



Diogo Miguel Vitorino Justo

Técnicas Combinadas de Decomposição de Constelações e Modulação em Magnitude para Transmissão Mono-Portadora Eficiente: Prova de Conceito em Plataformas SDR

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, orientada por
Prof. Dr. Marco Alexandre Cravo Gomes e apresentada à Faculdade de Ciências e de Tecnologias da Universidade de Coimbra

Fevereiro 2018



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Técnicas Combinadas de Decomposição de Constelações e Modulação em Magnitude para Transmissão Mono-Portadora Eficiente: Prova de Conceito em Plataformas SDR

Diogo Miguel Vitorino Justo

Coimbra, Fevereiro 2018



Técnicas Combinadas de Decomposição de Constelações e Modulação em Magnitude para Transmissão Mono-Portadora Eficiente: Prova de Conceito em Plataformas SDR

Orientador:

Prof. Dr. Marco Alexandre Cravo Gomes

Júri:

Prof. Dr. Henrique José Almeida da Silva

Prof. Dr. Vítor Manuel Mendes da Silva

Prof. Dr. Marco Alexandre Cravo Gomes

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

Coimbra, Fevereiro 2018

"Ever tried. Ever failed. No matter. Try Again. Fail again. Fail better."

— Samuel Beckett

"If you believe, you can go a long way in life and I did that: I kept believing."

— Roger Federer, Wimbledon 2017

Agradecimentos

A realização desta dissertação de mestrado resulta de um percurso académico de 5 anos, onde houve contributos diversos que não posso deixar de ressaltar.

Começo por agradecer ao Instituto de Telecomunicações pela forma como fui recebido e por fornecerem as melhores condições possíveis, bem como a todos os colegas de laboratório pela entre-ajuda e disponibilidade.

Um especial agradecimento ao meu orientador, o Professor Marco Gomes, pela competência científica e acompanhamento do trabalho, pela disponibilidade e generosidade reveladas ao longo deste trabalho, assim como pelos conselhos, críticas, correcções e sugestões relevantes feitas durante a orientação.

Aos meus amigos, nomeadamente, o Francisco, o João e o Tiago, pela motivação e apoio sempre presente neste percurso, pela boa disposição e experiências que partilhámos, pelo espírito de entre-ajuda e disponibilidade em todos os momentos e pela partilha de conhecimentos e ensinamentos que me fez crescer como aluno e pessoa.

Aos meus familiares, em destaque, aos meus pais, aos meus irmãos e aos meus avós, pela forma incondicional como me apoiaram nesta jornada, pela presença, pelos conselhos e pela ajuda importantíssima que tiveram para conseguir atingir os meus objectivos durante toda a minha vida.

A todos os professores, agradeço todos os ensinamentos, disponibilidade, conselhos e motivação durante todo o meu percurso académico.

Agradecer a todos os que directa ou indirectamente contribuíram para o meu crescimento pessoal e profissional.

Finalmente, foi um prazer ter vivido e estudado na cidade de Coimbra e na Universidade de Coimbra nos últimos 5 anos.

Resumo

Atendendo às exigências tecnológicas face ao crescente uso de serviços multimédia e *streaming* em ambiente móvel, há um grande esforço para que as comunicações consigam acompanhar este aumento de consumo de largura de banda. Desta forma, é esperado que o futuro das redes wireless passe pelo uso de ondas milimétricas. As ondas milimétricas permitem que as antenas convencionais sejam substituídas por antenas de menor dimensão, podendo ser agrupadas formando um esquema de múltipla entrada e múltipla saída (MIMO). Com este conceito é possível aumentar os ganhos de capacidade. No entanto, as ondas milimétricas ao operarem a uma largura de banda elevada, revelam algumas limitações, nomeadamente, perdas em espaço livre, efeitos de difração e perdas por obstáculos, mas também dificuldades de implementação em hardware, nomeadamente ao nível da eficiência do andar *front-end* de amplificação.

Nesta dissertação, é feito foco na transmissão do dispositivo móvel para a estação base, onde as restrições de consumo de potência do "*front-end*" de amplificação são mais relevantes devido às limitações de bateria dos dispositivos móveis. Considera-se, por isso, o uso de comunicações mono-portadora (SC - *Single Carrier*), uma vez que os sinais transmitidos apresentam uma razão potência de pico vs potência média (PAPR) menor que as comunicações multi-portadora (MC - *Multi Carrier*). Contudo as comunicações SC que fazem uso de constelações de ordem elevada (M-QAM) e em que é usada filtragem de *Nyquist* próxima da banda mínima de forma a conseguir um aumento de eficiência espectral, produzem sinais com um PAPR elevado. Nesta dissertação é apresentada uma técnica para decompor qualquer constelação M-ária como uma soma de várias componentes polares. Assim, uma vez que os sinais OQPSK têm baixas flutuações em envolvente, devido ao seu desfasamento temporal entre a componente em fase e a componente em quadratura, é possível amplificar de forma eficiente as diversas componentes OQPSK combinando as mesmas posteriormente formando uma constelação de ordem elevada. Combinando a técnica de decomposição com técnicas de modulação em magnitude em anel (RMM - *Ring Magnitude Modulation*) é pos-

sível uma amplificação eficiente com recurso a amplificadores não lineares. Realizou-se um desempenho por simulação sendo apresentados resultados obtidos através da curva de BER para o caso de $M=16$ e foi feita uma prova de conceito implementando a referida técnica em plataformas de rádio definidas por software.

Palavras-Chave: SDR, RMM, Modulação OQPSK, PAPR, Eficiência Energética, 16-OQAM

Abstract

With regard to the technological demands associated with an increasingly larger usage of multimedia services and streaming in mobile environments, there is a considerable effort to ensure that communications can keep in line with this bandwidth growing consumption. It is, therefore, expected that the future of wireless networks lies in millimetric waves. In fact, millimetric waves allow replacing conventional antennas with smaller ones that can be grouped together to create multiple input multiple output schemes (MIMO). This concept enables increasing capacity gains. Millimetric waves operating at a high bandwidth, however, reveal some limitations, namely, free space losses, diffraction effects, as well as losses related with obstacles. Not only these, but there are also hardware implementation adversities, specifically regarding the efficiency level of the front-end level of amplification. The focus of this thesis is the transmission from the mobile device to the base station, where the power consumption restrictions of the amplification's front-end are more relevant, given the limitations associated with mobile devices' batteries. For that reason, the usage of Single Carrier (SC) communications is considered, since the transmitted signals result in a lower Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) when compared to Multi Carrier (MC) communications. Nevertheless, SC communications that make use of M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) and in which minimal band, Nyquist filtering is used to achieve a higher spectral efficiency, produce higher PAPR signals. In this dissertation, a technique that allows decomposing any M-ary constellation in a sum of several polar components is presented. This way, and because OQPSK signals possess low envelope fluctuations, (related with the time lag between their phase and quadrature components), IT is possible to amplify efficiently the different OQPSK components, and combining them after in order to form a high order constellation. By associating the decomposition technique with Ring Magnitude Modulation (RMM) techniques, an efficient amplification can be obtained, when relying on non-linear amplifiers. A simulation performance was executed, with the obtained results being presented through a BER curve, where $M=16$, and a proof of concept was conducted,

by implementing the mentioned technique in software-defined radio platforms.

Keywords: SDR, LINC, RMM, OQPSK Modulation, PAPR, Energy Efficiency

Conteúdo

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	x
List of Acronyms	xv
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos e contribuições	3
1.2 Estrutura da dissertação	3
2 Decomposição de Constelações	6
2.1 Método Analítico de Decomposições de Constelações Multi-Nível	6
2.1.1 Constelações PAM	7
2.1.2 Constelações QAM	8
2.1.3 Constelações O-QAM	9
2.1.4 Sinais QPSK e OQPSK de banda limitada	11
3 Modulação de Magnitude em Anel	13
3.1 Princípios de Modulação de Magnitude	13
3.1.1 Abordagem <i>Look-Up Table</i>	15
3.2 Modulação de Magnitude em Anel em sinais OQPSK	17
3.2.1 Algoritmo	17
3.2.2 Desempenho do RMM	18

4	Decomposição de constelações e MM para Transmissão SC Eficiente	21
4.1	Sistema 16-OQAM transmissor	23
4.2	Sistema 16-OQAM combinado com RMM	26
4.3	Desempenho 16-OQAM combinado com RMM em plataformas SDR	30
5	Conclusão e Trabalho Futuro	34
5.1	Trabalho Futuro	35
	Referências	37
	Apendice	40

Lista de Acrónimos

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDF	Cumulative Distribution Function
DAC	Digital-to-Analog Converter
HPA	High Power Amplifier
LINC	Linear Amplification with Nonlinear Components
LUT	Look-Up Table
MC	Multi Carrier
MM	Magnitude Modulation
MPMM	Multistage Polyphase Magnitude Modulation
NL	Non-Linear
O-QAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PC	Polar Clipping
PS	Polar Scaling
PSD	Power Spectral Density

PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC	Rectangular Clipping
RMM	Ring type Magnitude Modulation
RRC	Root Raised Cosine
RS	Rectangular Scaling
SC	Single Carrier
SC-FDE	Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization
SDR	Software Defined Radio

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de transições de um sinal QPSK	9
2.2	Exemplo de uma hierarquização de constelações.	9
2.3	Diagrama de transições de um sinal OQPSK	10
2.4	Diagrama de transições de um sinal QPSK usando um filtro RRC com um <i>roll-off</i> de 0.25 e um <i>oversampling</i> de L=8	11
2.5	Diagrama de transições de um sinal OQPSK usando um filtro RRC com um <i>roll-off</i> de 0.25 e um <i>oversampling</i> de L=8	12
3.1	Transmissor genérico que inclui técnica de Modulação em Magnitude [1, 2].	14
3.2	Representação de um esquema de transmissão MM empregando a abordagem LUT [1, 3].	15
3.3	Algoritmo para o cálculo dos coeficientes MM onde são guardados nas LUT proposto por Tomlinson [1]	16
3.4	Algoritmo para o calculo dos coeficientes RMM onde são guardados nas LUT [4].	19
3.5	Diagrama de caminhos de transição entre símbolos RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM [4, 5].	20
4.1	Esquema para a obtenção de uma constelação 16-OQAM na plataforma SDR	22
4.2	Mapeamento de Gray de uma constelação OQPSK	23
4.3	Mapeamento de Gray de uma constelação 16-OQAM	25
4.4	Esquema para a obtenção de uma constelação OQPSK com modulação em magnitude na plataforma SDR	25
4.5	Diagrama de transições do modulador (a) 16-QAM e (b) 16-OQAM usando um filtro RRC com um <i>roll-off</i> de 0.25 e um <i>oversampling</i> de L=8	26
4.7	Diagrama de transições de um (a) sinal OQPSK com RMM e (b) 16-OQAM com RMM à entrada do transmissor SDR.	27

4.8	Desempenho BER num canal com AWGN para os diferentes esquemas de modulação.	28
4.6	Esquema do transmissor SDR do modulador 16-OQAM com RMM	29
4.9	Representação do ambiente de testes na plataforma SDR	30
4.10	Configurações do transceptor utilizado	30
4.11	Diagrama de transições do sinal 16-OQAM sem RMM e do sinal 16-OQAM com RMM visto do recetor	31
4.12	Esquema do recetor SDR do modulador 16-OQAM com e sem RMM	32
4.13	Esquema do recetor SDR do modulador 16-OQAM com e sem RMM	33

Lista de Tabelas

4.1	Porta Lógica XOR tendo em vista a multiplicação dos bits $b_n^{(1)}$ e $b_n^{(0)}$ e $b_n^{(2)}$ e $b_n^{(3)}$	24
5.1	Descrição dos Blocos usados em <i>Simulink</i>	41

