de desmodulação probabilística, estão em desenvolvimento dois artigos referentes às novas abordagens.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em 6 capítulos. Após a Introdução, o capítulo 2 aborda a técnica LINC fornecendo os conceitos gerais do seu funcionamento. No capítulo 3 é introduzido o conceito de RMM em sistemas LINC, onde para a sua fácil compreensão é descrita em detalhe a técnica MM, fornecidas noções de OQPSK e mostradas as melhorias que se pretendem manter e limitação que se pretendem corrigir. O capítulo 4 aborda o funcionamento dos combinadores Chireix, como estes podem ser projetados melhorando o modelo de [9], e implementados no âmbito dos sistemas LINC RMM. No capítulo 5 é descrito como podem ser melhorados os recetores para sistemas LINC RMM com combinadores adaptados, onde é explicado em detalhe a sua estrutura, funcionamento, um novo processo iterativo e como podem ser feitos os cálculos dos LLRs. Finalizando, o capítulo 6 apresenta as principais conclusões tiradas ao longo da dissertação e sugere linhas de trabalho futuro.

1. Introdução

2

Sistemas LINC

2. Sistemas LINC

Os amplificadores de alta potência (HPA) lineares são peças chave nos dispositivos de comunicação e apresentam um compromisso entre linearidade e eficiência energética. Estes têm normalmente um comportamento bastante linear entre a entrada e a saída com baixos níveis de eficiência. Como alternativa, podem ser usados amplificadores não lineares (NL) que operam no ponto de saturação, tais como os da classe D e E, onde é possível atingir altos níveis de eficiência de potência. Uma solução para amplificar sinais de amplitude não constante com altos níveis de eficiência, salvaguardando também altos valores de linearidade, pode passar pelo uso da técnica *Linear Amplification with Non-Linear Components* (LINC) [1, 7], onde são utilizados amplificadores NL.

Conseqüentemente, este capítulo é dedicado ao desenvolvimento dos conceitos fundamentais que envolvem a técnica LINC.

2.1 Conceitos básicos do Sistema LINC

A principal ideia da técnica LINC pode ser traduzida pela decomposição de um sinal de envolvente variável $s(t)$ em dois sinais de envolvente constante modelados em fase, $s_1(t)$ e $s_2(t)$. Dado que $s(t)$ é um sinal modelado complexo, pode transportar informação em simultâneo na fase e na amplitude e ser representado por

$$s(t) = r(t) \exp(j\phi(t)) = s_1(t) + s_2(t), \quad (2.1)$$

onde $r(t) = r_{max} \cos(\theta(t))$ é a função no tempo da amplitude instantânea do sinal, r_{max} é o máximo da amplitude de sinal $s(t)$ e $\phi(t)$ é a função no tempo da fase instantânea. A decomposição do sinal fica mais fácil de abordar usando a representação vetorial [1] ilustrada na figura 2.1.

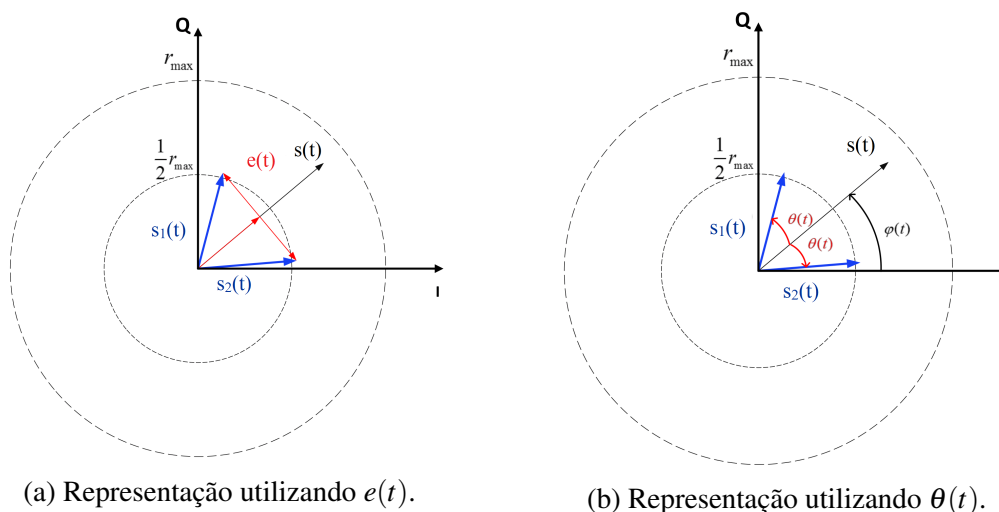


Figure 2.1: Representação vetorial da operação de decomposição realizada pelo sistema LINC

Ambos os vetores $s_1(t)$ e $s_2(t)$ apresentam o mesmo módulo, o que analisando a figura 2.1 e manipulando (2.1) permite escrever o seguinte conjunto de equações

$$s_1(t) = \frac{1}{2}s(t)[1 + j \cdot e(t)], \quad (2.2)$$

$$s_2(t) = \frac{1}{2}s(t)[1 - j \cdot e(t)], \quad (2.3)$$

$$e(t) = \sqrt{\left(\frac{r_{max}}{r(t)}\right)^2 - 1}. \quad (2.4)$$

Alternativamente, podemos usar uma decomposição de fase, dada pela representação de Euler para $\cos(\theta(t))$ em (2.1), obtendo-se

$$s_1(t) = \frac{r_{max}}{2} \exp(j(\phi(t) + \theta(t))), \quad (2.5)$$

$$s_2(t) = \frac{r_{max}}{2} \exp(j(\phi(t) - \theta(t))), \quad (2.6)$$

$$\theta(t) = \arccos\left(\frac{r(t)}{r_{max}}\right), \quad (2.7)$$

sendo θ o ângulo de decomposição dos ramos LINC. Facilmente se pode constatar que os dois conjuntos de equações apresentam sinais de amplitude constante nos ramos do sistema LINC. Este facto permite o uso de amplificadores NL que são muito mais baratos e mais eficientes do que os lineares [10, 11]. Fica importante notar que ambos os conjuntos de equações são matematicamente equivalentes, o que possibilita que sejam usadas alternadamente ao longo deste trabalho. No entanto, quando abordarmos a eficiência média de potência do sistema LINC, iremos dar preferência a (2.5),(2.6) e (2.7) devido à relação direta que estas têm com a eficiência do LINC [5]. Dos dois conjuntos de equações demonstrados para $s_1(t)$ e $s_2(t)$, podemos constatar que uma pode ter uma melhor performance que a outra quando considerada uma implementação digital, dependendo de como é feita fisicamente a separação¹ [1, 12].

A decomposição que ocorre no LINC é normalmente feita no domínio digital devido à maior flexibilidade e simplicidade apresentada quando se calcula a separação LINC e atendendo ao facto de as equações 2.2,2.3 e 2.4 serem facilmente transformadas para o domínio digital. Adicionalmente, neste domínio é facilitado o cálculo de (2.7) que é uma função trigonometria. A arquitetura do sistema LINC é dada pela figura 2.2.

¹O estudo deste problema sai fora do contexto desta tese

2. Sistemas LINC

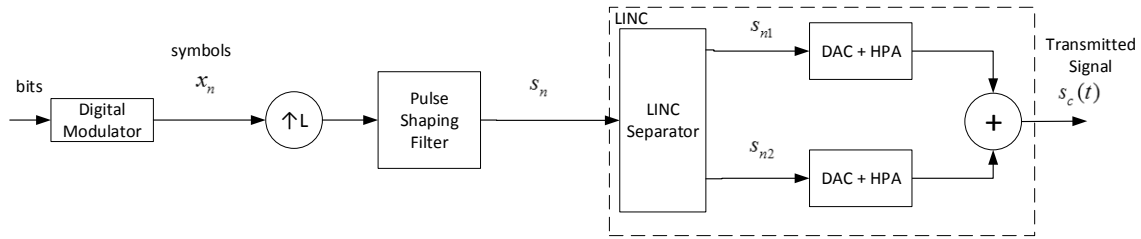


Figure 2.2: Sistema genérico de transmissão digital.

2.2 Estrutura LINC

Da figura 2.2 podemos destacar três blocos principais do sistema LINC: o separador de sinais digital, o conversor de digital-para-analógico (DAC) em conjunto com o amplificador NL e o combinador. Dada a importância do correto funcionamento destes componentes, nesta secção iremos dar uma visão mais detalhada do sistema.

2.2.1 Estruturas de amplificação e separação

O projeto destes dois blocos vai ser abordado em conjunto, dada a sua íntima relação, traduzida no facto de que para fazer uma amplificação linear com amplificadores NL necessitamos de transformar o sinal original numa soma de duas componentes de envolvente constante. Adicionalmente, na implementação digital do separador LINC temos de tomar algumas precauções que resultam da utilização de DACs (depois deste bloco) e do efeito de saturação dos HPA (elevada eficiência de potência no ponto de saturação). Mais propriamente, a resolução limitada dos DAC ou a máxima potência admissível à entrada dos amplificadores NL fazem com que a implementação digital de $e(t)$ e $\theta(t)$ possa necessitar de algum *post-clipping* no sinal à saída do *root raised cosine* RRC $s[n]$, o que resulta em

$$e(r_n) = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{S_M}{r_n}\right)^2 - 1} & , r_n \leq S_M \\ 0 & , r_n \geq S_M \end{cases} \quad (2.8)$$

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

onde $r_n = |s_n|$ é a representação em tempo discreto da amplitude instantânea do sinal s_n e S_M é o nível de corte. A abordagem de *polar clipping* (PC) é usada em (2.8) e (2.9) devido ao seu desempenho em relação a outros tipos de *clipping* [13].

Da separação efetuada pelo LINC resultam dois sinais modulados em fase, s_{n1} e s_{n2} , que possuem largura de banda sensivelmente superior à de s_n [1], o que seria de esperar devido às características espectrais típicas de sinais modulados em fase [14]. Em consequência disto, quando se faz o projeto dos amplificadores NL e dos DACs vamos ter que

considerar uma largura de banda superior. Adicionalmente, devido à ocorrência do restabelecimento de picos à saída do filtro de reconstrução analógico do DAC, é necessário que haja uma queda acentuada na região de transição do filtro. De forma a reduzir o custo do DAC e a ordem do filtro de reconstrução e ao mesmo evitar o restabelecimento de picos na saída do DAC, a parte digital do sistema LINC deve trabalhar a uma taxa de amostragem elevada (superior à frequência de Nyquist) [15].

Na figura 2.3 encontra-se representada a densidade espectral de potência (PSD) de apenas um ramo (devido à resposta semelhante entre braços do LINC) usando modulações QPSK e OQPSK de onde podemos inferir que os sinais OQPSK apresentam menores requisitos de sobreamostragem definidos pela variável L e, conseqüentemente, menor alargamento espectral face aos QPSK, devido a apresentar uma menor gama de valores do ângulo de decomposição θ . Mais especificamente, a escolha de OQPSK em vez da QPSK é feita porque a sobreamostragem necessária para uma transmissão com qualidade é $L = 8$ comparando com o $L \geq 16$ para a modelação QPSK. Este estudo vai ser tido em conta posteriormente quando abordarmos não só a modulação em magnitude (MM) em sistemas LINC, mas também ao estudo de MM nos sinais OQPSK.

Apesar de discutido o fator de sobreamostragem que permite redução do espectro fora-de-banda no sistema LINC, deve-se ter em conta que os ramos de amplificação do LINC estejam em equilíbrio de fase e amplitude de forma a não existirem mais degradações na performance do sistema [1, 13].

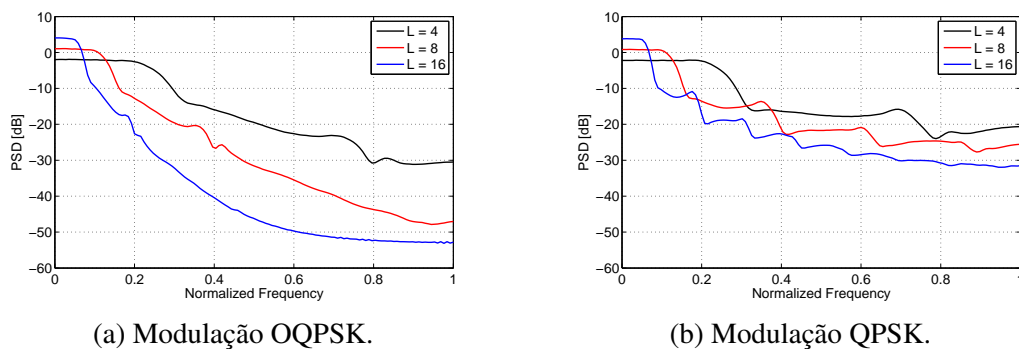


Figure 2.3: Variação da PSD num ramo do sistema LINC em função de frequência normalizada para diferentes fatores de sobreamostragem onde se usam filtros RRC com um fator de *roll-off* de 0.25.

2.2.2 Estrutura de Combinação

Não obstante da avaliação feita ao amplificador e ao separador, estes dois componentes isoladamente não garantem um bom desempenho geral da eficiência de potência do sistema LINC. Dado que a potência do sinal à saída do combinador vai determinar a

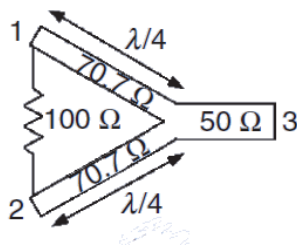


Figure 2.4: Exemplo de representação do combinador Wilkinson [1].

resposta geral do sistema em termos de eficiência energética, o combinador é considerado uma peça chave do LINC. Supondo que temos HPAs ideais perfeitamente balanceados (com ganho unitário), onde os termos simétricos das equações que caracterizam a separação, por exemplo (2.2) e (2.3), são cancelados, podemos obter no domínio digital:

$$s_c = s_{n1} + s_{n2} = \begin{cases} s_n & , |r_n| \leq S_M \\ S_M \exp(j \cdot \arg(s_n)) & , |r_n| \geq S_M. \end{cases} \quad (2.10)$$

A equação (2.10) representa de forma genérica a saída do combinador onde se pode inferir a sua influência na saída do sistema, por exemplo, através do efeito de *clipping* na reconstrução do sinal. Além disso, é importante realçar que a estrutura de combinação tem um papel fundamental na linearidade do sistema LINC dependendo da forma como o combinador afeta a impedância vista pelo amplificador.

Mostrando o papel da estrutura de combinação e retirando algumas conclusões gerais sobre a eficiência de potência e linearidade, iremos começar por analisar os combinadores adaptados e isolados². Dentro das estruturas de combinação adaptadas, damos destaque ao combinador de Wilkinson, tipicamente resistivo, apresentado na figura 2.4. Neste, são obtidos elevados valores de linearidade à saída mas baixos valores de eficiência média devido ao isolamento entre os ramos de combinação fornecido por uma resistência passiva onde é dissipada energia. Tal como na estrutura de separação e de amplificação, desequilíbrios de ganho e fase entre os ramos, podem diminuir o desempenho geral do combinador. A eficiência de potência instantânea dos combinadores adaptados, tal como mostra [1], é dada por

$$\eta_{comb} = \cos^2 \theta(t), \quad (2.11)$$

onde a relação com o ângulo de decomposição $\theta(t)$ e a vantagem de usarmos as equações (2.5) e (2.6) no separador do LINC é clara. De forma a fazer uma avaliação justa, dado que θ é uma função variável no tempo, deve ser calculada a eficiência média de potência do combinador usando a *probability distribution function* (PDF) de θ

$$\bar{\eta}_{comb} = \int_0^{\frac{\pi}{2}} p_{\theta}(\theta) \cos^2(\theta) d\theta. \quad (2.12)$$

²outra estrutura de combinação vai ser foco de estudo mais tarde nesta tese.