1 Introdução

O grande desenvolvimento tecnológico ao nível dos dispositivos sem fios, em especial ao longo da última década, faz com que as redes wireless assumam cada vez mais um papel fundamental nos sistemas de comunicação. É expeável que o uso da banda das ondas milimétricas seja a chave para os sistemas 5G, uma vez que a largura de banda disponível permite significativos ganhos de capacidade [6, 7]. Além disso, as ondas milimétricas implicam o uso de antenas de reduzidas dimensões que podem ser agregadas com uma pequena separação entre elas, permitindo desenvolver esquemas de múltipla entrada e múltipla saída (MIMO- *Multiple Input Multiple Output*) potenciando ainda mais o aumento de capacidade dos sistemas. No entanto, a implementação de sistemas de ondas milimétricas enfrenta importantes desafios no que diz respeito aos constrangimentos de propagação no canal (este é caracterizado pelas elevadas perdas em espaço livre, pequeno efeito de difração e grandes perdas em obstáculos) e dificuldades de implementação em hardware [8]. Estes problemas combinados com os elevados débitos significam que os requisitos de potência em 5G são muito maiores do que nas comunicações convencionais sub-6GHz. O bloco de amplificação de potência é, de fato, um dos componentes críticos dos transmissores wireless. A eficiência de potência dos sistemas de transmissão é essencialmente limitada pela necessidade de uso de amplificadores lineares (com eficiência típica de 10%-20%). Tal deve-se, principalmente, ao fato dos sistemas com elevada eficiência espectral (alto débito) darem origem a sinais de transmissão que possuem uma envolvente não constante e com uma elevada relação potência de pico/ potência média (PAPR - *Peak to Average Power Ratio*), que obriga ao uso de técnicas de amplificação linear, por forma a evitar a distorção do sinal a transmitir e o aumento da largura de banda do mesmo [9-11].

No contexto de transmissão do dispositivo móvel para a estação base, as comunicações mono-portadora (SC-*Single Carrier*) são neste sentido preferíveis, dado que produzem sinais com menor PAPR face às comunicações multi-portadora (MC -*Multi Carrier*), com seja a popular técnica de modulação OFDM - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. Ainda

assim, o uso em SC de constelações de ordem elevada (e.g. M-QAM), tendo em vista o aumento de eficiência espectral, produz sinais com um PAPR elevado. Estes requisitos motivaram o desenvolvimento de técnicas de controlo de envolvente e de redução do PAPR para SC designados por técnicas de modulação de magnitude (MM - *Magnitude Modulation*) [6,7]. No entanto, as mesmas não eliminam a necessidade de usar amplificadores lineares ou quase lineares permitindo apenas um ganho de eficiência do funcionamento dos amplificadores por redução dos requisitos de back-off [12]. Ainda assim, os requisitos de eficiência de potência para os sistemas 5G, especialmente aqueles que operam em frequências de ondas milimétricas, precisam de uma abordagem diferente. O uso de modulações que dão origem a sinais com baixas flutuações na envolvente, tais como as modulações OQPSK - *Offset Quadrature Phase Shift Keying*, são, portanto, desejáveis, embora, estas geralmente não são consideradas boas candidatas para cumprir os requisitos de eficiência espectral e de elevado débito dos sistemas de comunicação modernos. No entanto, qualquer constelação de M-ária pode ser decomposta como uma soma de vários componentes polares [13], que podem ser modulados como sinais OQPSK. Tais podem ser amplificados e transmitidos separadamente usando uma estrutura de antenas de camada múltipla conforme proposto em [14], permitindo uma transmissão de sinal muito eficiente utilizando uma amplificação eficiente dos sinais OQPSK com espectro compacto. O desfasamento temporal de meio símbolo de tempo entre componentes em fase e em quadratura dos sinais OQPSK resultam em baixas flutuações da envolvente e da sua não passagem por zero. Ainda assim, os sinais OQPSK de banda limitada com largura de banda próxima do limite de *Nyquist*, apresentam flutuações substanciais na sua envolvente. Se bem que as técnicas de MM convencionais possam ser usadas neste caso, quando aplicado a sinais OQPSK, as mesmas permitem o controlo do limite superior da envolvente, dando origem a sinais resultantes ainda com uma elevada gama dinâmica (embora com PAPR inferior) e logo a necessidade de emprego de amplificação linear. Recentemente, foi proposto a decomposição de constelações SC de elevada ordem como uma soma de sinais OQPSK de espectro composto, combinados com o uso de técnicas de modulação de magnitude em anel (RMM - *Ring Magnitude Modulation*) capazes de produzir sinais OQPSK de envolvente quase constante (a envolvente é limitada inferior e superiormente), permitindo uma eficiente amplificação dos mesmo com recurso a amplificadores não lineares.

Nesta dissertação é feita uma avaliação por simulação das referidas técnicas para o caso de transmissões 16-QAM, bem como a prova de conceito com uma implementação em plataformas de radio definido por *software* (SDR - *Software Defined Radio*).

1.1 Objetivos e contribuições

O principal objetivo desta dissertação consiste em fazer uma prova de conceito de um transmissor 16-QAM padrão e um transmissor 16-OQAM (*Orthogonal QAM*) formados a partir de duas constelações QPSK e OQSK respectivamente, a cada uma das sub-constelações quais aplicadas técnicas MM, é aplicado MM convencional e para o OQPSK a técnica RMM. No recetor serão considerados os desmoduladores básicos 16-QAM e 16-OQAM. Pretende-se realizar a avaliação dos referidos sistemas por simulação, estudando o BER, analisando espectros dos sinais transmitidos e através da sua implementação em plataformas de radio definidas por *software* com vista à avaliação do seu desempenho em tempo real.

Esta dissertação deu sequência ao trabalho desenvolvido em [5] onde foi desenvolvida a técnica de modulação de magnitude em anel (RMM - *Ring Magnitude Modulation* e neste trabalho aplica-se diretamente a técnica desenvolvida por ele. O principal foco da dissertação consiste em desenvolver um sinal de ordem elevada com vista ser amplificado não linearmente. Para isso, foi feito um estudo sobre a decomposição de constelações de forma a conseguir reduzir a flutuações de envolvente. Uma vez que apenas decompor a constelação não reduz completamente as flutuações de envolvente, aplicou-se a técnica RMM. De seguida, provou-se o conceito teórico usando plataformas de radio definidas por *software* de forma a transmitir uma constelação 16-OQAM. Neste trabalho, inovou-se na abordagem de decomposição de constelações, pelo fato de serem usadas modulações OQPSK de maneira a conseguir reduzir as flutuações de envolvente. Ao incluir a técnica de RMM ao método desenvolvido, criou-se uma técnica capaz de eliminar quase por completo as flutuações de uma constelação 16-OQAM.

1.2 Estrutura da dissertação

A dissertação divide-se em 5 capítulos. Primeiramente vem a Introdução, onde é feita uma breve descrição do que será o trabalho. No capítulo 2 é descrito o método de decomposição de constelações, M-QAM genéricas como soma de componentes polares, e possível representação de uma constelação como soma de sinais OQPSK tornando possível o uso de esquemas de amplificação eficientes. No capítulo 3, são descritas técnicas de modulação em magnitude (MM) cobrindo todos os aspetos nela inserida, tais como, os seus principais fundamentos, descrição detalhada da técnica de MM em constelações QPSK/OQPSK e por fim como é implementado o conceito RMM com vista à limitação de envolvente de sinais OQPSK de

banda limitada, tendo em vista a sua amplificação eficiente com amplificadores saturados. O capítulo 4 diz respeito ao capítulo dos resultados e é onde são discutidos os resultados teóricos e os resultados experimentais onde é ainda apresentado uma prova de conceito por implementação em SDR. Finalmente, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões desta dissertação, bem como algumas sugestões de trabalho futuro.

2 Decomposição de Constelações

Conforme referido no capítulo de Introdução, as comunicações nas ondas milimétricas colocam novos desafios de restrições de potência, mas também permitem novas abordagens à resolução do problema [15]. Como também já mencionado, no contexto de *uplink*, as transmissoras SC são preferíveis face ao menor PAPR dos sinais tendo em conta as restrições de consumo de potência dos dispositivos móveis [16,17]. É sabido que amplificadores de classe D e E podem ter uma eficiência muito elevada, juntamente com uma implementação a baixo custo. No entanto, uma vez que estes amplificadores são não-lineares, eles devem apenas ser usados para sinais com uma envolvente constante ou quase constante, como sejam os sinais do tipo OQPSK (*Offset Quaternary Phase Shift Keying*). Contudo, com vista à obtenção de uma elevada eficiência espectral, são normalmente empregues constelações multi-nível de ordem elevada dando origem a sinais com elevadas flutuações de envolvente que requerem o uso de amplificadores de potência lineares. Neste capítulo, é descrita uma abordagem recentemente proposta [18] em que estes sinais podem ser decompostos numa soma de sinais do tipo OQPSK passíveis de serem amplificados por amplificadores saturados.

2.1 Método Analítico de Decomposições de Constelações Multi-Nível

Um sinal de envolvente variável associada a uma constelação de ordem elevada pode ser decomposta como a soma de várias componentes polares, com reduzidas flutuações na envolvente que podem ser amplificadas separadamente e combinadas posteriormente. Como é demonstrado em [19] os símbolos de uma constelação M-ária podem ser expressos como uma combinação linear da representação polar dos bits correspondentes a cada símbolo da constelação. Considere-se uma constelação \mathfrak{S} M-ária, sendo $\mu = \log_2 M$ o número de bits transportados por cada símbolo $s_n \in \mathfrak{S}$, com $n = 0, \dots, M - 1$. Designemos por $\beta_n^{(m)}$ com $m = 0, \dots, \mu - 1$ e sequência de bits transportados pelo símbolo s_n e por $b_n^{(m)}$ a representação

polar do bit $\beta_n^{(m)}$, isto é, $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}} = \pm 1$. Prova-se [13] que qualquer que seja o mapeamento escolhido, o mesmo pode ser expresso pela equação:

$$s_n = \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}} \quad (2.1)$$

onde $(\gamma_{\mu-1,i} \ \gamma_{\mu-2,i} \ \dots \ \gamma_{1,i} \ \gamma_{0,i})$ é a representação binária de i . Uma vez que a constelação \mathfrak{S} é formada por M símbolos, de acordo com (2.1) é possível escrever M equações com vista à determinação das M incógnitas g_i . Escrevendo 2.1 em formato de matriz obtemos

$$s = \mathbf{W}g \quad (2.2)$$

com

$$s = [s_0 s_1 \dots s_{M-1}]^T \quad (2.3)$$

e

$$g = [g_0 g_1 \dots g_{M-1}]^T \quad (2.4)$$

em que \mathbf{W} é a matriz de Hadamard com dimensões $M \times M$. Claramente, o vetor dos pontos da constelação, \mathbf{s} , é a transformada de Hadamard do vector de coeficientes \mathbf{g} . Assim, para uma dada constelação, é possível obter os coeficientes g_i correspondentes a partir da transformada inversa de Hadamard do vector dos pontos da constelação. No entanto, existem casos particulares onde não é necessário calcular a transformada de Hadamard. O caso abordado nesta dissertação insere-se neste grupo, sendo que o mapeamento dos bits das constelações M-QAM não necessitam da transformada de Hadamard.

2.1.1 Constelações PAM

Para uma constelação M-PAM, temos que $\mathfrak{S} = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$. No caso de um mapeamento binário, os únicos coeficientes não nulos são $g_1, g_2, g_4, \dots, g_{M/2}$, isto é, os coeficientes $g_{2^i}, i = 0, 1, \dots, \mu - 1$. Além disso, $g_{2^i} = 2^{\mu-i}$, o que significa

$$s_n = g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + \dots = b_n^{(0)} + 2b_n^{(1)} + 4b_n^{(2)} + \dots = \sum_{m=0}^{\mu-1} 2^m b_n^{(m)} \quad (2.5)$$

Para o mapeamento de Gray, os coeficientes não nulos são aqueles que com representação binária $(0 \dots 0001), (0 \dots 011), (111 \dots 1)$, que são os coeficientes $g_{2^i-1}, i = 0, 1, \dots, \mu - 1$. Mas também, $g_{2^i-1} = 2^{\mu-i-1}$ o que significa

$$s_n = 2^{\mu-1}b_n^{(1)} + 2^{\mu-2}b_n^{(1)}b_n^{(2)} + 2^{\mu-3}b_n^{(1)}b_n^{(2)}b_n^{(3)} + \dots = \sum_{m=0}^{\mu-1} 2^{\mu-m-1} \prod_{m'=0}^m b_n^{(m')} \quad (2.6)$$

Exemplos

Para uma constelação 4-PAM, temos no caso de um mapeamento binário

$$s_n = 2b_n^{(1)} + b_n^{(0)} \quad (2.7)$$

para um mapeamento Gray

$$s_n = 2b_n^{(0)} + b_n^{(0)}b_n^{(1)} \quad (2.8)$$

Para uma constelação 8-PAM, temos para um mapeamento binário

$$s_n = 4b_n^{(2)} + 2b_n^{(1)} + b_n^{(0)} \quad (2.9)$$

e para um mapeamento Gray

$$s_n = 4b_n^{(0)} + 2b_n^{(0)}b_n^{(1)} + b_n^{(0)}b_n^{(1)}b_n^{(2)} \quad (2.10)$$

2.1.2 Constelações QAM

O mapeamento de bits em símbolos de uma constelação M-QAM é normalmente realizado para a componente em fase e a componente em quadratura, metade dos bits são para definir a componente em fase e a outra metade para definir a componente em quadratura. Assim, uma constelação M-QAM pode ser escrita como a soma de duas constelações \sqrt{M} -PAM, uma para a componente em fase (parte real) e outra para a componente em quadratura (parte imaginária). Nesta dissertação usaremos como exemplo o caso 16-QAM, logo para mapeamento de Gray temos

$$s_n = 2b_n^{(0)} + b_n^{(1)}b_n^{(0)} + j(2b_n^{(2)} + b_n^{(3)}b_n^{(2)}) \quad (2.11)$$

Note-se que cada símbolo s_n pode ser visto como resultado da soma de duas constelações QPSK, tal como a figura 2.2 demonstra, resultando em uma constelação 16-QAM.

A decomposição de uma constelação 16-QAM numa soma de duas constelações 4-QAM (ou QPSK) não elimina a necessidade de usar amplificadores lineares para amplificar cada uma das componentes, visto que a modulação 4-QAM possui um diagrama de transição com

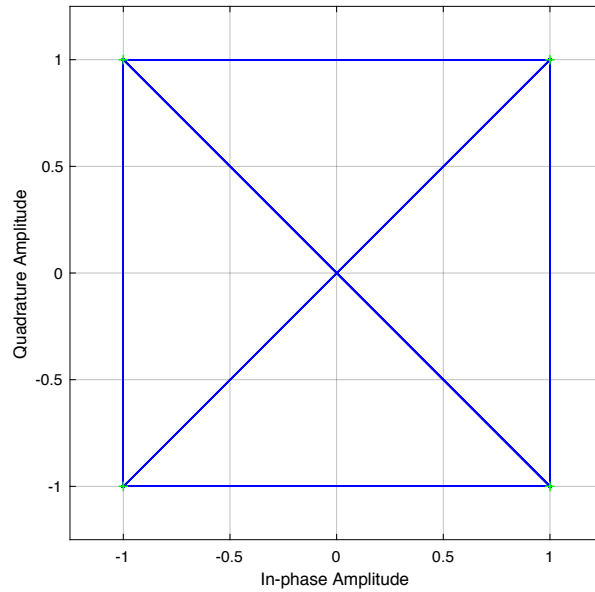


Figura 2.1: Diagrama de transições de um sinal QPSK

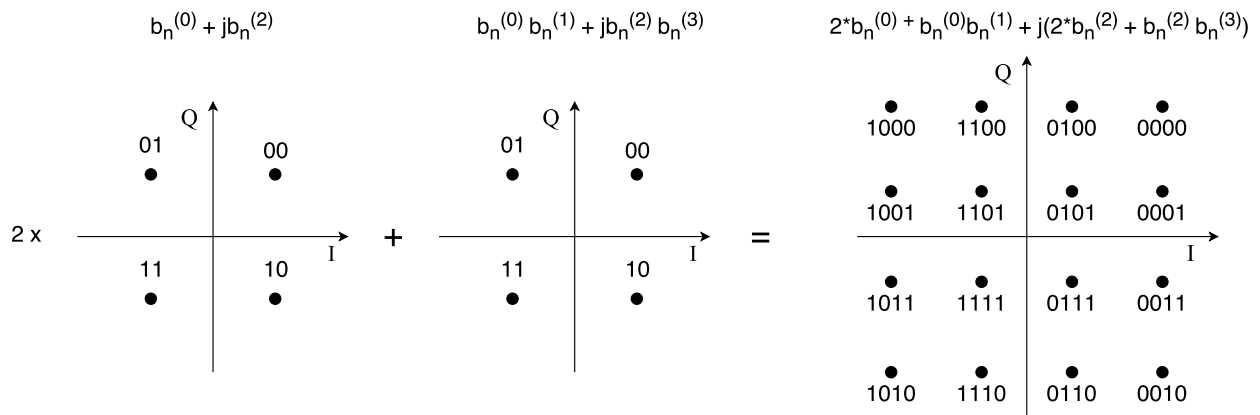


Figura 2.2: Exemplo de uma hierarquização de constelações.

passagens por zero, como mostrado na figura 2.4, apresentando portanto uma larga gama dinâmica.

2.1.3 Constelações O-QAM

As constelações M-QAM apenas diferem no desfasamento das componentes em fase e em quadratura de meio período de símbolo, o que se traduz em não existirem desfasamentos de 180° nas transições entre símbolos considerando o caso $M=4$, obtém-se o caso particular das constelações QPSK e OQPSK. Apesar do conjunto de símbolos da constelação ser o mesmo, no caso OQPSK, o diagrama de transição representado na figura 2.3 possui passagens por zero fazendo com que as flutuações de envolvente sejam menores. Isto deve-se ao fato da componente em quadratura estar atrasada em meio símbolo da componente em fase

do sinal OQPSK.¹ Devido a este atraso entre as componentes em fase e em quadratura de meio símbolo, as excursões da envolvente no sinal transmitido são menores, uma vez que o seu valor de pico ocorre em diferentes instâncias. Para além disso, são também removidas as passagens por zero do diagrama de transição do sinal OQPSK. Isto explica-se porque os sinais 4-QAM podem variar em fase 180° , enquanto que os sinais OQPSK a variação fica-se pelo 90° . Desta forma, uma vez que o mapeamento de Gray é igual para o 4-QAM e para o OQPSK, é possível, através da equação 2.11 obter uma constelação 16-QAM e uma constelação 16-OQAM através do dois sinais QPSK e OQPSK, respectivamente. Atendendo a que as modulações OQPSK apresentam o mesmo desempenho (ou seja, BER e eficiência espectral) das modulações QPSK, a mesma abordagem de decomposição descrita anteriormente pode ser aplicada para decompor constelações multi-nível como soma de constelações OQPSK, possibilitando o uso de amplificadores saturados. As constelações obtidas são, neste caso, do tipo M-OQAM apresentando um desempenho idêntico à correspondente constelação M-QAM.

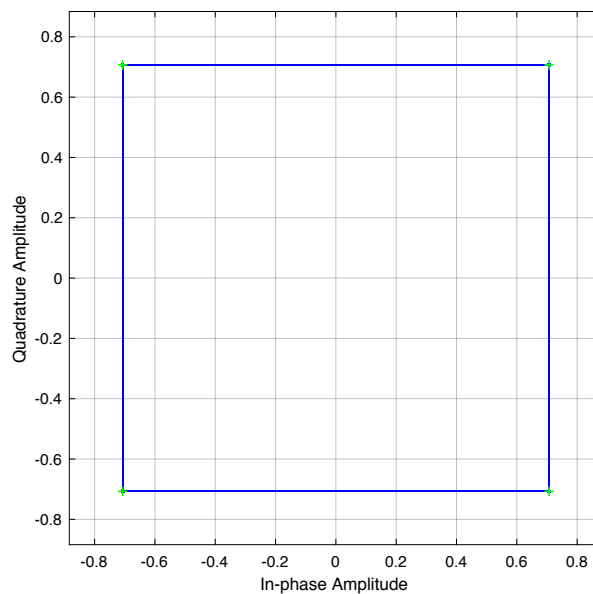


Figura 2.3: Diagrama de transições de um sinal OQPSK

¹Desfasamento relativamente ao período de amostragem de meio símbolo, dado que não existe no instante discreto $1/2$

2.1.4 Sinais QPSK e OQPSK de banda limitada

Num canal de banda-base um sinal digital quando expresso em termos de pulsos retangulares possui um espectro de frequências infinito. No entanto, segundo o teorema de *Nyquist* a largura de banda mínima para transmissão de um sinal com débito simbólico R_s é $R_s/2$. Ao limitar a largura de banda de um sinal digital através de uma filtragem de *Nyquist* (usualmente filtros RRC - *Root Raised Cosine*) por forma a aproximar a mesma ao limite mínimo de *Nyquist* $R_s/2$ tal resulta em consideráveis flutuações de envolvente do sinal no domínio do tempo. Na figura 2.4 e a figura 2.5 são mostrados os diagramas de transições dos sinais QPSK e OQPSK de banda limitada, isto é, à saída do filtro RRC. Pode-se verificar que existem flutuações de envolvente nos dois sinais, embora nos sinais OQPSK sejam menores. Do ponto de vista de amplificação, não é pois possível utilizar amplificadores saturados. Desta forma, é necessário aplicar técnicas de modulação em magnitude que serão abordadas no próximo capítulo.