A equação (2.12) pode ser facilmente obtida numericamente. Inspeccionando as equações (2.11) e (2.12) é fundamental ter em atenção o sinal que alimenta o LINC, uma vez que pequenos valores de θ correspondem a picos do sinal e a altos níveis de eficiência. Contudo pequenas amplitudes do sinal à entrada do LINC conduzem a pequenos valores de eficiências [1]. É importante então que a PDF do sinal s_n corresponda a valores pequenos de θ , de tal modo, que a PDF de θ seja concentrada o que pode levar a que s_n tenha um baixo PAPR melhorando assim não só a eficiência de combinação mas também a *performance* de amplificação.

Particularmente podemos verificar o desempenho do combinador Wilkinson usando a PDF do ângulo de modelação LINC θ de sinais OQPSK e QPSK através das curvas de eficiência instantânea traçadas na figura 2.5, em condições ideais. Comparando as curvas da figura 2.5 é observado um desempenho ligeiramente melhor para o caso OQPSK, tal como esperado, devido ao menor PAPR apresentado dado pelo *offset* entre a componente em fase e em quadratura. No entanto, combinadores nestas condições são ainda muito ineficientes devido à distribuição de θ , em ambas as modelações, estar concentrada entre os 30° e os 70° , que é longe da “janela” de eficiência [5].

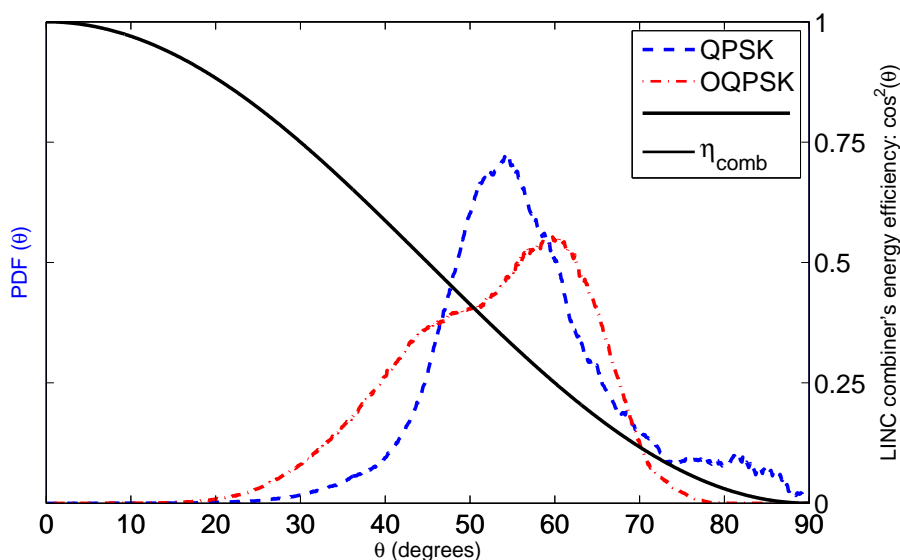


Figure 2.5: Representação da PDF do ângulo de decomposição θ para sinais OQPSK e QPSK filtrados por um RRC com 25% de *roll-off* vs eficiência de um combinador adaptado no sistema LINC.

O supramencionado problema pode ser contornado, tornando a PDF de θ mais estreita, nomeadamente, através de uma redução do nível de corte S_M tendo em conta a equação (2.9). Nesta técnica porém existe um balanço entre eficiência espectral e o PAPR de s_n implicando que ao baixar S_M ocorra um alargamento do espectro fora de banda

2. Sistemas LINC

podendo ocorrer interferências em canais adjacentes [15]. Como se mostra em [5] S_M pode ser propriamente escolhido através de uma cumulative distribution function (CDF) do sinal à entrada do LINC, a fim de se ter níveis admissíveis de degradação no sinal com *clipping*, na eficiência espectral, na taxa de sobreamostragem e ao mesmo tempo altos níveis de eficiência energética no combinador³.

Está subjacente, no que foi anteriormente explanado, que uma PDF estreita do ângulo de decomposição do LINC θ e um sinal com baixo PAPR antes do LINC são requisitos fundamentais para que haja um melhor desempenho. Para isso, será necessário aplicar uma técnica de controlo de envolvente mais adequada *à priori* da tarefa de *pulse shaping*, evitando excursões no sinal e com bons níveis de desempenho espectral. Dada a sua manifesta importância esta técnica será introduzida no próximo capítulo.

³tal como em [5] o método de post-clipping combinado com a técnica discutida no próximo capítulo consegue atingir níveis de 80% na eficiência de combinação sem comprometer os outros requisitos supracitados.

3

Ring type Magnitude Modulation em **systemas LINC**

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

Na sequência do exposto no capítulo anterior, será necessário explorar uma técnica que reduza o PAPR do sinal que alimenta o sistema LINC e que, em simultâneo, conduza a bons níveis de desempenho espectral e de eficiência de potência. Isto advém de sinais com elevado PAPR à entrada do LINC degradarem a *performance* dos HPA e dos combinadores, e consequentemente necessitarmos de mais *back-off* nos amplificadores (tal como nos lineares) e de restringirem a taxa de *oversampling* e os filtros *pulse shaping* usados (tal como o *roll-off* necessário para o RRC).

Para ultrapassar este problema e verificar todos os requisitos à entrada do LINC, neste capítulo, será apresentada uma técnica adaptativa de supressão de pico *a priori* da operação filtragem, a *Ring-type Magnitude Modulation* (RMM). Para além disso, apresentar-se-ão todos os conceitos necessários à compreensão deste método e todas as considerações práticas necessárias à sua implementação.

3.1 Princípios de *Magnitude Modulation*

De forma a realizar a redução do PAPR de sinais em transmissores de portadora única (SC) de banda-limitada, comuns em sistemas de comunicação, foi proposta no final dos anos noventa por Miller *et al.* [16] uma técnica de Magnitude Magnitude (MM). A abordagem MM é baseada num algoritmo adaptativo de remoção de picos que foi aplicado com sucesso na maioria das constelações *phase shift keying* (PSK). Este trabalho pode ser extrapolado para constelações QPSK e OQPSK [5]. Um sistema genérico de transmissão SC pode ser construído, como mostra a figura 3.1. Neste esquema, tal como a maioria dos sistemas SC, é considerada uma constelação de amplitude constante, o que faz com que a principal contribuição para o elevado PAPR e o consequente aumento do número de picos na envolvente do sinal a transmitir venha da tarefa de filtragem *pulse shaping* usando filtros RRC (limitação da largura de banda).

Então, de forma a ultrapassar este problema e, com vista a eliminar a necessidade de *back-off* do ponto de saturação dos HPA [17], podemos usar MM. Neste método aplica-se um reajustamento dos símbolos, antes da operação de filtragem corrigindo, desta forma, os picos à saída do filtro RRC.

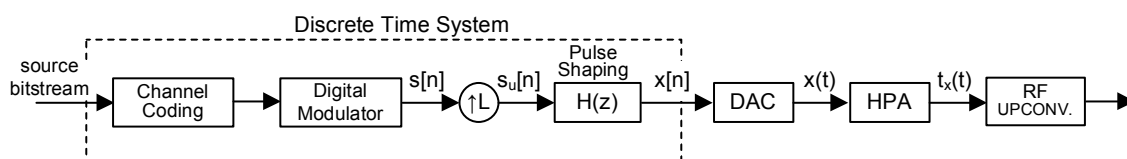


Figure 3.1: Esquema genérico para transmissores SC [2].

O processo MM encontra-se demonstrado na figura 3.2 e os seus princípios básicos

de funcionamento estão resumidos nos seguintes três passos [17]:

- Predição do efeito da operação de filtragem por um filtro RRC, de resposta a impulso $h[n]$, quando à sua entrada está a sequência $s[n]$.
- Análise da saída do filtro RRC, de forma a evitar excursões de pico e calcular o respetivos fatores de escala $m[n]$.
- Escalar cada amostra s_n , através da multiplicação do correspondente coeficiente MM m_n ¹.

Embora os passos supramencionados descrevam basicamente a técnica MM devem, contudo, ser tomadas algumas precauções na implementação de cada um deles. Na predição da saída da operação de *pulse shaping*, um conjunto de vários símbolos deve ser considerado, uma vez que não só o símbolo s_n como as suas amostras vizinhas, quando combinadas com a operação de filtragem do RRC, podem produzir picos de amplitude significativos no sinal (efeito da convolução). Fica clarividente o porquê de na figura 3.2, o sistema MM considerar os passados e futuros D símbolos de s_n e o comprimento do filtro RRC, para calcular o correspondente coeficiente m_n . Em consequência é introduzindo um atraso temporal de DT_{symp} pelo bloco que faz o MM onde T_{symp} representa a duração de símbolo.

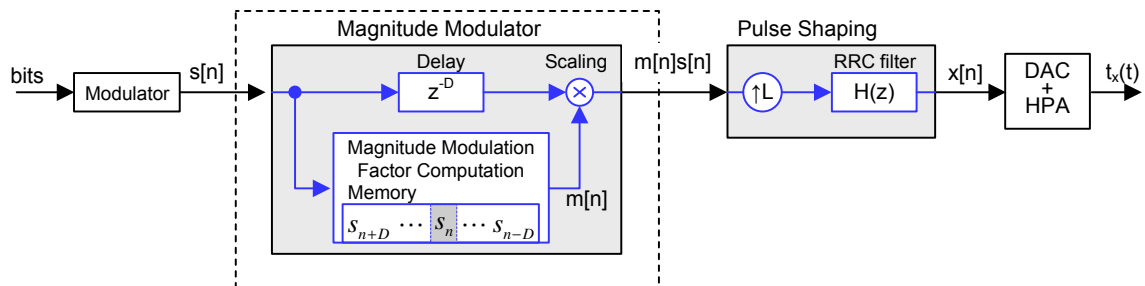


Figure 3.2: Transmissor genérico que inclui técnica de Magnitude Modulation [2, 3].

Na fase de deteção de picos, considerando a operação de sobreamostragem feita *a priori* do filtro RRC de forma a eliminar excursões excessivas do sinal, é realizada uma análise de todas as amostras onde s_n se faz sentir significativamente e é calculado o respetivo fator MM m_n . Esta operação pode ser realizada de duas maneiras: *Polar clipping* (PC) e *Rectangular clipping* (RC). Em ambas, as amostras à saída do filtro RRC são comparadas com um dado limiar A . No método PC é considerado o módulo das amostras

¹para evitar confusões $s[n]$ refere-se a uma sequência em tempo discreto e s_n a uma amostra específica no instante n . O mesmo pode-se aplicar a $m[n]$ e m_n

e comparado com um limite polar. Enquanto que no RC é considerada a componente em fase e em quadratura das amostras separadamente, e é feita uma comparação com os limites retangulares AI e AQ respectivamente. Se algum dos limites for ultrapassado, para ambas as abordagens, o coeficiente MM vai ser calculado usando $m_n = A/As$ onde AS é máximo observado no intervalo de análise. Por outro lado, se estiver tudo dentro dos limites m_n vai ter o valor de 1.

Uma abordagem semelhante pode ser realizada na operação de escala, podendo os símbolos ser recalculados de maneira *Polar* ou *Retangular*. No método *Polar scaling* (PS), cada símbolo s_n é multiplicado pelo fator obtido m_n , evitando modulação de fase, e resultando em:

$$x[n] = \left[\sum_k m[k]s[k]\delta[n - kL] \right] * h[n]. \quad (3.1)$$

Em alternativa, usando o método *rectangular scaling* (RS), ambas as amplitudes das componentes I e Q podem ser alteradas independentemente, por dois coeficientes MM distintos, m^I e m^Q , obtendo-se um controlo preciso das excursões da envolvente com a contrapartida de se adicionar alguma modulação de fase. A respetiva representação matemática é dada por

$$x[n] = \left[\sum_k m^I[k]s^I[k]\delta[n - kL] \right] * h[n] + \left[\sum_k m^Q[k]s^Q[k]\delta[n - kL] \right] * h[n]. \quad (3.2)$$

No próximo capítulo irá ser mostrado como é que o MM pode ser implementado de forma conveniente para poder ser usado num sistema de transmissão como o representado na figura 3.2 e para posteriormente ser adaptado a um sistema LINC.

3.1.1 Abordagem *Look-Up Table* (LUT)

Tal como proposto por Tomlinson et al em 2002 [4], a implementação do método MM pode ser feita calculando os coeficientes MM *à priori* por um algoritmo iterativo e guardando-os numa LUT, tal como mostra a figura 3.3.

No procedimento básico de MM, discutido anteriormente, é necessário ter em conta as D amostras vizinhas, passadas e futuras, de s_n para o correspondente cálculo do coeficiente MM m_n . O mesmo tem de ser considerado para encontrar a posição ou simplesmente para gravar na tabela uma dado coeficiente MM m_n . Assim, os fatores MM m^I e m^Q a aplicar a s_n , considerando uma abordagem retangular² como observado na figura 3.3, estão guardados em duas LUTs³ diferentes (uma para cada componente I e Q) na posição definida por $S_n = [sn - D \dots sn - 1 \quad sn \quad sn + 1 \dots sn + D]$.

²uma abordagem equivalente pode ser feita usando PC, sendo apenas necessária uma LUT, onde se aplica unicamente o símbolo da tabela em s_n

³a tabela contém todos os estados possíveis para um determinado conjunto de parâmetros

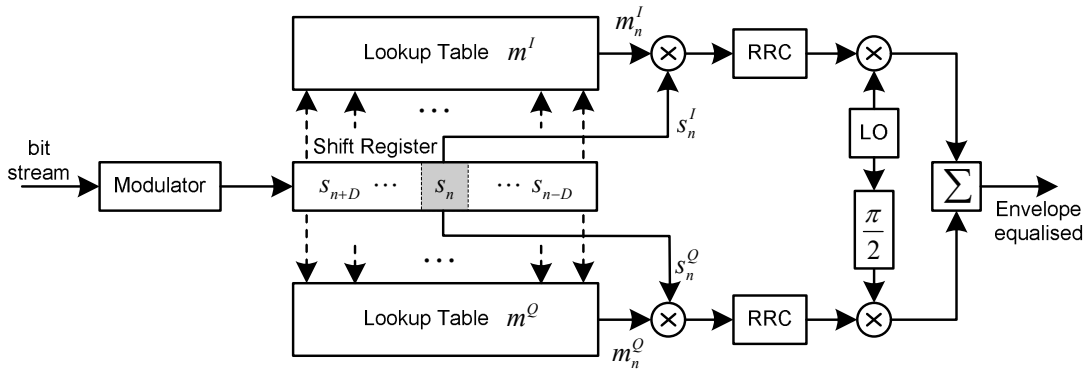


Figure 3.3: Representação de um esquema de transmissão MM empregando a abordagem LUT [2, 4].