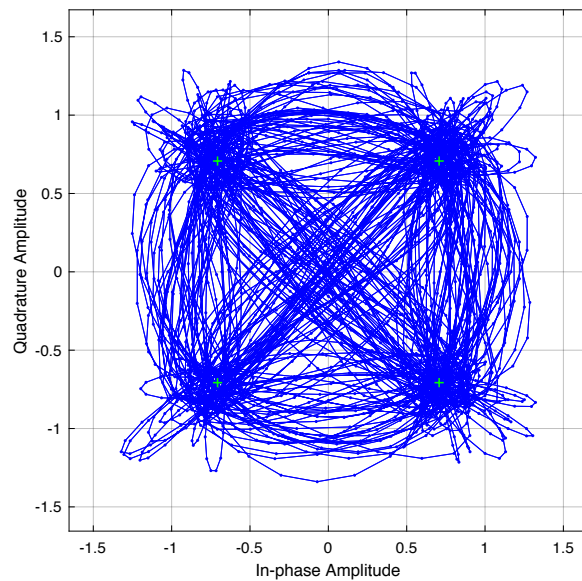


Figura 2.4: Diagrama de transições de um sinal QPSK usando um filtro RRC com um *roll-off* de 0.25 e um *oversampling* de $L=8$

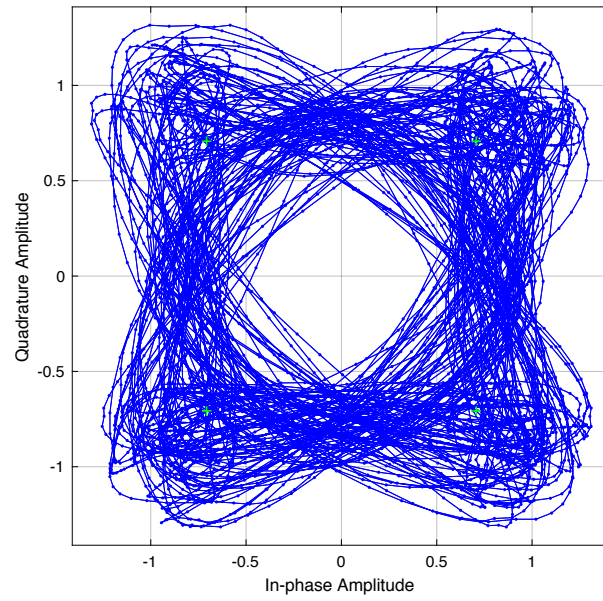


Figura 2.5: Diagrama de transições de um sinal OQPSK usando um filtro RRC com um *roll-off* de 0.25 e um *oversampling* de $L=8$

3 Modulação de Magnitude em Anel

Como demonstrado no capítulo anterior, os sinais OQPSK podem ser usados para representar uma constelação M-OQAM [13] tendo sido proposto recentemente [14], e a transmissão de vários sinais OQPSK em paralelo usando esquemas de transmissores multi-camada para constelações de ordem elevada por forma a suprir os requisitos do 5G de eficiência espectral, débito binário e eficiência espectral. No entanto, o uso de filtragem de *Nyquist* (tipicamente RRC) para limitar a largura de banda dos sinais aproximando a mesma do limite mínimo de *Nyquist* (isto é, $R_s/2$, em que R_s é o débito simbólico), introduz excursões indesejáveis na envolvente do sinal transmitido, tornando necessário o uso de amplificadores lineares ao contrário do desejado. As técnicas de modulação em magnitude [12] são uma solução capaz de controlar as excursões na envolvente do sinal transmitido ajustando cada símbolo antes da filtragem de *Nyquist*, não afectando a largura de banda do sinal transmitido. Neste capítulo, é apresentado o estado de arte das técnicas de modulação de magnitude (*Magnitude Modulation - MM*), com destaque para a técnica de Ring-MM, que possibilita o uso de amplificadores saturados na amplificação de sinais OQPSK de banda limitada.

3.1 Princípios de Modulação de Magnitude

A figura (3.1) ilustra um diagrama funcional de um transmissor SC que faz uso do conceito de MM [3, 20, 21]. O bloco MM ajusta a componente em fase e em quadratura de cada símbolo, $s[n]$, que sai do modulador de modo a evitar picos indesejáveis da envolvente do sinal, $x[n]$, na saída do filtro RRC, isto é, do sinal a transmitir antes da conversão digital-analógica (DAC) e da amplificação de potência.

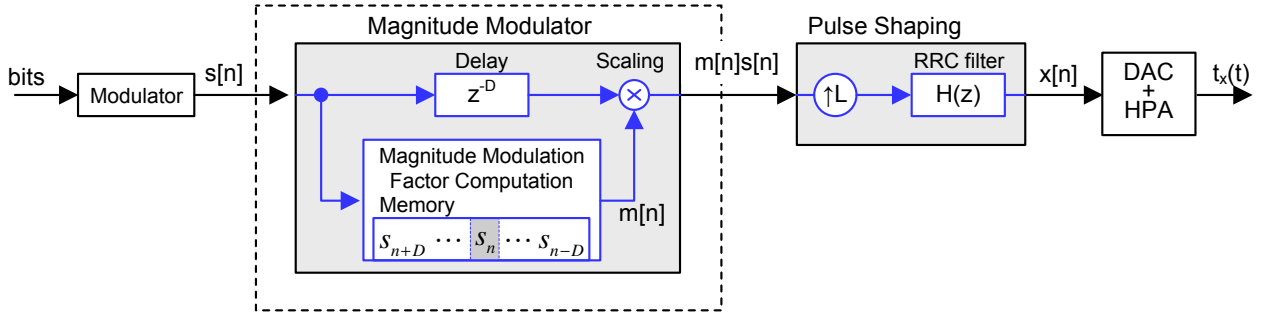


Figura 3.1: Transmissor genérico que inclui técnica de Modulação em Magnitude [1, 2].

Seja s_n uma sequência de símbolos de uma dada constelação (e.g. OQPSK, M-QAM) e x_n a sequência correspondente resultante da formatação do pulso, em que é empregue um filtro de Nyquist com resposta a impulso h_n . Apesar da existência de algumas diferenças entre os diversos algoritmos MM propostos, cada esquema tem na sua essência o seguinte conjunto de passos:

- Para cada novo símbolo modelado \hat{s}_n , prever a resposta à saída do filtro de formatação de pulsos h_n , considerando o símbolo \hat{s}_n e os seus símbolos vizinhos;
- Identificar os picos da envolvente do sinal filtrado acima de um determinado limiar previamente definido e calcular o fator MM a aplicar a \hat{s}_n , por forma a evitar excursões indesejáveis;
- Multiplicar o símbolos \hat{s}_n pelos coeficientes MM m_n ;

O sinal modulado em magnitude é assim tipicamente descrito por:

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

onde os coeficientes MM m_n são armazenados para manter a envolvente de x_n abaixo de um limiar A , ou seja,

$$|x[n]| \leq A \quad (3.2)$$

Ao aplicar a condição acima indicada, a excursão máxima da envolvente do sinal é consideravelmente reduzida e, conseqüentemente, o PAPR do sinal; observe que, embora um ganho de redução de PAPR seja obtido com técnicas de MM convencionais, elas não controlam diretamente o PAPR, pois a potência média do sinal também é reduzida com o procedimento MM. Essa redução no PAPR do sinal é, no entanto, suficiente para melhorar

significativamente a eficiência de um transmissor que emprega uma HPA linear (em termos de desempenho e eficiência de energia).

3.1.1 Abordagem *Look-Up Table*

No algoritmo iterativo proposto por Tomlinson em 2002 *et al.* [21], os coeficientes MM são calculados à priori, guardando-os numa LUT tal como está representado na figura 3.2. Para se aplicar modulação em magnitude a um símbolo (seja esse símbolo s_n), é necessário encontrar o valor correspondente na LUT. Para isso, é usado um *Shift Register* que para cada símbolo s_n guarda a informação dos 2D símbolos vizinhos.

$$S_n = [s_{n-D} \dots s_{n-1} s_n s_{n+1} \dots s_{n+D}] \quad (3.3)$$

A sequência binária correspondente a essa sequência de símbolos é convertida num número inteiro e esse número corresponde à posição na LUT onde se encontra o fator de MM e aplicar a s_n , sendo que a LUT contém todos os estados possíveis, isto é $M^{(2D+1)}$ com M o número de símbolos da constelação. Os coeficientes MM que estão alojados nas LUT são estimados de acordo com o algoritmo representado pela figura 3.3, onde é simulada uma transmissão sem ruído.

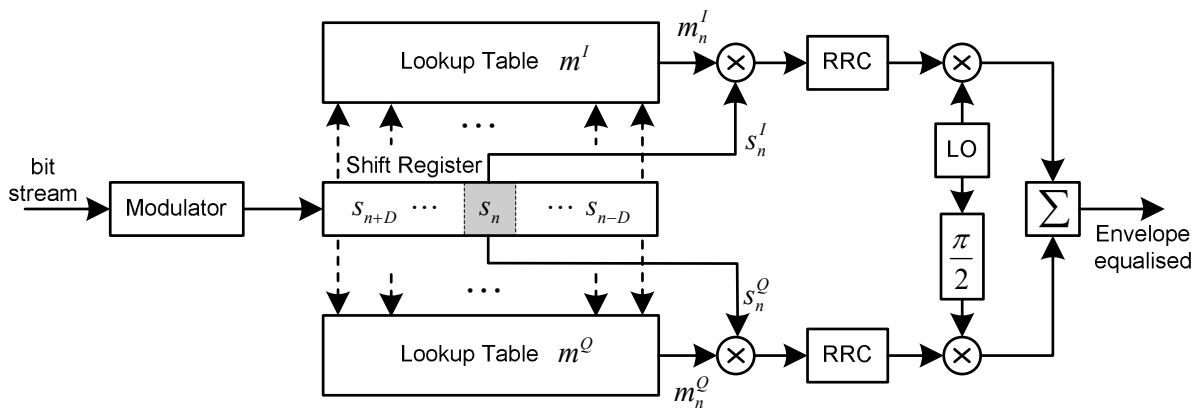


Figura 3.2: Representação de um esquema de transmissão MM empregando a abordagem LUT [1, 3].

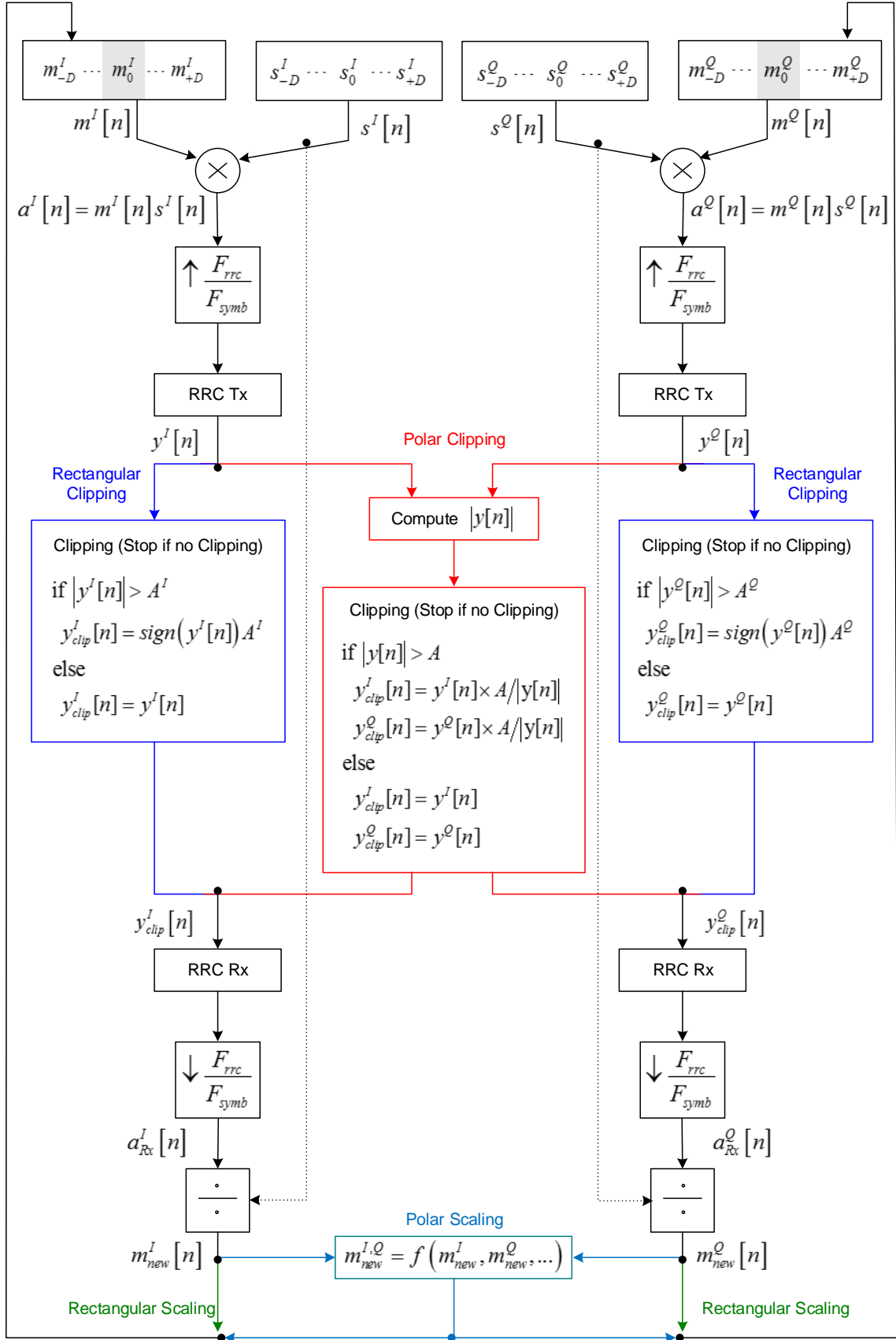


Figura 3.3: Algoritmo para o cálculo dos coeficientes MM onde são guardados nas LUT proposto por Tomlinson [1]