Emulando uma transmissão em que não há ruído e em que se faz o uso do procedimento MM descrito na secção anterior, é apresentado o algoritmo 1 que calcula e guarda os fatores MM na LUT. Este algoritmo começa com um vetor unitário de coeficientes MM $m[n]$, de maneira que na primeira iteração temos o próprio sinal $s[n]$. Posteriormente, o algoritmo corre iterativamente, para cada sequência de $N = 2D + 1$ símbolos de $s[n]$, até que a condição de paragem especificada no passo 2 se verifique ou não ocorra mais *clipping*. Seguidamente, depois de se fazer o rácio das amostras do sinal MM da iteração mais recente pelas amostras correspondentes no início do processo de $s[n]$, o fator m_n é gravado na LUT na posição definida por S_n . De modo a fornecer mais detalhes, a demonstrar as diferentes abordagens de *clipping* e escala⁴ e a esclarecer todos os passos do algoritmo pode-se consultar a figura 3.4. Algumas notas devem ser feitas para que a aplicação deste procedimento corra corretamente. Os símbolos vizinhos de s_n , em cada iteração, devem ser também modelados em magnitude pelos valores atuais dos vetores m^I e m^Q de forma a assegurar que o valor final obtido para m_n^I e m_n^Q , tenha em conta o fenómeno de pre-distorção que estes podem causar na envolvente do sinal [2].

O tamanho da LUT está condicionado pela dimensão M da constelação que será filtrada pelo filtro RRC apresentado, e pelo número de amostras que o filtro alcança (duração da resposta a impulso), que neste caso coincide com os D passados e futuros símbolos de uma amostra à sua entrada. Então, uma tabela genérica irá ter M^{2D+1} coeficientes, o que faz com que a implementação deste algoritmos seja impraticável para constelações muito grandes ($M \geq 16$).

Devemos também destacar, que o cálculo da tabela pode ser acelerado com a utilização de critérios de paragem⁵, mais propriamente, fazer o algoritmo parar se na etapa de

⁴ambas as abordagens de escala e clipping irão ser usadas ao longo desta tese de forma aleatória uma vez que equivalentes conclusões podem ser retiradas de forma intuitiva para ambas.

⁵situações de ciclo infinito podem ocorrer.

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

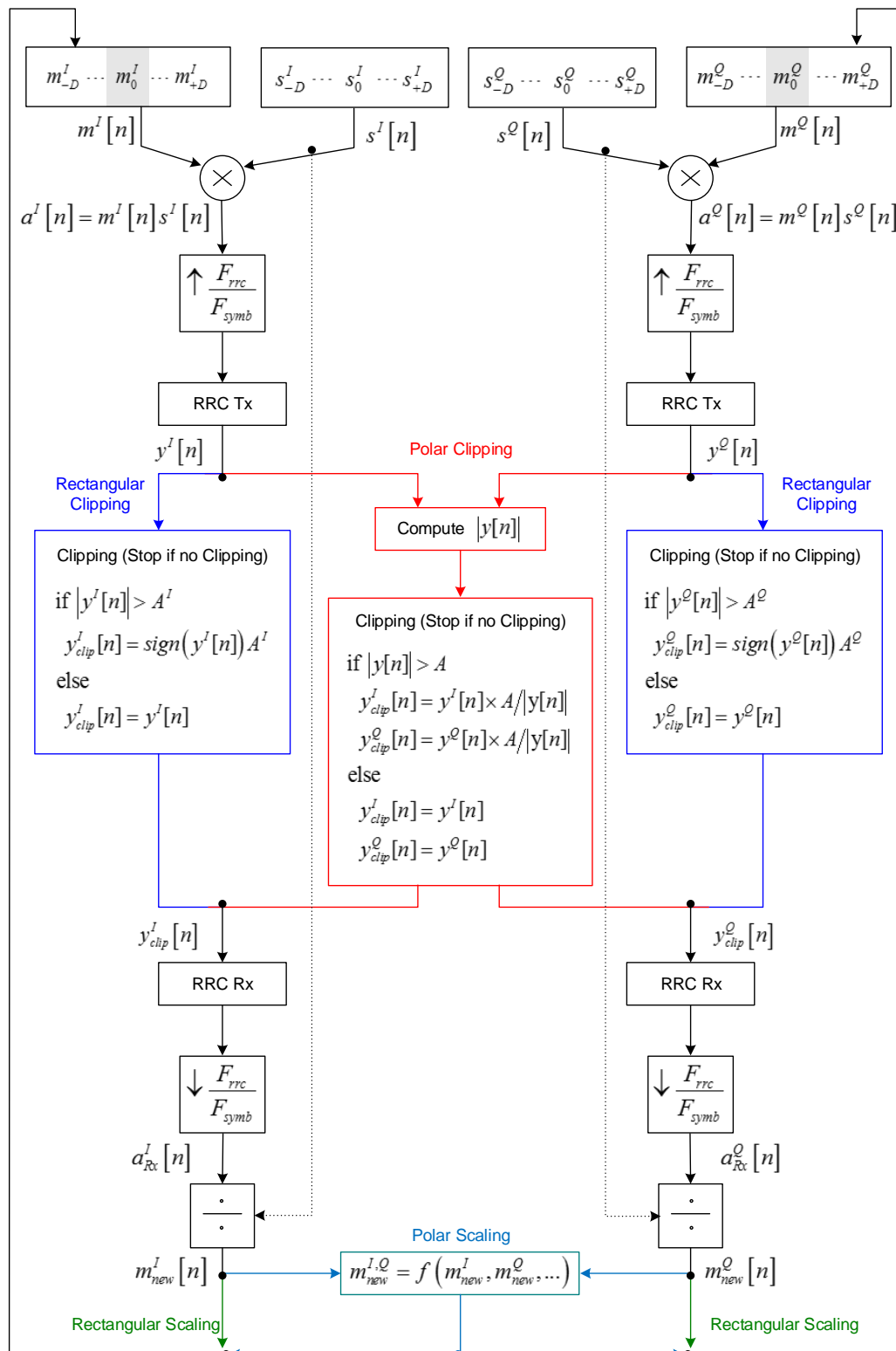


Figure 3.4: Diagrama do algoritmo que calcula os fatores MM e os guarda na LUT [2].

Algorithm 1 Algoritmo conciso para o cálculo dos coeficientes MM em LUT [2].

do {

STEP 0: Setup input data.

$$\text{Input Data} = \begin{cases} \text{Signal to be MM} & \leftarrow \text{first iteration} \\ \text{MM signal from previous iteration} & \leftarrow \text{other iterations} \end{cases}$$

STEP 1: Filter data using a RRC filter.

STEP 2: Limit the magnitude of the filtered signal to the specified threshold A.

STEP 3: Filter the resulting signal using a match RRC filter.

STEP 4: Sample the resulting signal to obtain the MM sequence corresponding to the input data.

} while (Signal limitation occurs in *STEP 2*)

STEP 5: Output the MM coefficients by performing the ratio of MM signal from the most recent iteration to the input original sequence to be MM.

deteção de picos (etapa 2) $y[n]$ estiver na vizinhança do limiar A e não diminuir o seu valor na iteração seguinte, ou simplesmente, quando um número razoável de iterações for realizado. Complementarmente, podem ser exploradas as simetrias da constelação e do filtro RRC para aumentar a rapidez de execução do algoritmo sem implementar critérios de paragem.

Embora existam outras implementações para a técnica MM, como a multistage polyphase magnitude modulation (MPMM) [17], no âmbito desta tese será considerado apenas o método LUT dado que o trabalho desenvolvido utiliza constelações OQPSK⁶. Estas devido à presença de um desfasamento entre as componentes em fase e quadratura têm uma difícil aplicação sem o recurso a tabelas. Além disso, este desfasamento faz com que os sinais OQPSK tenham um PAPR relativamente pequeno, o que diminui o ganho que o método MPMM poderia alcançar relativamente ao método LUT.

3.1.2 MM em sinais OQPSK

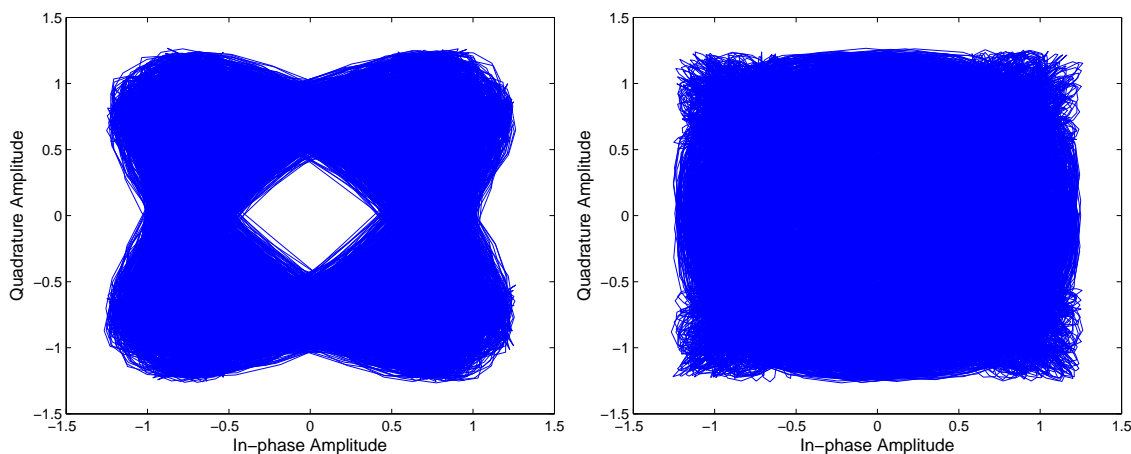
Esta secção, tem também como objetivo, clarificar a escolha de sinais OQPSK, relativamente a sinais QPSK e também a sinais de outras constelações mostrando complementarmente alguns resultados de quando se aplica MM a sinais OQPSK.

Tal como referido, constelações com um elevado número de símbolos condicionam o tamanho e a computação da tabela LUT, o que conduz à escolha de constelações peque-

⁶algumas razões para a utilização desta constelação foram evidenciadas no capítulo 2 e outras serão reveladas na secção 3.1.2.

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

nas. Dentro das constelações pequenas ($M \leq 8$), destacam-se as constelações QPSK e OQPSK que tendo amplitude constante e um pequeno número de símbolos $M=4$, conduzem a LUTs facilmente implementáveis. De forma a escolher entre os sinais QPSK e OQPSK, a utilizar à entrada dos sistemas LINC, elaboraram-se diagramas de caminhos de transição entre símbolos de ambas as constelações, que se encontram na figura 3.5. Fica claro que apesar de os sinais QPSK e OQPSK apresentarem a mesma constelação em código Gray, quando comparados para o mesmo nível de potência, o desfasamento entre as componentes I e Q das constelações OQPSK removem as indesejáveis passagens por zero entre símbolos, presentes no traçado QPSK. Isto explica-se porque os símbolos QPSK podem variar em fase 180° , de uns para outros, e nos sinais OQPSK a máxima variação que ocorre é de 90° . O desfasamento característico nos sinais OQPSK origina ainda variações mais pequenas na envolvente, porque a amplitude máxima das excursões é reduzida, e conseqüentemente é obtido um desejável PAPR menor nos sinais OQPSK quando comparados com os QPSK.



(a) Diagrama de transição de caminhos para sinais OQPSK sem MM.

(b) Diagrama de transição de caminhos para sinais QPSK sem MM.

Figure 3.5: Diagrama de caminhos de transição entre símbolos da constelação num transmissor SC, com um fator de sobreamostragem $L=8$ e um filtro RRC com 0.25 roll-off para sinais QPSK e OQPSK.

O método LUT apresentado por Tomlinson [4] pode ser aplicado a sinais OQPSK que devido ao seu baixo PAPR e à não existência de passagens por zero, origina um melhor desempenho geral do LINC. Como pode ser constatado na figura 3.6, usando MM em sinais OQPSK conseguimos baixar ainda mais o PAPR, o que permite a utilização de amplificadores com *back-off* menor nos ramos do LINC. Os resultados da figura são para uma taxa de sobreamostragem de $L = 8$ e um filtro RRC com um roll-off de 0.25 e

$D_{filtro} = 7$ símbolos⁷.

Devido às componentes I e Q estarem desfasadas nos sinais OQPSK, é intuitivo o uso da abordagem RS no MM para tratar cada uma independentemente. Todavia ape-

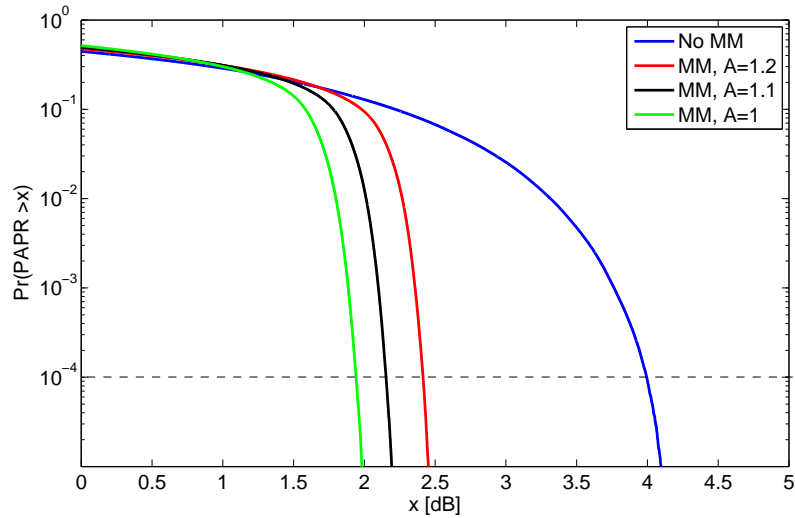


Figure 3.6: Comparação de PAPR para sinais OQPSK com e sem o uso do método LUT–MM calculada com diferentes limites A.

sar de haver uma grande redução do PAPR nos sinais OQPSK quando se aplica MM, mais de 2 dBs para uma probabilidade BER de 10^{-4} com o limite MM de $A=1$, esta não foi acompanhada a nível do desempenho espectral como mostra a figura 3.7, mesmo quando se aplicaram limites de MM mais restridentes⁸. Esta situação deve-se ao facto de excursões no limite superior da envolvente do sinal que são limitadas pelo limiar MM aparecerem realocadas, no caminho de transição entre símbolos, em valores inferiores que não apareciam quando MM não era aplicado [5]. Isto não só mantém, como pode até mesmo alargar a PDF de ângulo de decomposição θ , representado pela equação 2.9, o que consequentemente diminui a eficiência do combinador usado no LINC.

⁷Tal como D, esta variável representa os D_{filtro} símbolos futuros e passados que o filtro abrange

⁸mesmo assim os valores de largura de banda são inferiores aos apresentados se utilizássemos sinais QPSK para as mesmas condições.