3.2 Modulação de Magnitude em Anel em sinais OQPSK

A técnica de RMM foi desenvolvida para esquemas com modulação OQPSK, uma vez que as componentes em fase e quadratura têm um desfasamento de meio símbolo entre elas, os valores de pico dos sinais OQPSK das referidas componentes não ocorrem ao mesmo tempo, para além de serem evitadas passagens por zero. É assim possível limitar a envolvente do sinal OQPSK com um limite superior e um limite inferior sem distorcer gravemente o sinal transmitido. O método RMM proposto explora o deslocamento de tempo referido usando dois coeficientes MM distintos aplicados às componentes em fase e quadratura do símbolo, o que fornece um controlo mais exato das excursões da envolvente, à custa de adicionar alguma modulação em fase. Considerando isto, a equação (3.1) pode ser re-escrita como:

$$x[n] = \left[\sum_k m^I[k] s^I[k] \delta[n - kL] \right] * h[n] + \left[\sum_k m^Q[k] s^Q[k] \delta[n - kL] \right] * h[n]. \quad (3.4)$$

onde m_I e m_Q são, respectivamente, a componente em fase e a componente em quadratura dos coeficientes RMM. Portanto, cada sinal RMM é desenhado de forma a satisfazer a seguinte condição:

$$A_l \leq |s[n]| \leq A_u \quad (3.5)$$

onde A_l e A_u representa, respectivamente, os limites inferiores e os limites superiores.

Estes limites são escolhidos visando obter um sinal modulado em magnitude em que a envolvente apresenta uma dinâmica muito reduzida e sem cruzamentos em zero. Os coeficientes RMM são obtidos à priori e armazenados em LUTs à semelhança do método LUT-MM definido [1, 3, 12]. O cálculo dos coeficientes RMM pode ser realizado de acordo com o algoritmo da figura 3.4. As duas principais diferenças entre os algoritmos das figuras 3.4 e 3.2 residem em:

1. Em ambos é usado polar-clipping após a filtragem no Transmissor(Tx) mas no caso RMM, a envolvente é limitada superior e inferiormente;
2. Na etapa de dimensionamento é utilizado um dimensionamento rectangular.

3.2.1 Algoritmo

Considerando os obstáculos impostos por este tipo de modulação, um esquema que faz uso de LUT para guardar todos os coeficientes MM que são guardados nas LUT a priori é

uma solução a ter em conta. Uma vez há um desfasamento entre a componente em fase e em quadratura, cada componente tem um dimensionamento diferente fornecendo um maior controlo da envolvente do sinal. Além disso, este método aplica restrições superiores e inferiores na amplitude do sinal modulado, resultando num método de dimensionamento *polar clipping-rectangular*. A figura 3.4 , ilustra o processo de cálculo dos os coeficientes MM.

Tal como explicado anteriormente, a operação de *clipping* aplicada neste esquema tem dois limites de amplitude: o limite inferior, A_l , e o limite superior, A_u . A partir daí, em cada iteração é avaliada a amplitude e é verificada a condição:

$$A_l \leq |y[n]| \leq A_u \quad (3.6)$$

fazendo um reajustamento das amostras nos limites aplicados. Os coeficientes MM são obtidos dividindo as componentes do sinal recebido, $a_{Rx}^I[n]$ e $a_{Rx}^Q[n]$ pelas sequências originais $a^I[n]$ e $a^Q[n]$, respectivamente. Cada coeficiente MM afecta L (*Oversampling*) amostras e quando os limites superior e inferior tornam-se mais restritos fazem com que hajam mais sequências a ultrapassar esses limites.

Após descrever o cálculo dos parâmetro RMM, o próximo passo deste trabalho é discutir a performance do método.

3.2.2 Desempenho do RMM

Nesta subsecção será analisado o método RMM aplicado comparativamente ao diagrama de caminhos de transição do sinal OQPSK original. Os métodos que controlam as excursões impostas dos sinais de transmissão são desenvolvidos para incluir os esquemas de transmissão que trabalham com HPAs lineares, procurando reduzir o PAPR do sinal transmitido é necessário um *back-off* para que o HPA esteja perto da saturação [1, 3, 22].

Como a figura 3.5 ilustra, com um limite de amplitude mínimo de 0.8 e um limite de amplitude máximo de 1.1, consegue-se um controlo de envolvente maior comparado com os outros casos. Desta forma, foram esses os valores tidos como referência no próximo capítulo.

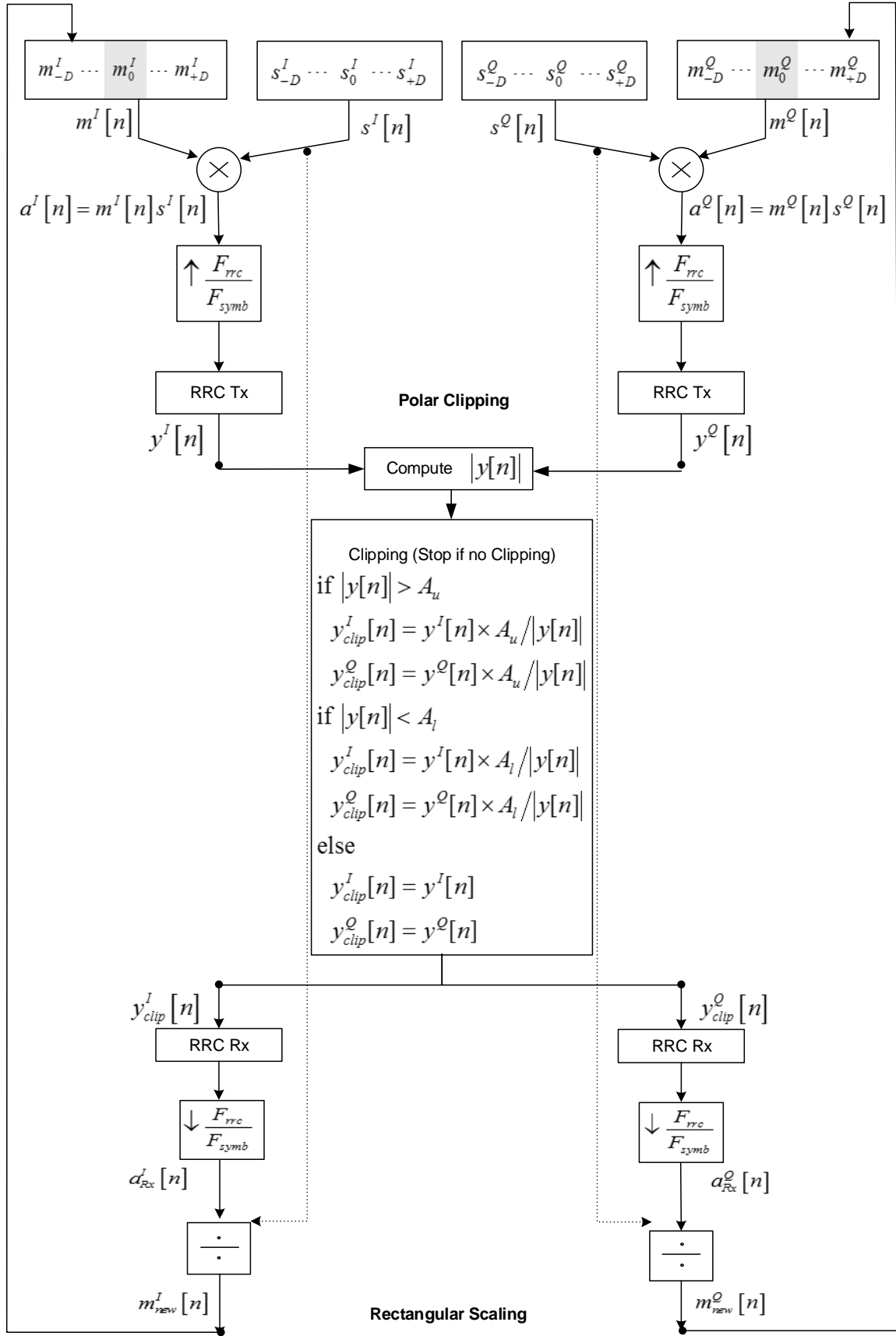
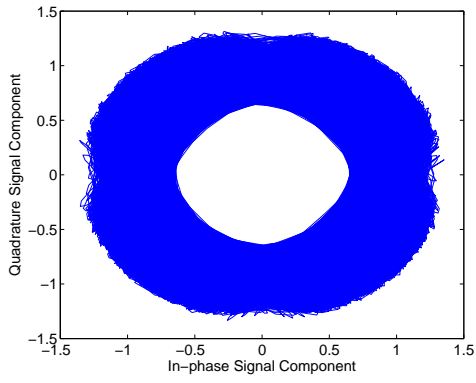
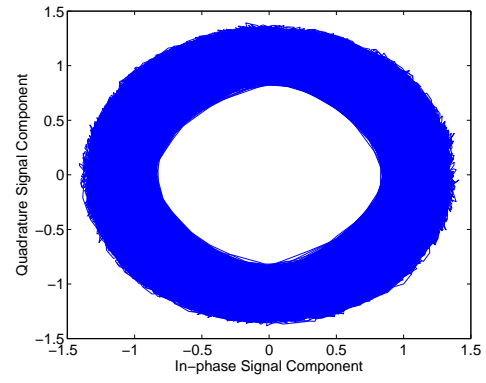


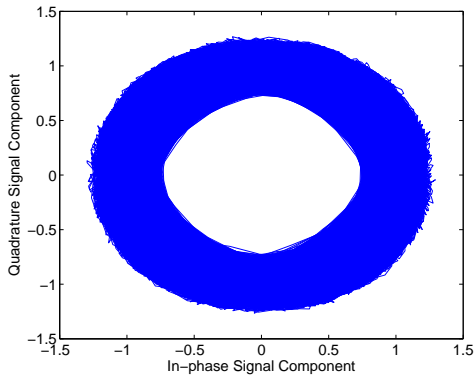
Figura 3.4: Algoritmo para o calculo dos coeficientes RMM onde são guardados nas LUT [4].