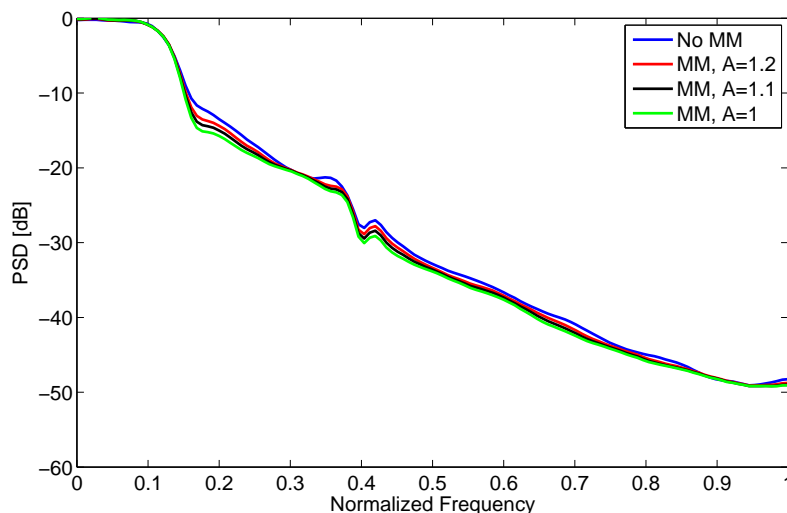


Figure 3.7: PSD do ramo LINC s_n1 quando à entrada do LINC estão sinais OQPSK com e sem o uso do método LUT-MM calculada com diferentes limites A .

O próximo capítulo apresentará uma solução para este problema tornando a técnica MM em sinais OQPSK mais adequada aos sistemas LINC.

3.2 RMM: ring type Magnitude Modulation

Como apresentado na secção anterior, a técnica LUT-MM em sinais OQPSK ainda precisa de ser refinada para potencializar ganhos na eficiência de potência do combinador do LINC, uma vez que originalmente o MM foi desenvolvido para reduzir o PAPR do sinal $x[n]$ e, conseqüentemente, baixar o *back-off* necessário dos HPAs. Nesta técnica somente era introduzida uma limitação superior no calculo da LUT, o que levava ao aparecimento de mais amostras interiores, no sinal com MM, mantendo-se uma distribuição relativamente longa dos θ . Na sequência do exposto, na secção seguinte este problema será corrigido através da inclusão de um limite inferior no algoritmo de criação da LUT-MM, adaptando assim os conceitos introduzidos no capítulo 3.1.1.

3.2.1 Algoritmo

A abordagem *ring-type Magnitude Modulation* (RMM), foi desenvolvida por A. Simões et al [5], devendo o seu nome como iremos ver, ao formato em anel do caminho de transição entre símbolos do sinal RMM depois das operações de sobreamostragem e filtragem. Um esquema similar ao usado na computação da LUT-MM do capítulo 3.1.1 é ilustrado na figura 3.8 para demonstrar a técnica RMM. Devido à elevada similaridade entre técnicas, todas as precauções referidas anteriormente devem ser consideradas. Salvaguardando porém que, supondo o algoritmo 1, uma mudança é introduzida na etapa 2 onde

3.2 RMM: ring type Magnitude Modulation

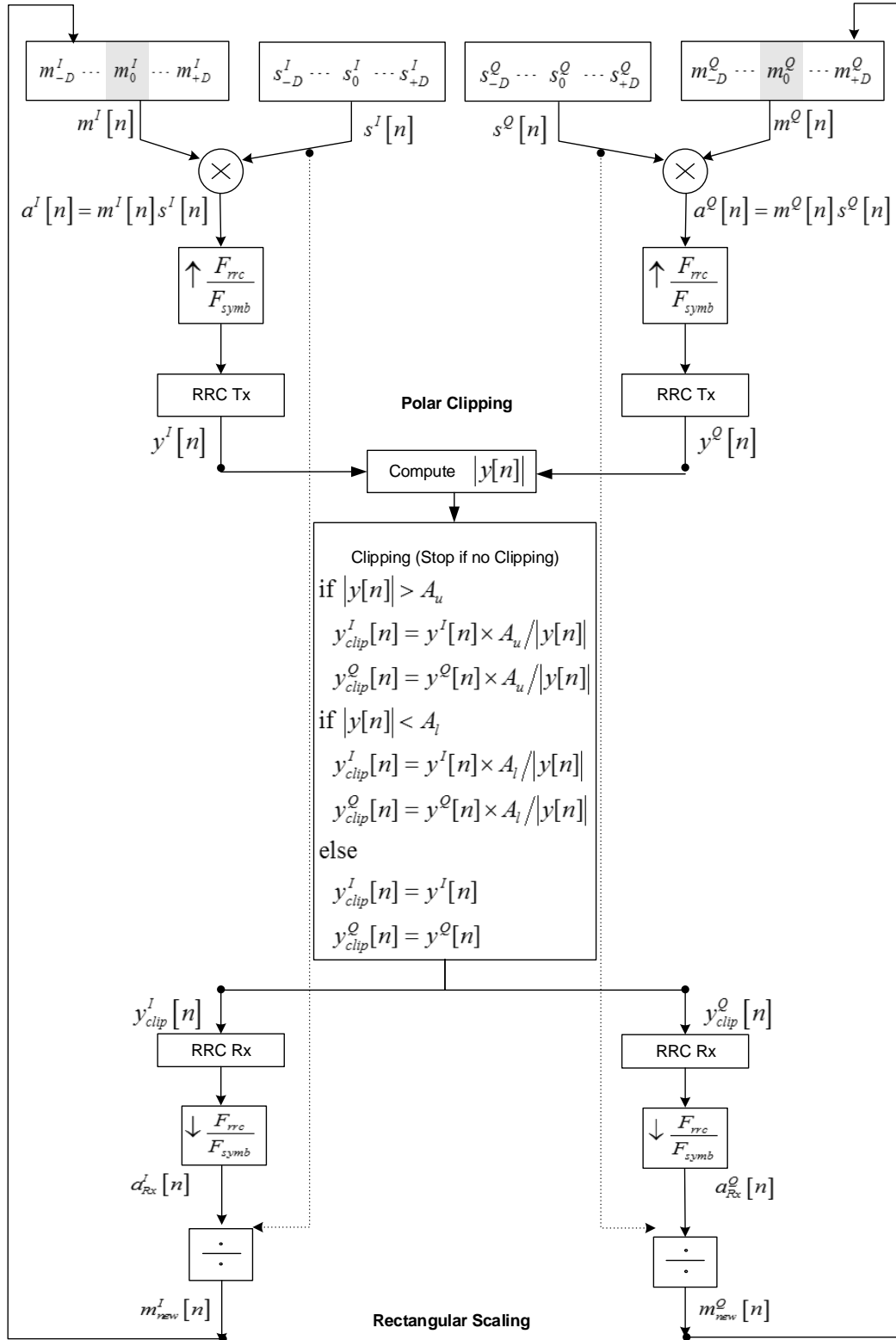


Figure 3.8: Diagrama do algoritmo que calcula os coeficientes RMM e os guarda na LUT [5].

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

se adiciona uma nova limitação polar inferior A_l para garantir que os baixos valores de amplitude do sinal modulado⁹ após filtragem por RRC não o ultrapassem. Assim a operação de *clipping* é feita para satisfazer a exigência dada por $A_l \leq y[n] \leq A_u$ e as amostras que ultrapassem estes limites são devidamente recalculadas, através da obtenção de um coeficiente RMM pela divisão da amostra sub-amostrada do sinal à saída do RRC $a_{Rx}^I[n]$ e $a_{Rx}^Q[n]$, onde se considerou o *offset* temporal presente nos sinais OQPSK no processo de amostragem, pela sequência original $a^I[n]$ e $a^Q[n]$ (paralelamente ao método descrito em [2]).

Limites superiores e inferiores polares são assim aplicados ao sinal MM que devido ao desfasamento característico entre I e Q dos sinais OQPSK, apresenta um coeficiente MM diferente para cada componente, proporcionando um controlo mais preciso da envolvente e fazendo com que esta abordagem seja classificada como *polar clipping-rectangular scaling*. No contexto deste método e respeitando a notação da figura 3.8, o desfasamento da técnica OQPSK é introduzido antes de se fazer a filtragem RRC e antes da operação de PC, sendo traduzido por $y[n] = y^I[n] + y^Q[n - L/2]$.

Durante o procedimento da construção da tabela são usadas novamente sequências de símbolos com o comprimento $2D + 1$ para se calcular o fator RMM m_n que corresponde a s_n , não se considerando assim s_n sozinho, o que permite um bom controlo da envolvente do sinal [5]. No entanto, o número que correspondente às $2D$ amostras que afetam m_n deve ser escolhido adequadamente, uma vez que quando A_l e A_u são mais restritivos, existem situações em que a envolvente pode ultrapassar ambos os limites.

Estando o algoritmo explicado, seguidamente, vai ser abordada a forma como deve ser feita a escolha dos limites de amplitude A_l e A_u .

3.2.2 Sistema de transmissão RMM LINC

Tendo o método RMM sido criado com o propósito de obter bons desempenhos nos sistemas LINC, é de esperar que a seleção dos limites A_l e A_u seja feita num transmissor LINC RMM. Com esse propósito, é considerado um transmissor igual ao da figura 3.9, onde é usado um modulador OQPSK, um filtro RRC com 25% de roll-off, uma taxa de oversampling $L = 8$, RMM-LUTs, combinador Wilkinson no LINC e o código de controlo de erros de canal LDPC [18] (1680,640). A escolha de A_l e A_u deve ser feita de forma a fornecer elevados níveis de eficiência na operação de combinação do LINC sem esquecer que este sistema também tem de apresentar um bom desempenho de linearidade e da PSD à sua saída. Para isso, de forma a fazer uma pré-escolha de valores aceitáveis para os limites MM de amplitude é feita uma *cumulative distribution function* (CDF)

⁹que resulta da combinação de $y^I[n]$ e $y^Q[n]$, considerando a notação da figura 3.8.

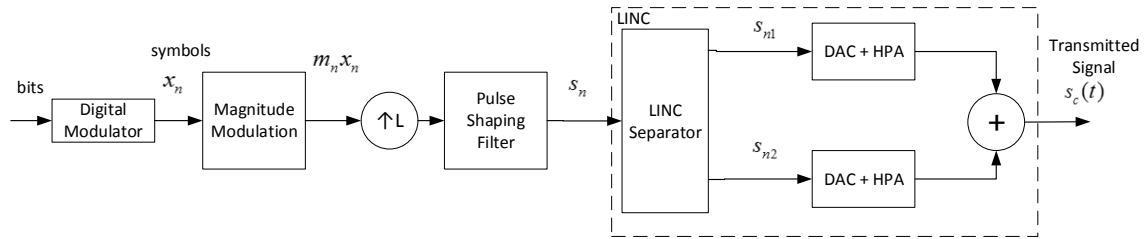


Figure 3.9: Esquema genérico de um transmissor MM LINC [5].

do sinal OQPSK depois de este ser filtrado por um RRC (sem MM), onde os valores que apenas cortam uma parte relativamente pequena de amostras devem ser considerados. Por observação da figura 3.10, podemos escolher para limites inferiores 0.7, 0.8 e 0.9 que correspondem a reajustamentos, respetivamente, 10 %, 25%, 40% das amostras do sinal considerado. Da mesma maneira, escolhendo para limite superior 1.3, 1.2, 1.1 implica ajustar pelo menos 10%, 20% e 30% das amostras. Combinando os limites inferiores obtidos com

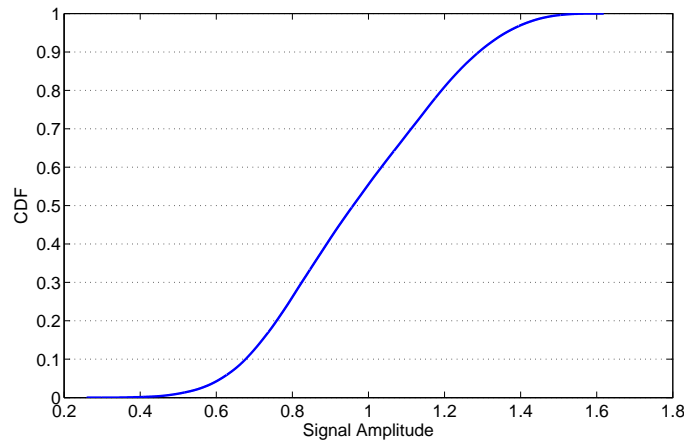


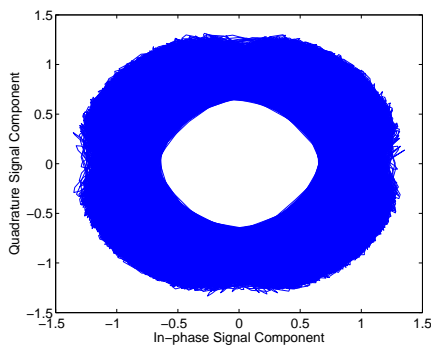
Figure 3.10: CDF de um sinal OQPSK filtrado por um filtro RRC (sem RMM).

os superiores, diferentes conjuntos de A_u e A_l podem ser gerados. Para avaliar os efeitos produzidos por estes conjuntos, são calculadas as respetivas *LUTs* – RMM e aplicadas ao transmissor no bloco MM, de forma a obtermos uma performance de BER, através de canais com ruído gaussiano aditivo (AWGN) para diferentes valores de¹⁰ E_b/N_0 , e a PSD do sinal de saída do LINC (que em conjunto mostram como o RMM juntamente com o LINC afetam a performance da transmissão desejável). Complementarmente, para esta avaliação pode ainda ser feito um diagrama de transição de caminhos entre os diferentes símbolos do sinal modulado $s[n]$ (para perceber como o RMM transforma o sinal OQPSK) e a PDF do ângulo de decomposição θ (que em conjunto com a equação 2.12 permite o cálculo da eficiência média do combinador).

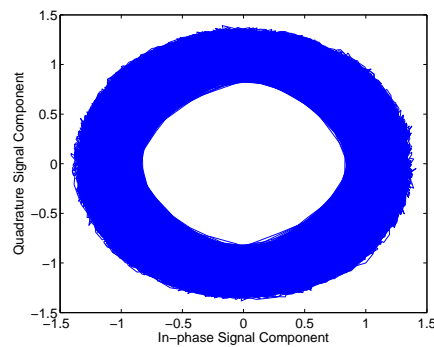
¹⁰ E_b/N_0 representa o rácio entre a energia por bit e a densidade de potência do ruído

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

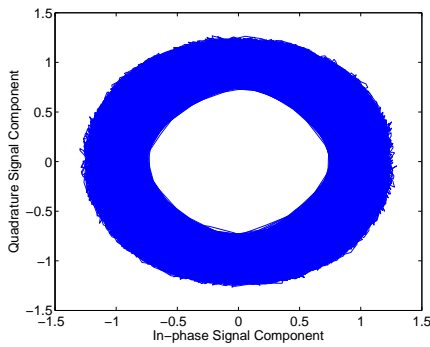
Aplicando assim as várias RMM-LUTs para reajustar um sinal OQPSK de potência unitária, podem ser desenhados os diferentes diagramas de transição de caminhos, observados na figura 3.11 onde o sinal é considerado *à posteriori* da operação de filtragem. Utilizando os diferentes diagramas e comparando-os com o do sinal OQPSK sem MM da figura 3.5a, podemos inferir que o problema do aparecimento de maior concentração de novos valores nas amostras interiores, quando só se aplica apenas limites superiores, foi resolvido e que a maioria dos valores se encontra confinado dentro dos limites definidos. Também pode ser visto, como foi dito na introdução do capítulo, que o nome da técnica provém do formato em anel apresentado pelos diferentes diagramas.



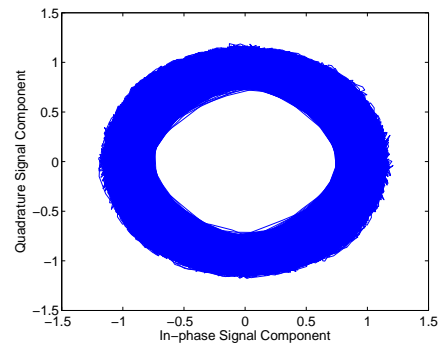
(a) *Conjunto #1* : $A_l = 0.7$ e $A_u = 1.3$.



(b) *Conjunto #2* : $A_l = 0.9$ e $A_u = 1.3$.



(c) *Conjunto #3* : $A_l = 0.8$ e $A_u = 1.2$.



(d) *Conjunto #4* : $A_l = 0.8$ e $A_u = 1.1$.

Figure 3.11: Diagrama de caminhos de transição entre símbolos RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM.

Seguidamente, uma vez confirmada com sucesso a aplicação de RMM, podemos ver na figura 3.12 como a estrutura em anel do sinal obtido influencia a PDF do ângulo de decomposição no LINC θ e, posteriormente, avaliar a eficiência de potência do combinator. Foi construída a tabela 3.1 com todos os resultados que faltam à avaliação supracitada, com base nos gráficos e tabelas de [5], e procedeu-se a uma escolha ponderada para os limites A_u e A_l . Após a análise da referida tabela, concluiu-se que a um sinal com um anel mais fino corresponde um valor inferior de PAPR, tal como mostra a col-

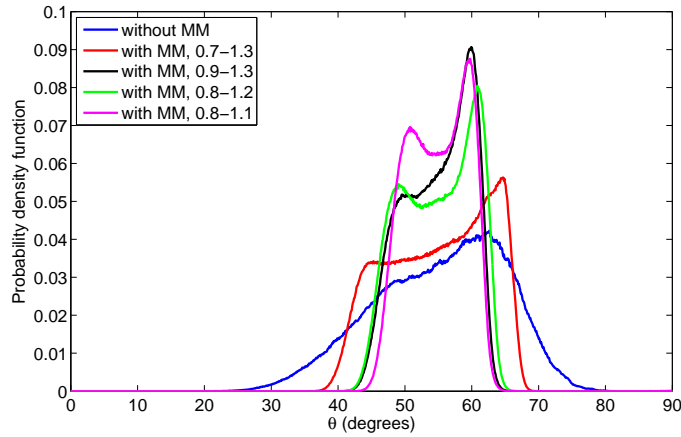


Figure 3.12: PDF do ângulo de decomposição θ de sinais RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM e para situação de apenas OQPSK.

una da tabela 3.1 que diz respeito aos valores do PAPR para os diferentes conjuntos de limites MM. Também se pode verificar uma grande redução dos valores de PAPR comparado com o caso sem MM com os RMM, onde um ganho de cerca de 2 dB é conseguido para a probabilidade de BER 10^{-4} . Usando agora os resultados de BER, podemos quantificar as perdas obtidas pela introdução da distorção MM no sistema, verificando-se uma degradação de cerca de 1.1 dB no pior dos casos. Seguidamente, para avaliar os benefícios de incluir a técnica RMM no sistema, foi realizado o cálculo do *net back-off gain* [5], subtraindo aos ganhos conseguidos no PAPR as perdas obtidas no desempenho BER, como se expressa em

$$Gain = (PAPR_{NoMM} - PAPR_{RMM}) - [Eb/NO_{RMM}(@BER) - Eb/NO_{NoMM}(@BER)]. \quad (3.3)$$

Verifica-se ainda um aumento da eficiência média de potência de combinação quando aplicado RMM de 13% a 23%, devido à concentração da distribuição de valores da PDF de θ . Por fim, de modo a fazer a melhor escolha dos parâmetros de amplitude MM basta olhar para as colunas referentes ao *net back-off gain* e à eficiência média do combinador LINC, de onde é escolhido o conjunto#4 $A_l = 0.8$ e $A_u = 1.1$ respeitando a notação da figura 3.11, devido a dar-se mais importância ao maior nível de eficiência conseguido 63.5%. Estes limites apresentam também um *net back-off gain* de 0.9 dB e o menor alargamento espectral tanto nos ramos de amplificação como à saída do LINC.

No [19] foi mostrado que desequilíbrios de ganho e fase entre os ramos de amplificação podem originar degradações no desempenho de BER e nos valores do espectro fora de banda, para níveis que podem eliminar os ganhos obtidos anteriormente. É de destacar que se as propriedades do filtro RRC, ou a taxa de oversampling ou até mesmo se modificarmos o modelador digital, um estudo semelhante ao realizado deve ser novamente feito

3. Ring type Magnitude Modulation em sistemas LINC

Table 3.1: Tabela com o resumo dos resultados da avaliação que permite escolher o melhor conjunto de limites RMM para sinais OQPSK de modo a alimentar um sistema LINC.

Set	$PAPR@10^{-4}$	$E_b/N_0@BER = 10^{-4}$	Net back-off gain	$\bar{\eta}_{comb}$
No MM	3.995 dB	1.805 dB	-	39.9%
#1	2.779 dB	2.043 dB	0.978 dB	52.7%
#2	2.219 dB	2.657 dB	0.924 dB	60.0%
#3	2.236 dB	2.526 dB	1.038 dB	59.8%
#4	1.969 dB	2.931 dB	0.900 dB	63.5%

para escolher os limites RMM desejados.

O sinal reconstruído à saída do LINC, nos casos em que se usou RMM, supondo ramos balanceados e combinação perfeita, apresenta um espectro quase idêntico ao do caso OQPSK. Contudo, nos ramos do LINC, o RMM nos sinais OQPSK reduz o alargamento espectral sendo necessário acomodar uma menor largura de banda por parte dos NL-HPA usados no LINC.

Os resultados e conclusões obtidos neste capítulo vão servir como base para as experiências realizadas nos próximos capítulos, onde sempre que se usar RMM vamos considerar os limites de amplitude do conjunto #4.

4

Combinador Chireix

4. Combinador Chireix

No capítulo 2 concluímos que as características do combinador de sinais utilizado no sistema LINC condicionam o seu desempenho geral. Mais especificamente, analisando o desempenho do sistema usando um combinador Wilkinson, para aumentar a sua performance a nível de eficiência energética, a PDF do sinal à entrada do LINC deve ser concentrada em torno de pequenos valores¹ de θ , resultando num sinal com baixo PAPR. Em alternativa, podemos deslocar a curva de eficiência do combinador para valores onde θ está mais concentrado [1]. No entanto, não só a experiência realizada no capítulo 2, como outras, nomeadamente a MILC (conceito LINC alterado [20]), mostram que os combinadores adaptados puramente resistivos, embora apresentem bons níveis de linearidade, limitam o desempenho dos níveis energéticos do sistema LINC [1]. Um dos conceitos supramencionado foi desenvolvido no capítulo 3 onde alteramos o sinal modelado x_n com RMM o que levou a ganhos na resposta espectral e de eficiência de potência. Considerando estes ganhos e explorando a segunda linha de pensamento apresentada, neste capítulo será avaliada uma técnica que utiliza um modelo de combinador diferente, designado por combinador Chireix (incluído na classe de combinadores não adaptados).

4.1 Modelo do combinador Chireix

O combinador Chireix, incluído na categoria de combinadores *outphasing* sem perdas e não adaptado, caracteriza-se por não ter a resistência isolada que está presente nos combinadores adaptados onde a energia é dissipada. Tipicamente é constituído por duas linhas de transmissão de um quarto de comprimento de onda, uma junção em T e uma reactância de valores opostos à entrada de cada linha de transmissão (cada ramo), onde Z_c representa a impedância característica da linha de transmissão $\frac{\lambda}{4}$, Z_o a impedância da carga de saída e B a magnitude da susceptância dos elementos *shunt* do combinador normalmente denominados de *stubs*. De referir que B pode ser obtido através de diferentes maneiras como sejam, a utilização de indutâncias, capacitâncias e *stubs*² de circuito aberto ou circuito fechado. Para melhorar a eficiência energética, ainda que tal origine alguma perda de linearidade [1], os *stubs* são introduzidos com valores opostos em cada um dos ramos do combinador. Isto permite que a parte imaginária vista pela saída do amplificador se cancele para uma potência de *back-off* definida. Esta descrição é ilustrada na figura 4.1 onde se pode ver um sistema LINC com um combinador Chireix.

A implementação do combinador Chireix pode ser feita recorrendo à simplificação do modelo proposto em [21, 22] e apresentada em [9]. Esta simplificação contém uma

¹pequenos valores de θ que correspondem a picos do sinal e conseqüentemente a altos níveis de eficiência, como podemos ver na equação 2.11.

²Notar que a impedância característica da linha stub pode ter um valor diferente de Z_c desde que esta e o comprimento do *shunt* produzam precisamente um susceptância $\pm jB$ [9].

abordagem matemática simples para a eficiência instantânea de potência e para a tensão de saída tendo em conta não só os níveis de distorção observados mas também a natureza não isolada, não adaptada e a fenômenos de reflexão presentes no combinador Chireix.

Usando o par de equações (2.5)–(2.6) que definem a operação de separação do LINC, o ângulo de decomposição θ definido em (2.9) e suprimindo a fase do sinal à entrada do LINC³, a expressão da tensão de saída apresentada em [9] é dada por

$$V_0 = \frac{2yG \cos(\gamma)}{1 + 2y^2 \cos^2(\gamma)} r_{max} \cos(\theta - \gamma) \quad (4.1)$$

onde $y = \frac{Z_0}{Z_c} = \frac{1}{z_c}$ é a admitância característica normalizada⁴ da linha dos combinadores, $\gamma = \arctan(B \cdot Z_0)$ é o comprimento elétrico do stub usado e G representa o ganho do amplificador que no contexto deste trabalho é considerado um (amplificação sem perdas). Devido à impedância de entrada do Chireix não estar adaptada, a envolvente constante característica de sinais à entrada do bloco de combinação é perdida à saída [9]. Fica também claro que através de (4.1) a dependência da saída do ângulo de decomposição θ e da estrutura do combinador, nomeadamente do comprimento elétrico do *stub* γ , onde θ representa a componente linear do combinador e γ o termo responsável pela não linearidade.

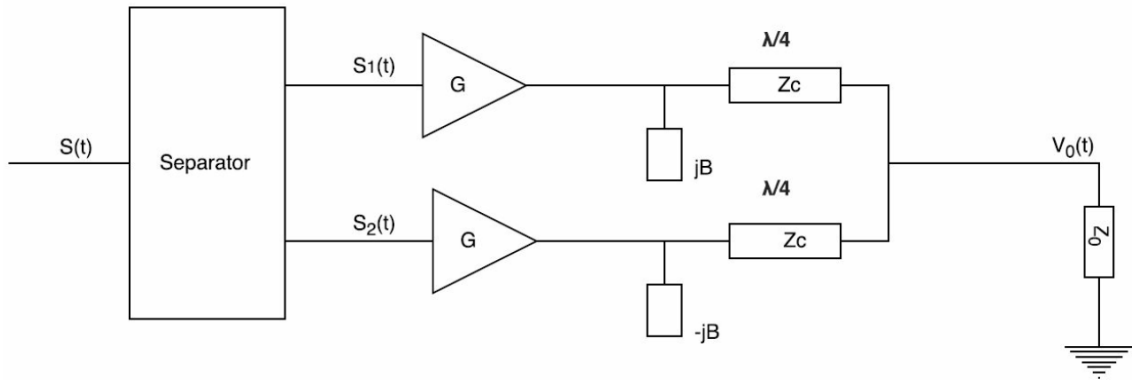


Figure 4.1: Esquema genérico de um sistema LINC contendo um combinador Chireix.

Uma vez definida a expressão de saída do combinador Chireix, avançamos para a eficiência de potência instantânea dada pela admitância característica da linha do combinador y , pelo comprimento elétrico do *stub* γ e pelo ângulo de decomposição do sistema LINC θ e representada na forma

$$\eta(\gamma, \theta) = \frac{8y^2 \cos^2(\gamma)}{(1 + 2y^2 \cos^2(\gamma))^2} \cos^2(\theta - \gamma). \quad (4.2)$$

³pode ser facilmente adicionada através de multiplicação na expressão resultante

⁴intuitivamente z_c é a impedância característica normalizada da linha do combinador

4. Combinador Chireix

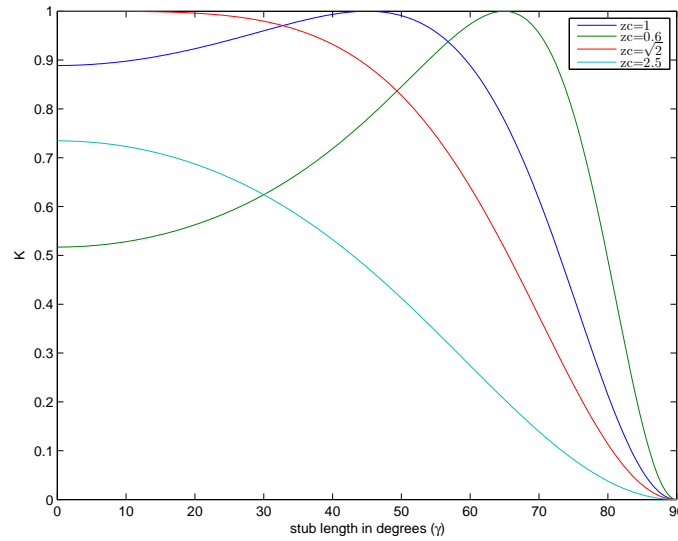


Figure 4.2: Representação dos valores de K para diferentes valores de z_c em função de γ .

É visível alguma semelhança entre as expressões da tensão de saída e da eficiência do combinador Chireix onde se pode verificar o efeito introduzido pelos *stubs* do Chireix representado pelo aparecimento do termo $-\gamma$ no argumento do \cos , facto que não acontece quando comparamos com os combinadores adaptados. Sabendo que estes têm como expressão 2.11, podemos constatar que os combinadores Chireix com *stubs* introduzem um desfasamento na eficiência instantânea, dado pelo comprimento elétrico do respetivo *stub* γ . Como pretendido, este efeito pode ser utilizado para deslocar a curva da eficiência instantânea do combinador para os valores mais comuns de θ . Assim, para obtermos um aumento de eficiência, é evidente pela equação (4.2), que uma escolha correta de z_c e γ tem de ser feita. Para isso e projetando um combinador Chireix com os componentes ideais, podemos dividir a equação (4.2) em dois termos [9], ficando na forma

$$\eta(\gamma, \theta) = K \cos^2(\theta - \gamma). \quad (4.3)$$

onde se irá maximizar cada um separadamente.