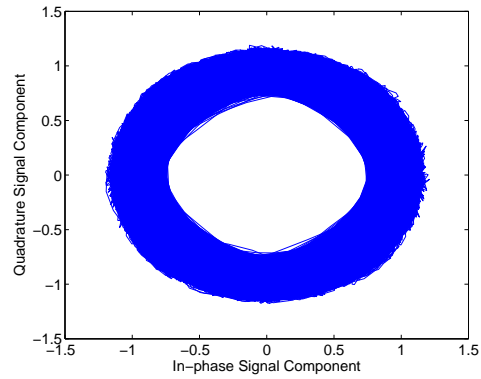
(a) *Conjunto #1* : $A_l = 0.7$ e $A_u = 1.3$.



(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 $A_u = 1.1$.

Figura 3.5: Diagrama de caminhos de transição entre símbolos RMM OQPSK para diferentes conjuntos de limiares RMM [4, 5].

4 Decomposição de constelações e MM para Transmissão SC Eficiente

No capítulo 2 é discutido um método eficiente de maneira a construir uma constelação de ordem elevada através de constelações de ordem reduzida. No capítulo 3 foram discutidos os conceitos teóricos de modulação em magnitude, integrando o método desenvolvido no capítulo 2 para a obtenção de um sinal com flutuações de envolvente o mais reduzidas possível de forma a conseguir transmitir um sinal usando amplificadores saturados. Neste capítulo consideramos como exemplo e caso de estudo a constelação 16-OQAM. São apresentados resultados de simulação e uma prova de conceito com implementação em SDR. A ferramenta utilizada no desenvolvimento foi o *Simulink*, o qual demonstrou ser uma ferramenta bastante útil quer na obtenção dos resultados de simulação e flexível quanto ao interface com a plataforma de SDR. No que respeita à implementação em SDR, foi feito uso da plataforma B210 da *Ettus Research* com capacidade MIMO 2x2 o que permitiu o uso de duas portas transmissoras na implementação das duas componentes OQPSK que compõe um sinal 16-OQAM.

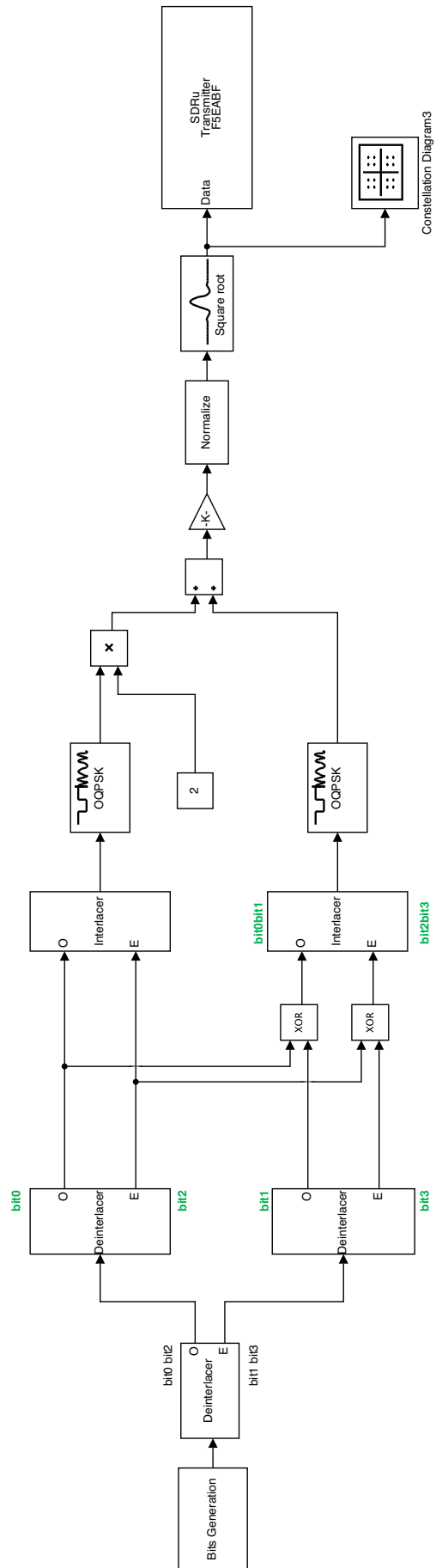


Figura 4.1: Esquema para a obtenção de uma constelação 16-QAM na plataforma SDR

4.1 Sistema 16-OQAM transmissor

No capítulo 2 obteve-se por decomposição de constelações, uma constelação 16-OQAM. Esta constelação resultou da soma de duas constelações OQPSK.

Foi demonstrado pela equação 2.11 que uma constelação M-QAM pode ser decomposta em duas constelações \sqrt{M} -QAM, desta forma o esquema de um 16-OQAM decomposto em dois OQPSK como está representado pela equação 2.11. O sistema implementado em *Simulink* encontra-se representado na figura 4.1. Neste método, os bits são separados por um *Deinterlacer* fazendo com que os bits ímpares e os bits pares sigam caminhos opostos. Após aplicar outro *Deinterlacer* é possível obter os 4 primeiros bits em separado. Desta forma, é possível aplicar a equação 2.11, ou seja, $b_n^{(0)}b_n^{(2)}$ entra no primeiro OQPSK obtendo $2 * (b_n^{(0)} + jb_n^{(2)})$ após a multiplicação por 2, enquanto que no segundo OQPSK, o $b_n^{(0)}$ e o $b_n^{(1)}$ são agrupados, tal como o $b_n^{(2)}$ e o $b_n^{(3)}$, por um operador lógico XOR de forma a evitar que haja componentes imaginárias à entrada do modulador. O resultado do $b_n^{(0)}$ e do $b_n^{(1)}$ formam o primeiro bit a entrada do modulador, bem como o $b_n^{(2)}$ e o $b_n^{(3)}$ formam o segundo. Assim, obtemos $b_n^{(0)}b_n^{(1)} + jb_n^{(2)}b_n^{(3)}$. Ao adicionar os dois, obtemos o esquema em *Simulink* demonstrado na figura 4.1.

Os moduladores OQPSK apresentam o seguinte mapeamento representado na figura 4.2:

- $00 \rightarrow 1 + j$;
- $01 \rightarrow -1 + j$;
- $10 \rightarrow 1 - j$;
- $11 \rightarrow -1 - j$;

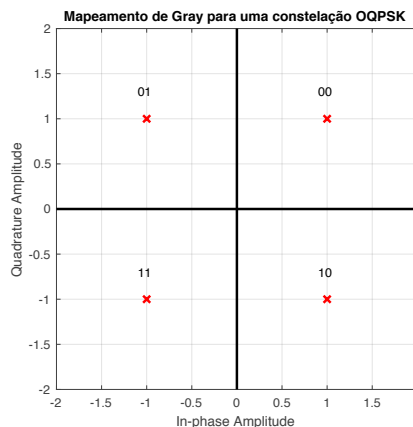


Figura 4.2: Mapeamento de Gray de uma constelação OQPSK

Assim, a energia do bit 0 é +1 e a energia do bit 1 é -1. Desta forma, de acordo com a equação 2.11 o mapeamento da constelação 16-OQAM é:

- 0000 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (+1) + j(2.(+1) + (+1) * (+1)) \rightarrow 3 + j3$;
- 0001 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (+1) + j(2.(+1) + (+1) * (-1)) \rightarrow 3 + j$;
- 0010 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (+1) + j(2.(-1) + (-1) * (+1)) \rightarrow 3 - j3$;
- 0011 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (+1) + j(2.(-1) + (-1) * (-1)) \rightarrow 3 - j1$;
- 0100 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (-1) + j(2.(+1) + (+1) * (+1)) \rightarrow 1 + j3$;
- 0101 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (-1) + j(2.(+1) + (+1) * (-1)) \rightarrow 1 + j$;
- 0110 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (-1) + j(2.(-1) + (-1) * (+1)) \rightarrow 1 - j3$;
- 0111 $\rightarrow 2.(+1) + (+1) * (-1) + j(2.(-1) + (-1) * (-1)) \rightarrow 1 - j$;
- 1000 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (+1) + j(2.(+1) + (+1) * (+1)) \rightarrow -3 + j3$;
- 1001 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (+1) + j(2.(+1) + (+1) * (-1)) \rightarrow -3 + j$;
- 1010 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (+1) + j(2.(-1) + (-1) * (+1)) \rightarrow -3 - j3$;
- 1011 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (+1) + j(2.(-1) + (-1) * (-1)) \rightarrow -3 - j$;
- 1100 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (-1) + j(2.(+1) + (+1) * (+1)) \rightarrow -1 + j3$;
- 1101 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (-1) + j(2.(+1) + (+1) * (-1)) \rightarrow -1 + j$;
- 1110 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (-1) + j(2.(-1) + (-1) * (+1)) \rightarrow -1 - j3$;
- 1111 $\rightarrow 2.(-1) + (-1) * (-1) + j(2.(-1) + (-1) * (-1)) \rightarrow -1 - j$;

De notar que a multiplicação de $b_n^{(0)}$ com $b_n^{(1)}$ e $b_n^{(2)}$ com $b_n^{(3)}$ é feita recorrendo a portas lógicas XOR, onde

$b_n^{(1)} b_n^{(2)}$	$b_n^{(0)} b_n^{(3)}$	$b_n^{(1)} * b_n^{(0)} b_n^{(2)} * b_n^{(3)}$
(+1)	(+1)	(+1)
(+1)	(-1)	(-1)
(-1)	(+1)	(-1)
(-1)	(-1)	(+1)

Tabela 4.1: Porta Lógica XOR tendo em vista a multiplicação dos bits $b_n^{(1)}$ e $b_n^{(0)}$ e $b_n^{(2)}$ e $b_n^{(3)}$

O mapeamento 16-OQAM obtido encontra-se representado pela figura 4.3.