Começando pelo termo K e aplicando uma simples mudança de variável $y = \frac{1}{z_c}$, vem que

$$K = \frac{8z_c^2 \cos^2(\gamma)}{(z_c^2 + 2 \cos^2(\gamma))^2}. \quad (4.4)$$

Partindo da equação (4.4) facilmente se obtém uma representação dos valores de K versus γ para diferentes z_c representada na figura 4.2. Da análise gráfica podemos concluir que escolhendo cuidadosamente os termos z_c e γ obtêm-se o valor 1 para K que corresponde ao valor máximo. Juntamente, combinando K nessa situação com o termo $\cos^2(\theta - \gamma)$ conseguimos atingir uma eficiência instantânea de 100% no combinador. A escolha do

valor da impedância característica normalizada dos ramos de combinação z_c também consegue ser delimitada através das curvas da figura 4.2, onde se constata que o seu valor tem que ser menor ou igual a $\sqrt{2}$ porque a área limitada pelas curvas é menor para valores superiores a este limite. No entanto, diminuindo o valor de z_c , o máximo observado em K é deslocado para valores superiores de θ correspondentes a menores níveis de potência do sinal de entrada. Para complementar estes resultados pode ser efetuada uma análise matemática de modo a descobrir o valor de z_c que maximiza a função K , utilizando uma simples derivação em ordem a z_c . Igualando essa derivada a zero, conclui-se [9] que

$$z_c = \sqrt{2} \cos(\gamma). \quad (4.5)$$

O valor obtido em (4.5), não só confirma que $z_c \leq \sqrt{2}$ mas também mostra a relação entre z_c e γ para atingir o máximo K . Se considerarmos também que $\gamma = \theta$ no segundo termo da equação 4.2, então a marca de 100% é conseguida para a eficiência de combinação.

Fica claro que aquando do projeto do combinador Chireix, primeiro faz-se uma escolha específica do valor de γ e posteriormente usa-se esse valor para calcular z_c . Para esse fim consideramos o outro fator da equação (4.2), $\cos^2(\theta - \gamma)$, que juntamente com a PDF do ângulo de decomposição θ irá originar uma abordagem mais precisa que a apresentada em [9], onde apenas se identificava o valor médio do sinal à entrada do LINC e se calculava o correspondente valor de θ e se igualava γ a esse θ .

Esta nova abordagem usa a PDF do ângulo de decomposição θ de forma a encontrar o valor de γ que maximiza o valor esperado \mathbb{E} de $\cos^2(\theta - \gamma)$ em função a θ , que pode ser representado matematicamente da seguinte forma

$$\max_{\gamma} \mathbb{E}_{\theta} [\cos^2(\theta - \gamma)] \Leftrightarrow \max_{\gamma} \int \cos^2(\theta - \gamma) p_{\theta}(\theta) d\theta \quad (4.6)$$

Para maximizar K , podemos calcular o valor de z_c , determinando a derivada em ordem a γ em (4.6) e, posteriormente, igualando-a a zero. Como neste caso, é igual fazer a derivada primeiro e a integração depois, ou vice-versa, a forma simplificada da equação (4.6) pode ser obtida e o valor pretendido de γ encontrado, ou seja,

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\gamma} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(\theta - \gamma) p_{\theta}(\theta) d\theta = 0 &\Leftrightarrow \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(2(\theta - \gamma)) p_{\theta}(\theta) d\theta = 0 \\ \Leftrightarrow {}^5 \cos(2\gamma) \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(2\theta) p_{\theta}(\theta) d\theta - \sin(2\gamma) \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(2\theta) p_{\theta}(\theta) d\theta &= 0. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Para averiguar se o valor obtido de γ corresponde a um máximo, o resultado da segunda derivada em ordem a γ da expressão (4.6) tem de ser negativo para o valor encontrado [23]. Confirmando-se, estamos na presença do γ pretendido. Aplicando (4.5) e o γ encontrado,

⁵ $\sin(2(x - y)) = \sin(2x)\cos(2y) - \sin(2y)\cos(2x)$.

4. Combinador Chireix

facilmente se projeta o combinador Chireix que irá trazer a máxima eficiência média de potência ao sistema LINC para um dado sinal na sua entrada através da operação de deslocamento apresentada.

No entanto, como $\theta = 0$ corresponde a valores pico na entrada do LINC, sinais que tenham um elevado PAPR irão precisar de menores impedâncias características z_c , o que é pouco desejável uma vez que observando as expressões de tensão em [9] se conclui que stubs eletricamente mais longos correspondem a valores de z_c menores que são, consequentemente, menos lineares.

4.2 RMM para sistemas LINC com combinadores Chireix

Tendo como foco a linearidade e a eficiência dos sistemas LINC usando combinadores Chireix, nesta secção, é aplicada a técnica RMM aos sinais antes da operação de filtragem uma vez que como visto no capítulo 3, esta reduz significativamente o PAPR do sinal após o filtro RRC e, ao mesmo tempo, limita o espectro fora de banda. Consequentemente, o sinal à entrada do LINC terá uma correspondente PDF de θ mais comprimida o que irá levar a uma melhor eficiência de potência média de combinação e um melhor desempenho do bloco amplificação do LINC.

Com este propósito um sistema de transmissão similar ao representado na figura 3.9 é considerado, utilizando um combinador Chireix no bloco LINC. A abordagem do RMM usada neste transmissor é a apresentada na secção 3.2.2 e a implementação do Chireix no LINC segue o procedimento descrito em 4.1.

As simulações feitas para este sistema de transmissão modificado, utilizam também um modelador digital OQPSK, um filtro RRC com fator roll-off de 0.25, uma taxa de sobreamostragem de $L = 8$, um conjunto de limites RMM⁶ $Al = 0.8, Au = 1.1$ e um código de controlo de erros de canal do tipo LDPC [18] (1680, 840).

4.2.1 Resultados das Simulações

De forma a avaliar o desempenho deste novo transmissor, o sistema LINC que usa combinadores Wilkinson, com e sem RMM *à priori*, foi considerado para termos de referência. Adicionalmente, de forma a elevar os níveis de eficiência do combinador adaptado, foi utilizada a técnica de *clipping* após filtragem no LINC com parâmetro $SM = 1$, apresentada na secção 2.2.2, no caso em se aplicou RMM [5].

Os resultados do desempenho a nível do BER foram avaliados num canal AWGN para diferentes valores de E_b/N_0 e estão representados na figura 4.3. Uma degradação do BER

⁶não sendo aplicadas alterações antes do LINC no transmissor o PAPR, a CDF e o caminho de transição em forma de anel são os mesmo presentes em [5].

4.2 RMM para sistemas LINC com combinadores Chireix

é visível quando o combinador Chireix é utilizado para o sinal OQPSK ou para o sinal OQPSK com RMM, mesmo quando a técnica de *clipping* após filtragem é implementada. Este resultado é esperado devido a alguma não linearidade característica do Chireix. Porém esta degradação não é superior a 0.25dB para $BER = 10^{-4}$ quando comparada com o combinador Wilkinson que apresenta melhores valores de eficiência como iremos ver.

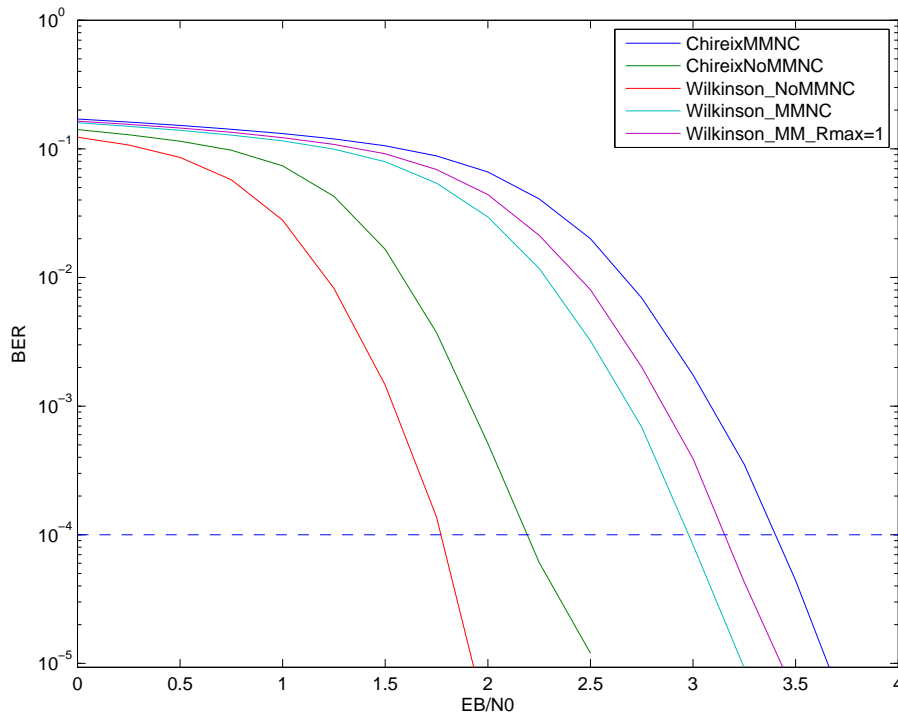


Figure 4.3: Desempenho de BER em canais AWGN para transmissores com e sem RMM que usam código LDPC para diferentes combinadores no sistema LINC.

A figura 4.4 mostra o espectro de potência do sinal recombinao à saída do LINC onde ao aplicar-se o Chireix, ocorre um alargamento espectral, quando comparado com Wilkinson, como podemos ver nos casos sem RMM. De destacar que, como esperado, a técnica RMM não só reduziu com sucesso o alargamento espectral introduzido pelo Chireix, em valores de frequência normalizada de 0.7 para 0.4 em -40 dB, mas também reduziu para níveis inferiores aos apresentados pelo sistema LINC com combinador Wilkinson com *clipping* e RMM ($f \leq 0.45$). Mais uma vez, usando os casos Wilkinson com e sem RMM, se pode confirmar que a técnica de RMM mantém a largura de banda do sistema e pode até contribuir para a sua redução.

Os parâmetros básicos de Chireix, obtidos nestas simulações, foram $z_c = 1.079$, $\gamma = 40.24^\circ$ quando se usa RMM antes do LINC e $z_c = 0.8564$, $\gamma = 52.71^\circ$ para o caso que apresenta o sinal OQPSK diretamente. Confirmou-se, então, que os *stubs* eletricamente mais longos correspondem aos casos menos lineares e, conseqüentemente, com um es-

4. Combinador Chireix

pectro mais largo.

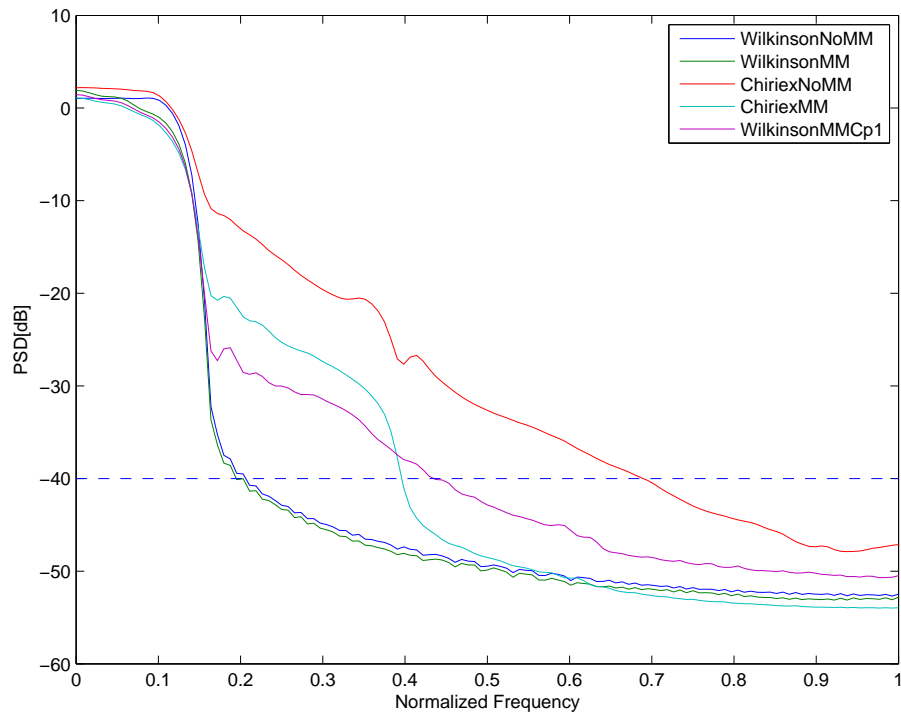


Figure 4.4: PSD do sinal reconstruído à saída do LINC para transmissores com e sem RMM que usam código LDPC para diferentes combinadores no sistema LINC.

Avaliando o desempenho da eficiência de potência média dos combinadores, aplicou-se à expressão (4.2), uma abordagem semelhante à feita no capítulo 2.2.2 à equação 2.12, e utilizou-se novamente as expressões 2.12 e 2.9. Os resultados de todos os casos considerados estão representados na tabela 4.1, onde um ganho de quase 11.5% foi alcançado no melhor caso do combinador Chireix quando comparado com o melhor valor obtido para os combinadores adaptados. Destaca-se também que o ganho da utilização de RMM no Chireix não é tão elevado, a níveis de eficiência de potência, devido à técnica de deslocamento da curva da eficiência introduzida pelo Chireix, por ela própria, para sinais OQPSK ter um elevado desempenho.

Assim, visto que o PAPR do sinal à entrada do LINC, que os problemas de não-linearidade e de alargamento espectral foram reduzidos e que foi obtida uma eficiência de combinação média de aproximadamente 0.98, apesar de uma pequena degradação do BER, a combinação de RMM com a nova técnica de projeto de Chireix mostrou ter um elevado desempenho.

Table 4.1: Tabela das diferentes eficiências de potência do combinador para diferentes configurações do LINC com sinais OQSPK com e sem RMM à sua entrada.

Methods/Combiners	Efficiency of Combiner
WilkinsonNoMMNoclip	0.3761
WilkinsonMMNoClip	0.5798
WilkinsonMMClip_SM=1.0	0.8774
ChireixNoMMNoClip	0.9660
ChireixMMNoClip	0.9832

4. Combinador Chireix

5

Técnicas de descodificação iterativa para transmissores RMM LINC

5. Técnicas de descodificação iterativa para transmissores RMM LINC

Embora a técnica RMM melhore a resposta geral a nível do alargamento espectral e de potência do sistema LINC e, em simultâneo, reduza o PAPR do sinal à sua entrada, verifica-se uma degradação do desempenho a nível do BER em canais AWGN devido à distorção introduzida pelo MM. Consequentemente, ocorre uma redução do *net back-off gain* descrito por (3.3), que poderia ser alcançado, o que reduz os ganhos energéticos do sistema.