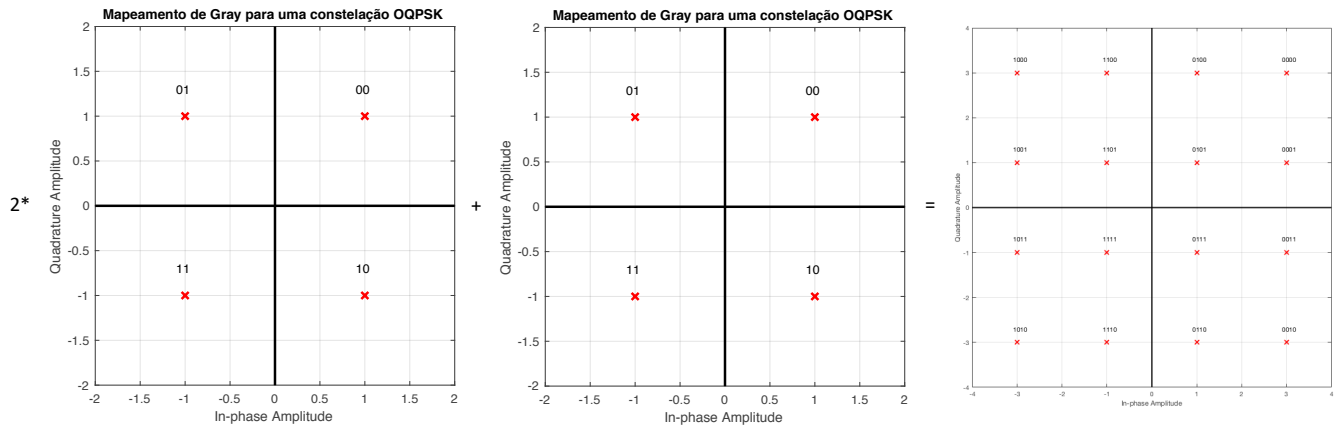


Figura 4.3: Mapeamento de Gray de uma constelação 16-OQAM

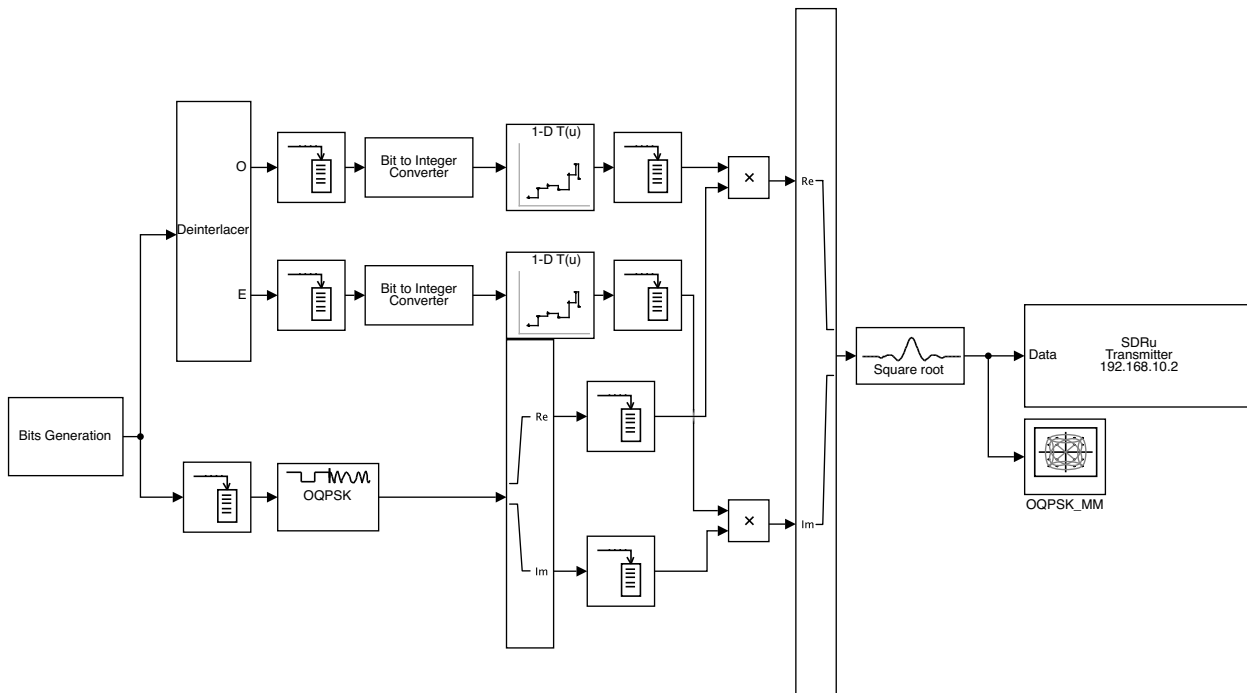


Figura 4.4: Esquema para a obtenção de uma constelação OQPSK com modulação em magnitude na plataforma SDR

Uma vez definida a constelação de referência, foram obtidos os diagramas de transições para os casos de 16-QAM e 16-OQAM usando um filtro RRC com fator de *roll-off* de 0.25 e um *oversampling* de $L=8$ para ambos os casos. Estes diagramas encontram-se representados na figura 4.5 respectivamente.

Da análise das figuras fica claro que um sinal 16-OQAM remove as indesejáveis passagens por zero.

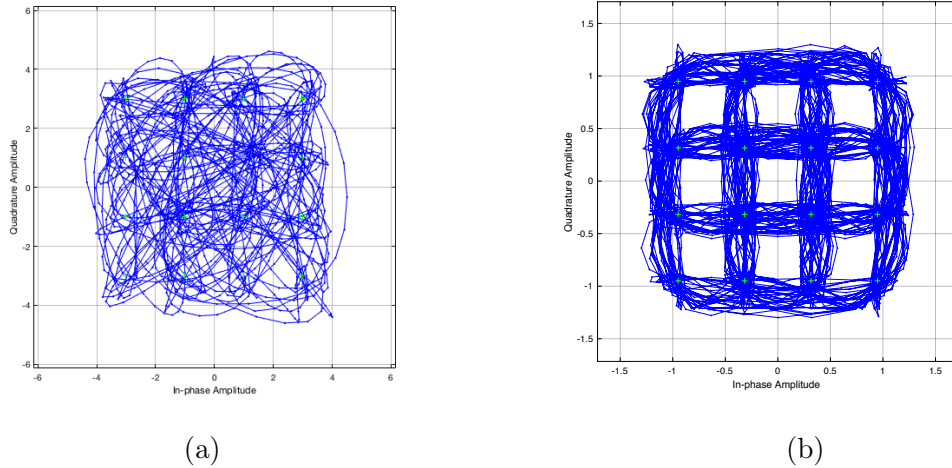


Figura 4.5: Diagrama de transições do modulador (a) 16-QAM e (b) 16-OQAM usando um filtro RRC com um *roll-off* de 0.25 e um *oversampling* de $L=8$

4.2 Sistema 16-OQAM combinado com RMM

Apesar do sinal 16-OQAM ter flutuações de envolvente mais reduzidas ainda não se consegue amplificar o sinal recorrendo a amplificadores saturados, desta forma foi necessário aplicar técnicas de modulação em magnitude que foram desenvolvidas em [4] e aperfeiçoadas em [5]. O sistema implementado encontra-se representado na figura 4.6. A implementação foi realizada de acordo com os conceitos teóricos explorados no capítulo 3, tendo sido usado modulação em magnitude em anel em cada componente do sinal OQPSK. Foi assim implementado em *Simulink* um sistema RMM, baseado numa LUT e em que são aplicados diferentes fatores MM às componentes em fase e em quadratura conforme apresentado na figura 4.7b.

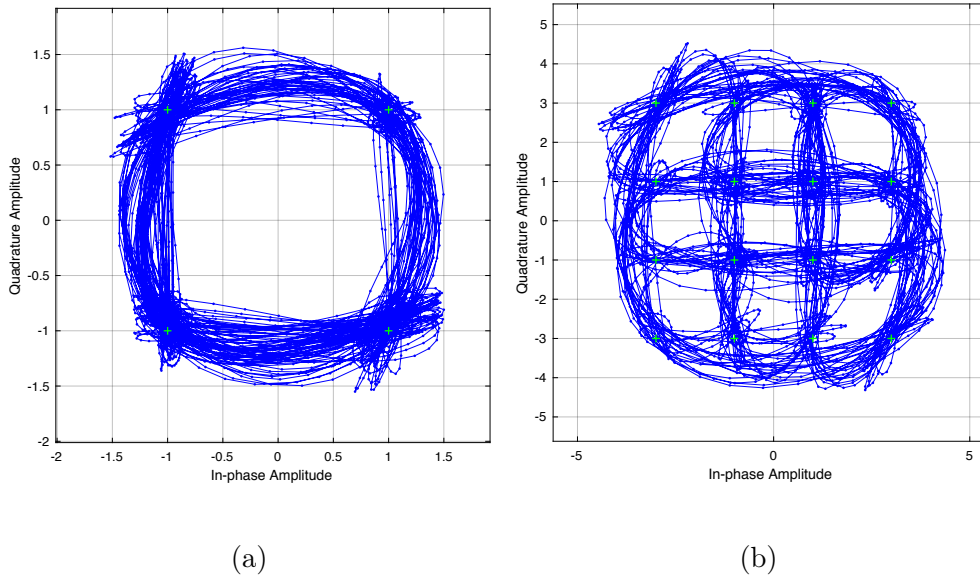


Figura 4.7: Diagrama de transições de um (a) sinal OQPSK com RMM e (b) 16-OQAM com RMM à entrada do transmissor SDR.

Após ter-se obtido os resultados pretendidos para um sinal OQPSK, concatenou-se esta técnica ao método de decomposição de constelações. A figura 4.7b mostra o diagrama de transições do esquema da figura 4.6 onde se integrou o método de decomposição de constelações com a técnica de modulação em magnitude em anel.

O resultado obtido, pode ser comparado com a figura 4.5b onde apresenta um modulador 16-OQAM sem modulação em magnitude em anel. Na figura 4.7b pode-se observar que o diagrama de transições ganhou o efeito em anel após ter sido modulado em magnitude. Finalmente, estudou-se o desempenho do modulador 16-OQAM sem RMM e com RMM comparando-os com a curva simulada de um modulador 16-QAM genérico. Na figura 4.8 pode-se concluir que, como era expetável, o desempenho do modulador 16-QAM é igual ao desempenho do modulador 16-OQAM sem RMM. Dado que a envolvente do sinal 16-OQAM com RMM é limitada superior e inferiormente, deste é satisfatório visto que apresenta uma ligeira degradação em termos de BER (cerca de 1dB) quando comparado com as restantes constelações e tendo como grande vantagem apresentar flutuações de envolvente muito menores.

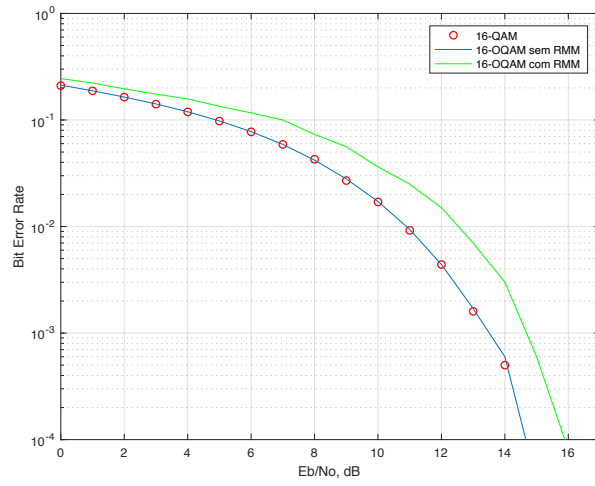


Figura 4.8: Desempenho BER num canal com AWGN para os diferentes esquemas de modulação.