Neste contexto, pretende-se baixar as perdas a nível de BER em canais AWGN, permitindo uma transmissão fiável despendendo menos energia, e quase mantendo inalterado o transmissor usado no capítulo 3.2.2, figura 3.9, de forma a conservar os ganhos conseguidos. Neste capítulo, irá ser apresentado um novo recetor com a introdução de uma técnica iterativa de descodificação e novas abordagens para o cálculo dos *log likelihood ratios* (LLR).

5.1 Conceitos fundamentais e premissas de recetores

Quando se utiliza modulação QPSK, uma possível representação em código Gray para a constelação¹ de x_n , considerando que este apresenta potência unitária, é $x_n = \left[(1+j)/\sqrt{2}; (-1+j)/\sqrt{2}; (-1-j)/\sqrt{2}; (1-j)/\sqrt{2} \right]$ [24] e encontra-se representada na forma gráfica na figura 5.1.

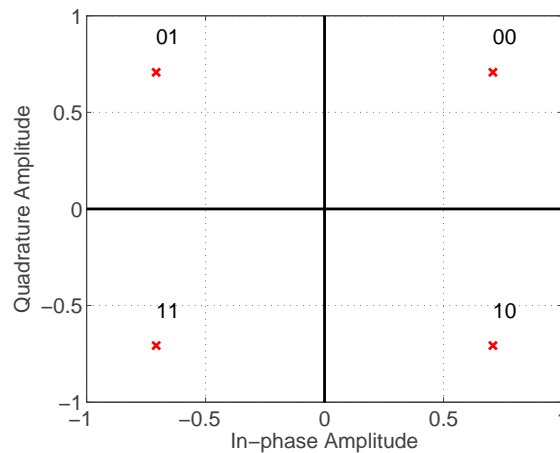


Figure 5.1: Constelação OQPSK em código Gray, considerando potência unitária [5].

Podendo obter-se um sinal OQPSK através de um QPSK por uma operação de deslocamento de fase, e considerando que x_n foi modulado em magnitude pelo coeficiente $m \in [m_I, m_Q]$ armazenado na LUT-RMM, a transmissão através de um canal AWGN onde z é a variável aleatória do ruído gaussiano com média zero e variância complexa σ_z^2 ,

¹ambos os sinais OQPSK e QPSK têm a mesma constelação

5.1 Conceitos fundamentais e premissas de recetores

resulta na representação genérica dos símbolos à saída do filtro adaptado do recetor em $y_{rx} = mx_n + z$.

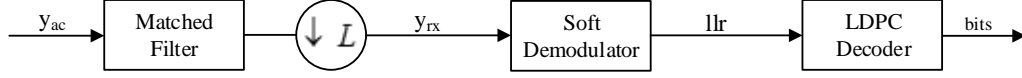


Figure 5.2: Esquema genérico de uma estrutura de receção.

Na secção 3.2.2, os resultados de BER apresentados na tabela 3.1, foram obtidos usando um recetor básico, ilustrado na figura 5.2, composto por três blocos: o filtro RRC adaptado, o desmodulador e o decodificador LDPC. Este último, devido à utilização de poderosas matrizes esparsas² de verificação de paridade por parte do codificador de LDPC [26], utiliza informação probabilística e o algoritmo iterativo de soma de produtos logarítmicos (LSPA) [27] para decodificar os dados pretendidos. O desmodulador, usando o facto de a constelação OQPSK poder ser vista como duas BPSK, uma no eixo real e outra no imaginário [24], gera informação probabilística na forma de LLRs usada posteriormente pelo decodificador LDPC. O cálculo dos LLR é uma operação fundamental no recetor e, neste caso, é dada por

$$llr = \frac{2\sqrt{2}}{\sigma_z^2 + \text{VarMMNoise}} y_{rx} \quad (5.1)$$

onde VarMMNoise é a variância do ruído RMM filtrado³. No entanto, esta forma de cálculo de LLRs é uma aproximação grosseira para se ter em conta a distorção introduzida pelo RMM. Então, considerando um recetor ideal que conhece *a priori* m_I e m_Q , σ_z^2 e sabendo que a PDF condicional da saída do filtro adaptado do recetor y_{rx} [24] é dada por,

$$p_{Y|M,X_N}(y_{rx}|x_n, m) = \frac{1}{\pi\sigma_z^2} \exp \left[\left(-\frac{(y_{rx} - x_n m)^2}{\sigma_z^2} \right) \right], \quad (5.2)$$

o cálculo do LRR ideal para um transmissor que usa RMM é dado por

$$llr = \log \left(\frac{p_{Y|X_N,M}(y_{rx}|x_n = \frac{\sqrt{2}}{2}, m)}{p_{Y|X_N,M}(y_{rx}|x_n = -\frac{\sqrt{2}}{2}, m)} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{\sigma_z^2} y_{rx} m. \quad (5.3)$$

No entanto, na prática, um recetor comum não conhece os coeficientes MM utilizados no transmissor na operação de RMM feita ao sinal x_n . Assim, este cálculo do LLR ideal

²com pouca densidade de 1s e, respeitando a norma WiMAX [25].

³aos olhos de um recetor OQPSK padrão, os fatores RMM introduzidos no bloco RMM podem ser vistos como ruído para a constelação da figura 5.1.

5. Técnicas de descodificação iterativa para transmissores RMM LINC

irá apenas apresentar o limite teórico para o desempenho BER quando o recetor não tem informação dos fatores RMM usados no transmissor RMM LINC.

Considerando que é conhecido no recetor σ_z^2 e que m é desconhecido, o cálculo do intitulado *true* LLR pode ser feito baseado em [28] da seguinte forma,

$$\begin{aligned}
 llr &= \log \left(\frac{p_{Y|X_N}(y_{rx}|x_n = \frac{\sqrt{2}}{2})}{p_{Y|X_N}(y_{rx}|x_n = -\frac{\sqrt{2}}{2})} \right) = \\
 &= \log \frac{\int_0^\infty p_{Y|X_N,M}(y_{rx}|x_n = \frac{\sqrt{2}}{2}, m) p_M(m) dm}{\int_0^\infty p_{Y|X_N,M}(y_{rx}|x_n = -\frac{\sqrt{2}}{2}, m) p_M(m) dm} = \\
 &= \log \frac{\int_0^\infty \exp \left(-\frac{(y_{rx} - \frac{m}{\sqrt{2}})^2}{\sigma_z^2} \right) p_M(m) dm}{\int_0^\infty \exp \left(-\frac{(y_{rx} + \frac{m}{\sqrt{2}})^2}{\sigma_z^2} \right) p_M(m) dm}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

No entanto, a equação 5.4 é relativamente complexa, em consequência da realização de dois integrais para cada símbolo y_n recebido e o recetor tem que conhecer a PDF dos coeficientes MM na tabela LUT. De forma a diminuir a carga computacional o cálculo aproximado dos LLR, pode ser dado

$$llr = \frac{2\sqrt{2}}{\sigma_z^2} y_{rx} E[m], \tag{5.5}$$

onde $E[m]$ é o valor esperado dos coeficientes RMM e é apresentado como alternativa à utilização de m em (5.3). Este método vai ser chamado de *mean* LLR.

Devido à ocorrência ocasional de erros de rajada no decodificador LDPC, foi incluído no transmissor um bloco de *interleaving* depois do codificador LDPC e, outro de *deinterleaving* antes do decodificador LDPC no recetor, de forma a espaçar os erros de rajada, permitindo ao código LDPC lidar com eles. O método de *interleaving* é usado para potencializar os ganhos obtidos no recetor que calcula o *true* e o *mean* LLR e é implementado entre 10 palavras consecutivas. A média dos coeficientes MM obtida para a tabela LUT-RMM em estudo nos transmissores foi aproximadamente 0.90.

Nas simulações feitas é utilizada uma RMM-LUT com $A_l = 0.8$ e $A_u = 1.1$ e código LDPC curto⁴ (256,128) no transmissor e apenas se altera a maneira como se calcula os LLRs no bloco de desmodulação do recetor da figura 5.2. Para as várias abordagens apresentadas, o BER em canais AWGN para diferentes valores de $Eb/N0$ esta representado na figura 5.3. Pode-se concluir que um ganho mínimo de 0.1 dB com o *mean* LLR e um de 0.31 dB para o método *true* LLR em $BER = 10^{-4}$ é conseguido em relação ao método aplicado na secção 3.2.2. De destacar a margem de ganho alcançada pela abordagem do

⁴códigos de LDPC mais longos conseguem remover mais erros podendo esconder alguns ganhos que os novos recetores possam incrementar ao sistema

5.2 Técnica iterativa de descodificação para sistemas LINC-RMM

LLR ideal, que coloca o valor dos 4.47 dB em $BER = 10^{-4}$, obtida através de um melhor cancelamento dos fatores RMM usados no transmissor. Porém, esta marca ainda está relativamente longe da que se obtém quando se usa apenas OQPSK, devido aos casos em que os coeficientes MM são significativamente inferiores a 1 fazendo com que o sinal modelado resultante seja mais sensível ao ruído do canal (redução da potência do sinal a transmitir). O ruído AWGN consegue, desta forma, deslocar a posição de quadrante dos símbolos obtidos no recetor em relação aos originais, tendo em conta o referencial da figura 5.1, originando erros muito difíceis de corrigir.

Como ainda existe uma diferença entre a curva do LLR ideal e do *true*, a próxima secção mostra como esta pode ser encurtada utilizando um método iterativo.

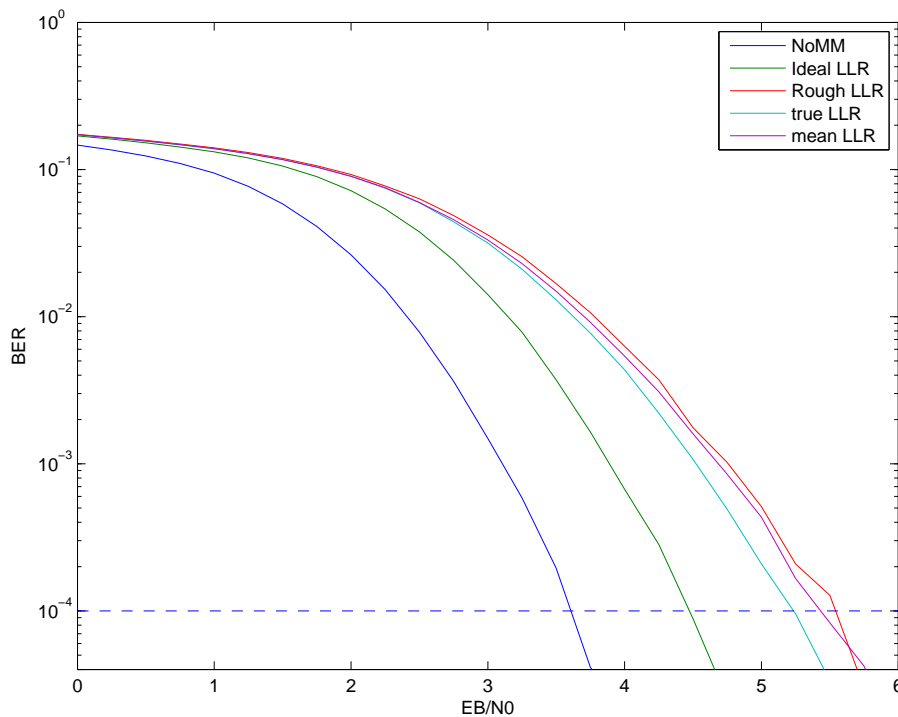


Figure 5.3: Desempenho BER num canal com AWGN para diferentes métodos de cálculos dos LLRs.

5.2 Técnica iterativa de descodificação para sistemas LINC-RMM

Como mencionado no capítulo 3, o transmissor RMM incluindo um sistema LINC utiliza uma LUT para efetuar a operação de MM. Contudo, os casos apresentados anteriormente descodificam os símbolos recebidos sem recorrer a nenhuma tabela MM. Surgiu, assim, a ideia de utilizar um processo iterativo que recorresse às mesmas LUTs, no re-

5. Técnicas de descodificação iterativa para transmissores RMM LINC

ceptor e no transmissor, para tentar conseguir o desempenho dado pelo calculo do LLR ideal, num recetor que não conhece quais os coeficientes RMM usados no transmissor mas conhece a variância do ruído σ_z^2 . Este novo recetor encontra-se ilustrado na figura 5.4.

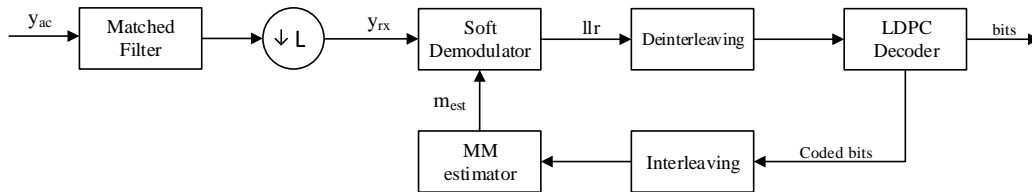


Figure 5.4: Esquema genérico da estrutura de receção para o recetor iterativo.

Ao fazer a primeira operação de descodificação LDPC, é obtida no recetor uma palavra de código correspondente à palavra codificada pelo codificador LDPC e a os correspondentes bits de informação que se pretendem traduzir com sucesso. A palavra codificada obtida no recetor, originada pelo descodificador LDPC, pode ser utilizada para, através da LUT, estimar os coeficientes RMM m_{est} , aplicados no bloco RMM na transmissão. Esta estimativa é feita de uma maneira equivalente à aplicada para guardar, numa dada posição, os fatores RMM na LUT como discutido⁵ no capítulo 3.1.1. Consequentemente, o m_{est} pode ser usado na operação de cálculo dos LLRs, usando a expressão 5.3 onde o m conhecido é substituído pelo estimado m_{est} e, posteriormente, a informação probabilística obtida é usada no descodificador LDPC.

O processo iterativo sugerido é baseado nesta descrição, onde se tem que fazer uma escolha cuidada do método de calculo dos LLR usado na primeira iteração, pois esta vai condicionar o desempenho das iterações seguintes. Então, vai ser considerado para o calculo dos LLRs da primeira iteração, o método *mean* LLR e o *true* LLR, devido às suas melhores performances em relação ao recetor apresentado na secção⁶ 3.2.2. Nestas experiências vamos usar novamente *interleaving* uma vez que o problema já descrito anteriormente continua a verificar-se.

Usando o transmissor já supramencionado e a estrutura de receção da figura 5.4, podemos obter as novas curvas de BER para o processo iterativo com diferentes abordagens na primeira iteração, como se mostra nas figuras 5.5 e 5.6.

Devido ao ruído gaussiano induzido pelo canal no sinal transmitido, ocorrem erros nas palavras descodificadas pelo LPDC, dependendo do E_b/N_0 , e alguns valores m_{est} calculados no recetor não correspondem verdadeiramente aos coeficientes MM corretos.

⁵em vez de guardar, vai se ler o valor numa dada posição

⁶que são melhores que fazer hard decision no desmodulador Digital.

5.2 Técnica iterativa de decodificação para sistemas LINC-RMM

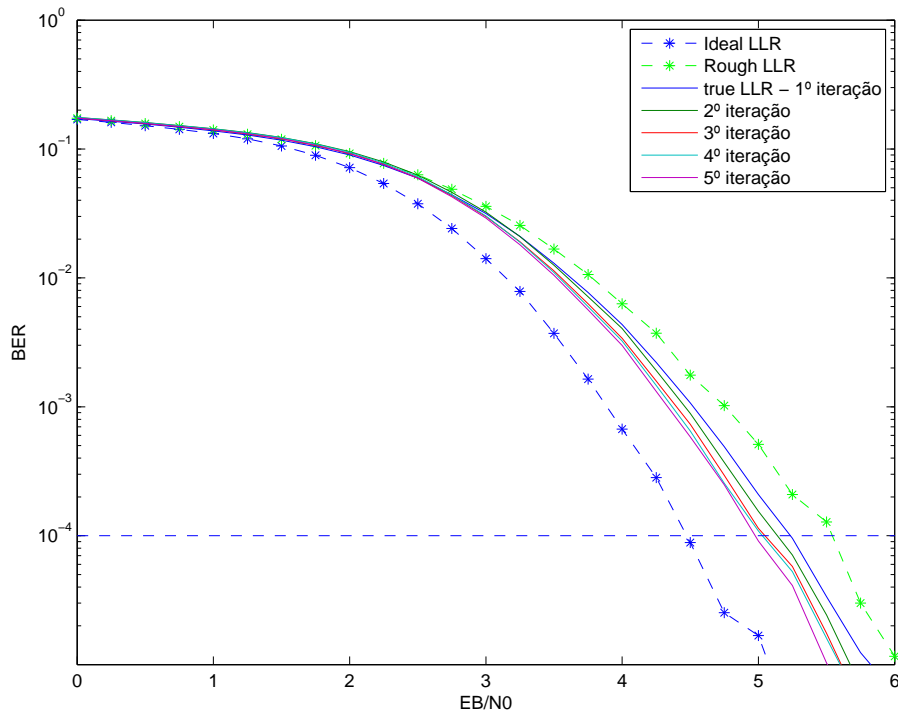


Figure 5.5: Desempenho de BER em canais AWGN para cinco iterações do método iterativo de recepção usando na primeira a abordagem True LLR.

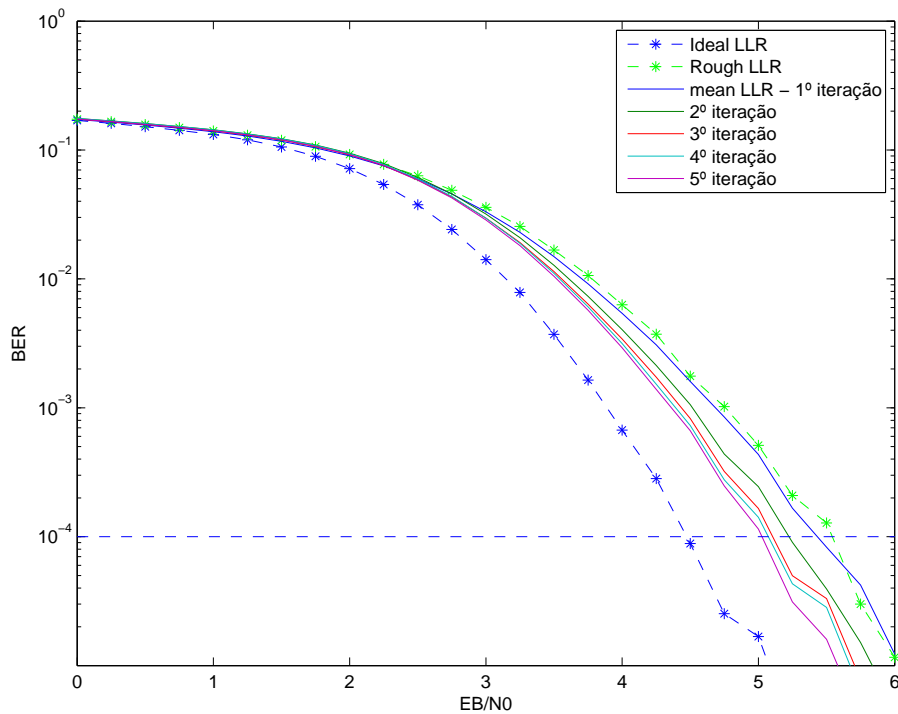


Figure 5.6: Desempenho de BER em canais AWGN para cinco iterações do método iterativo de recepção usando na primeira a abordagem Mean LLR.

5. Técnicas de descodificação iterativa para transmissores RMM LINC

Este facto fará com que os resultados obtidos nos métodos iterativos estejam distantes do caso ideal. Porém, na segunda iteração em que se usa pela primeira vez os fatores estimados m_{est} , conseguiu-se um melhor desempenho de BER em relação à iteração anterior, o que significa menos erros nas palavras descodificadas para um dado $Eb/N0$ e, conseqüentemente, uma melhor estimativa dos coeficientes MM originais nas iterações seguintes proporcionando melhores resultados no desempenho do sistema.

Nos gráficos apresentados conseguimos observar um ganho para $BER = 10^{-4}$ de aproximadamente 0.56 dB na melhor iteração do método iterativo que usa *true* LLR na primeira iteração e 0.51 dB da que usa a mean LLR em relação aos resultados do BER com um recetor nas condições do capítulo 3.2.2. Também é confirmado o condicionamento da primeira iteração no desempenho do sistema levando o método *true* LLR a ter relativamente melhor desempenho. No entanto, o método que usa *mean* LLR consegue ter um ganho superior na segunda iteração, o que leva o sistema ao fim de cinco iterações, a ter resultados mais próximos do conseguido pelo *true* LLR.

Embora haja redução do BER ainda existe alguma diferença entre o melhor resultado obtido no processo iterativo e o LLR ideal. Este facto fica a dever-se ao método iterativo fazer correções entre iterações consecutivas mas não conseguir estimar corretamente todos os coeficientes MM usados no recetor em consequência da propagação de erros, não só de iteração para iteração mas também no processo de estimação dos coeficientes MM, nas palavras descodificadas que o LDPC não consegue corrigir. Mais propriamente, alguns dos erros no bloco de estimação de m_{est} devem-se à consideração de D símbolos futuros e passados para escolher o m_{est} implicando que mesmo que não haja erros no valor correspondente a s_n , nos vizinhos pode acontecer, influenciando o resultado final⁷. O aparecimento de alguns erros, conduz a uma redução do ganho de iteração para iteração, não fazendo sentido prolongar o processo iterativo de um número específico de etapas. Nas simulações realizadas considerou-se para limite máximo do processo 5 iterações.

Na utilização da técnica iterativa deve haver um compromisso entre complexidade computacional e desempenho do sistema, dada a proximidade dos resultados obtidos para os sistemas estudados e a redução da complexidade computacional do método *mean* LLR.

⁷Notar que o símbolo descodificado correspondente a s_n , é o que mais influencia o m_{est} obtido.

6

Conclusão

6. Conclusão

Ao longo do trabalho desenvolvido procurou-se sempre desenvolver soluções que conduzissem a melhorias a níveis energéticos, promovendo sustentabilidade nos dispositivos de comunicação móveis. Com este intuito foi usado como base de trabalho um transmissor LINC RMM, onde foram propostas novas soluções não só no recetor como também no transmissor, para elevar os níveis de eficiência energética introduzindo o mínimo possível de espectro fora de banda. Mais propriamente, recorreu-se à inclusão de um combinador Chireix no sistema LINC e à introdução de novas técnicas de descodificação na etapa de receção.

Introduzindo uma nova abordagem ao método apresentado em [9], no capítulo 4 foi descrito como podemos projetar um combinador Chireix de forma a este ser incluído no sistema LINC e a aumentar os ganhos a nível de eficiência energética mantendo os requisitos de sobreamostragem e espectrais. Não obstante à característica não linear apresentada por este tipo combinadores, a inclusão de RMM *à priori* do bloco LINC no transmissor, mostrou ter sucesso na redução do elevado espectro fora de banda que este verificava, através da comparação com casos em que se usa sinais apenas modulados (OQPSK). Destaque também para os valores obtidos a nível da eficiência média de potência no combinador num transmissor LINC RRM Chireix de cerca de 98%, ultrapassando assim o desempenho dos combinadores Wilkinson num transmissor LINC RMM que para terem níveis de eficiência tão próximos aos do Chireix, necessitam da inclusão de *clipping* por parte do LINC, degradando também a largura de banda em relação ao obtido com os combinadores Chireix.

No capítulo 5, mantêm-se o transmissor como apresentado na secção referente à técnica RMM em sistemas LINC, conservando assim todos os ganhos demonstrados. Procedendo-se posteriormente a um melhoramento do recetor foram propostos novos métodos de cálculo dos LLRs no bloco de desmodulação, onde a informação probabilística resultante é aplicada no descodificador LDPC. Introduzindo complementarmente uma nova técnica iterativa de estimação dos coeficientes RMM usados na modulação MM no transmissor, foi feita uma análise do comportamento do sistema utilizando testes de BER sobre canais AWGN, onde se verificou que a simples modificação no cálculo dos LLRs pode trazer ganhos ao sistema e que um recetor ideal (onde se conhece a variância do ruído do canal e os coeficientes MM utilizados na modulação) tem um elevado desempenho. Adicionalmente, corroborou-se que existe uma redução da energia necessária, no melhor dos casos, em 0.56 dB para um $BER = 10^{-4}$, com aplicação da nova técnica iterativa em recetores onde apenas se sabe a variância do ruído, elevando o ganho back-off do sistema LINC RMM usando combinadores adaptados com o conjunto de parâmetros MM $A_l = 0.8$ e $A_u = 1.1$ para a marca de 1.46 dB.

6.1 Trabalho Futuro

De forma a avaliar se os ganhos obtidos neste trabalho para transmissores LINC RMM com combinadores Chireix, se mantêm num ambiente mais prático, podem ser feitas experiências recorrendo a FPGAs, geradores de sinais e usando modelos de amplificadores NL.

Embora tenham sido feitas muitas experiências a nível do recetor e se tenham obtido ganhos, ainda existe uma margem entre o recetor ideal e o desempenho da melhor iteração do novo processo iterativo, o que leva a crer que outra abordagem no recetor ainda possa ser feita para melhorar o desempenho energético do sistema. Mais propriamente a nível do cálculo dos LLRs e/ou nas estimação dos coeficientes MM.

Podem ainda ser misturadas as técnicas desenvolvidas nos capítulos 4 e 5 onde se poderá verificar ganhos maiores na performance de BER, adaptando o recetor não só ao combinador Chireix mas também ao processo de amplificação usado no LINC.

No âmbito do desenvolvimento de sistemas múltipla-entrada e múltipla-saída MIMO multi-antenas, propomos a utilização da decomposição LINC sem combinadores, ou seja, em que a combinação é realizada no ar. Neste contexto, devem ser projetados recetores com igualização iterativa que permitam recuperar a informação transmitida.

6. Conclusão

Bibliografia

- [1] A. Birafane, M. El-Asmar, A. Kouki, M. Helaoui, and F. Ghannouchi, “Analyzing LINC systems,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 11, no. 5, pp. 59–71, Aug 2010.
- [2] M. Gomes, “Magnitude modulation for peak power control in single carrier communication systems,” Ph.D. dissertation, Universidade de Coimbra, Portugal, 2010.
- [3] M. Gomes, V. Silva, F. Cercas, and M. Tomlinson, “Power efficient back-off reduction through polyphase filtering magnitude modulation,” *Communications Letters, IEEE*, vol. 13, no. 8, pp. 606–608, August 2009.
- [4] A. Ambroze, M. Tomlinson, and G. Wade, “Magnitude modulation for small satellite earth terminals using QPSK and OQPSK,” in *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, vol. 3, May 2003, pp. 2099–2103 vol.3.
- [5] A. J. R. Simões, “Ring-type magnitude modulation for linc: Paving the road for better efficiency,” Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Sep. 2014.
- [6] <https://www.telegeography.com/press/press-releases/2015/07/28/global-mobile-subscribers-surpass-7-billion/index.html>.
- [7] D. Cox, “Linear amplification with nonlinear components,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, Dec 1974.
- [8] <https://www.it.pt/Projects/Index/1939>.
- [9] M. El-Asmar, A. Birafane, M. Helaoui, A. Kouki, and F. Ghannouchi, “Analytical design methodology of outphasing amplification systems using a new simplified chireix combiner model,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 6, pp. 1886–1895, June 2012.
- [10] P. Reynaert and M. Steyaert, *RF Power Amplifiers for Mobile Communications*. Springer, 2006.
- [11] S. Cripps, “RF power amplifiers for wireless communications,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 1, pp. 64–64, Mar 2000.

Bibliografia

- [12] L. Sundstrom, “The effect of quantization in a digital signal component separator for LINC transmitters,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 346–352, May 1996.
- [13] R. Dinis and A. Gusmão, “Nonlinear signal processing schemes for OFDM modulations within conventional or LINC transmitter structures,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 19, no. 3, pp. 257–271, 2008.
- [14] A. Carlson and P. Crilly, *Communication Systems*. McGraw-Hill, 2009.
- [15] F. J. Harris, *Multirate Signal Processing for Communication Systems*. Prentice Hall PTR, 2004.
- [16] S. Miller and R. O’Dea, “Peak power and bandwidth efficient linear modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 12, pp. 1639–1648, Dec. 1998.
- [17] M. Gomes, F. Cercas, V. Silva, and M. Tomlinson, “Magnitude modulation for VSAT’s low back-off transmission,” *Journal Commun. Networks (JCN), special issue on Recent Adv. in Satell. and Space Commun.*, vol. 12, no. 6, pp. 544–557, Dec. 2010.
- [18] S. Lin and J. D. J. Costello, *Error Control Coding, 2nd ed.* NJ: Pearson Prentice Hall, 2004.
- [19] A. Simões, M. Gomes, R. Dinis, V. Silva, and F. Cercas, “Magnitude modulation applied to LINC transmitters: Paving the road for better efficiency,” *IEEE 80th Vehicular Technology Conference: VTC2014-Fall*, Sep 2014.
- [20] G. Poitau and A. Kouki, “Milc: Modified implementation of the linc concept,” in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1883–1886.
- [21] A. Birafane and A. Kouki, “On the linearity and efficiency of outphasing microwave amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 7, pp. 1702–1708, July 2004.
- [22] M. El-Asmar, A. Birafane, and A. Kouki, “A simplified model for chireix outphasing combiner efficiency,” in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, Sept 2006, pp. 192–195.
- [23] <http://mathworld.wolfram.com/SecondDerivativeTest.html>.

- [24] W. Zhang and M. Miller, “Baseband equivalents in digital communication system simulation,” *Education, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 4, pp. 376–382, Nov 1992.
- [25] L. Nuaymi, *WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*. Wiley, 2007.
- [26] R. G. Gallager, *Low-Density Parity-Check Codes*. MIT Press, Cambridge, 1963.
- [27] J. Chen and M. P. C. Fossorier, “Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 3, 2002.
- [28] R. Yazdani and M. Ardakani, “Linear llr approximation for iterative decoding on wireless channels,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 11, pp. 3278–3287, Nov 2009.