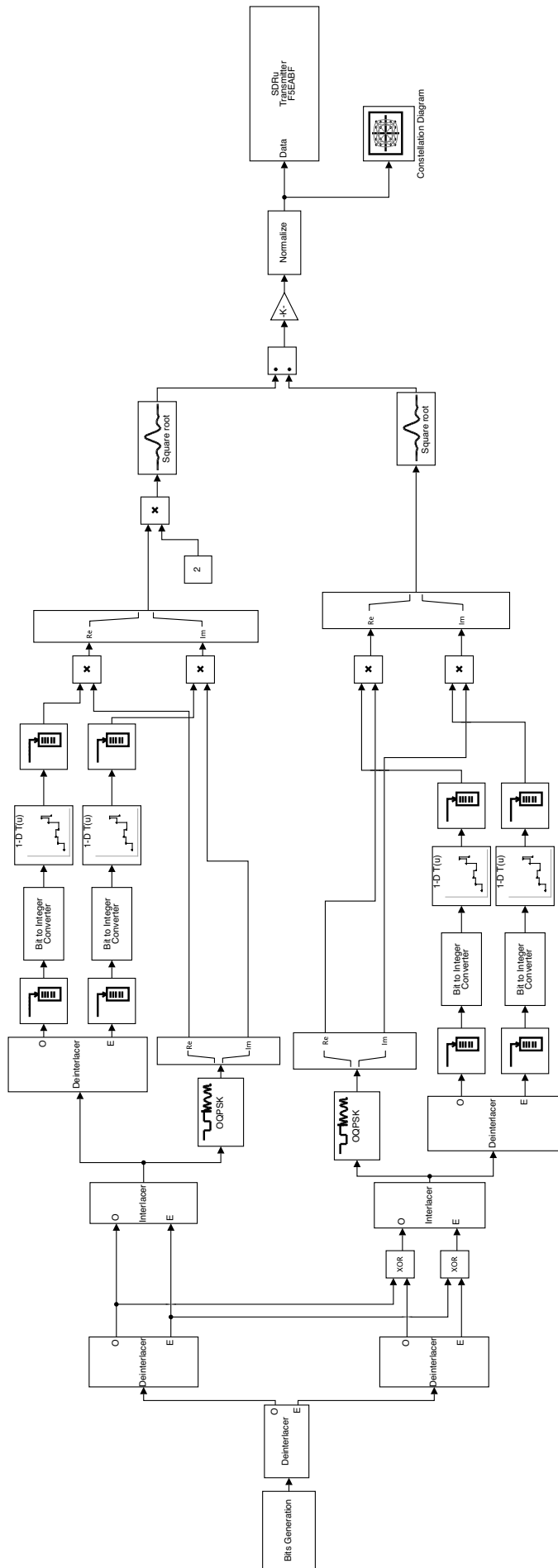


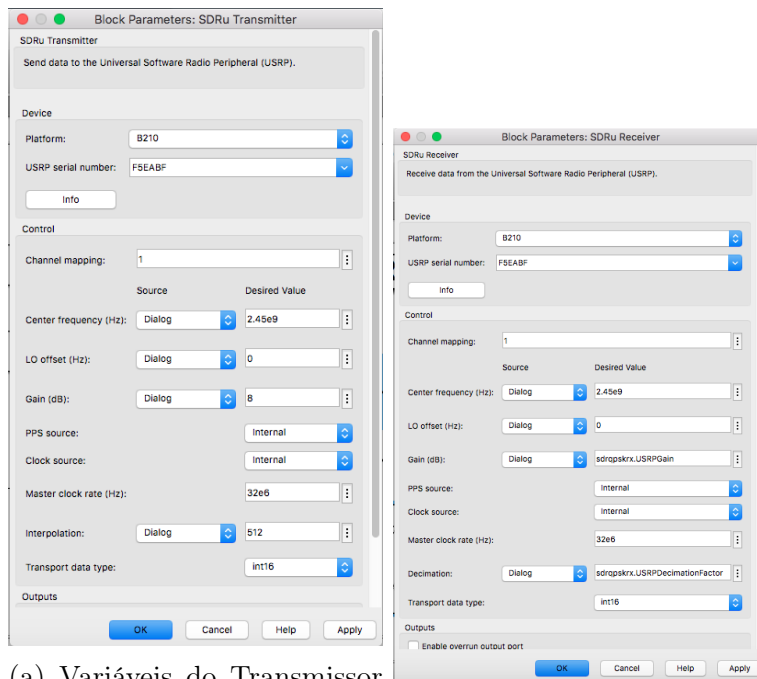
Figura 4.6: Esquema do transmissor SDR do modulador 16-OQAM com RMM

4.3 Desempenho 16-OQAM combinado com RMM em plataformas SDR

A plataforma de rádio definida por software (figura 4.9) seguiu as configurações apresentadas na figura 4.10 para o transmissor e para o recetor.



Figura 4.9: Representação do ambiente de testes na plataforma SDR



(a) Variáveis do Transmissor SDR

(b) Variáveis de Recetor SDR

Figura 4.10: Configurações do transceptor utilizado

Os resultados obtidos na plataforma SDR foram atingidos através dos esquemas das

figuras 4.1 e 4.6, sendo que estes esquemas representam o modulador 16-OQAM sem RMM e o modulador 16-OQAM com RMM, respetivamente. A abordagem desenvolvida nos dois transmissores foi gerar uma sequência de bits, através do bloco *Bit Generation*, introduzir o modulador, seja 16-OQAM sem RMM ou 16-OQAM com RMM, normalizar e incluir um RRC com fator de *roll-off* de 0.25 e um *oversampling* de $L=8$ para ambos os casos. Na figura 4.12 e na figura 4.13 está representado o recetor utilizado para ambos os esquemas 16-OQAM. No recetor a constelação utilizada para desmodular o sinal vindo do transmissor foi a obtida na figura 2.2. Como resultado do transceptor, a figura 4.11, indica os diagramas de transições retirados no instante anterior à desmodulação, mostrando que ambos os sinais encontram-se degradados comparativamente à saída do transmissor (ver figuras 4.5b e 4.7b). Isto deve-se ao fato, de existirem perdas nas antenas, no entanto, os resultados obtidos são coerentes com o esperado.

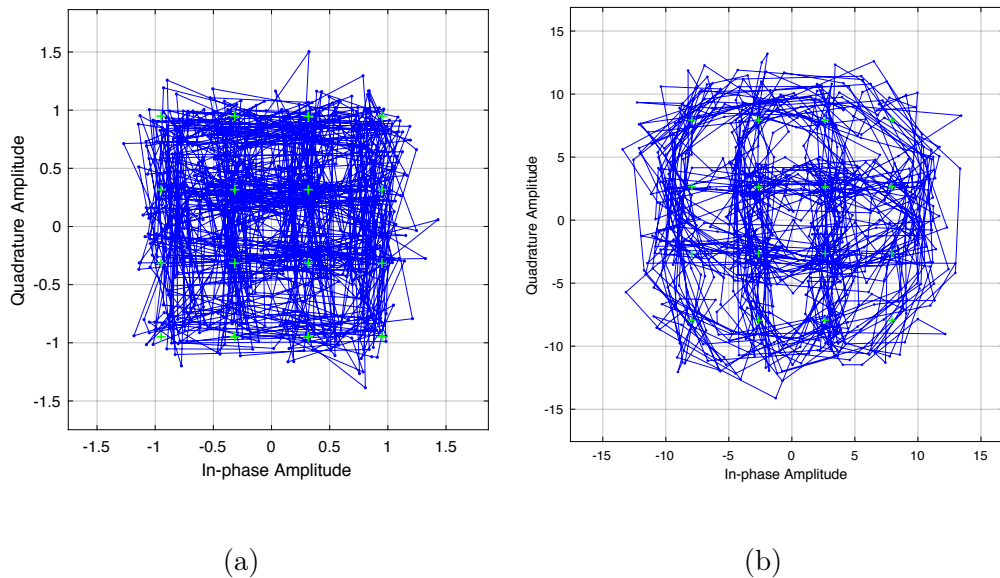


Figura 4.11: Diagrama de transições do sinal 16-OQAM sem RMM e do sinal 16-OQAM com RMM visto do recetor

16-QAM Receiver with USRP(R) Hardware

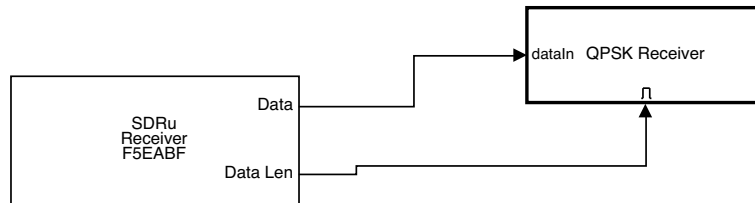


Figura 4.12: Esquema do recetor SDR do modulador 16-OQAM com e sem RMM

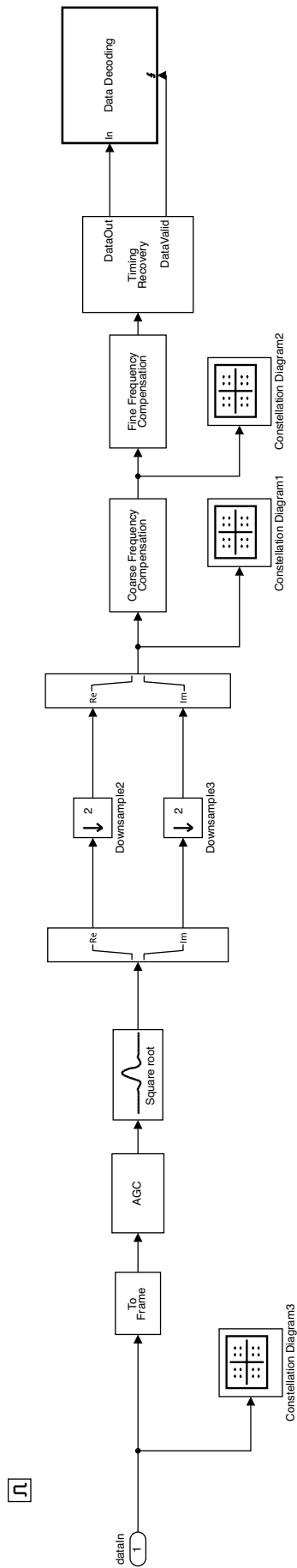


Figura 4.13: Esquema do recetor SDR do modulador 16-OQAM com e sem RMM

5 Conclusão e Trabalho Futuro

O trabalho desenvolvido no contexto desta dissertação consistiu na realização de uma prova de conceito de decomposição de sinais SC com elevada eficiência espectral baseadas em constelações de ordem elevada na soma de vários sinais tipo OQPSK com uma envolvente quase constante a serem amplificadas de forma eficiente antes da sua combinação, gerando o sinal SC multi-nível de elevada eficiência espectral. O referido método foi combinado com técnicas de modulação de magnitude em anel (RMM) por forma a minimizar a excursão dos sinais OQPSK de banda limitada, possibilitando o uso de amplificadores não lineares de elevada eficiência de potência na sua amplificação.

Neste contexto, foi desenvolvido um simulador em *Simulink* de um transceptor (emissor e receptor) 16-OQAM. Foi realizado um estudo em termos de BER mostrando que uma constelação 16-OQAM apresenta um desempenho similar ao 16-QAM, sendo gerado a partir de sinais OQPSK que evitam as passagens por zero. Aquando da combinação com técnicas de modulação de controlo de envolvente RRM, mostrou-se que era possível construir ma constelação 16-OQAM com muito menos flutuações de envolvente, à custa de alguma diminuição de desempenho em termos de BER.

Por último foi realizado uma implementação em SDR do sistema 16-OQAM. No entanto, e porque não disponhamos de um combinador foi apenas testado uma transmissão com RMM.

5.1 Trabalho Futuro

De forma a avaliar o sistema 16-OQAM combinado com RMM, pode ser feito um estudo do desempenho fazendo uso de amplificador não lineares a operar na saturação na amplificação das componentes OQPSK.

Pode ainda ser feito um teste do sistema 16-OQAM em SDR fazendo uso de um combinador das duas componentes OQPSK do sinal.

Referências

- [1] Marco Gomes. *Magnitude Modulation for Peak Power Control in Single Carrier Communication Systems*. PhD thesis, Universidade de Coimbra, Portugal, 2010.
- [2] M. Gomes, V. Silva, F. Cercas, and Martin Tomlinson. Power efficient back-off reduction through polyphase filtering magnitude modulation. *Communications Letters, IEEE*, 13(8):606–608, August 2009.
- [3] 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*, volume 3, pages 2099–2103 vol.3, May 2003.
- [4] António José Ribeiro Simões. Ring-type magnitude modulation for linc: Paving the road for better efficiency. Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Sep. 2014.
- [5] Mário Alberto Soares Castanheira. Esquemas iterativos de descodificação e combinadores chireix para sistemas ring-type magnitude modulation linc. Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Sep. 2015.
- [6] Sundeep Rangan, Theodore S. Rappaport, and Elza Erkip. Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges. *Proceedings of the IEEE*, 102(3):366–385, 2014.
- [7] Theodore S. Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N. Wong, Jocelyn K. Schulz, Mathew Samimi, and Felix Gutierrez. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work! *IEEE Access*, 1:335–349, 2013.
- [8] Jing Zhang, Xiaohu Ge, Qiang Li, Mohsen Guizani, and Yanxia Zhang. 5G Millimeter-Wave Antenna Array: Design and Challenges. *IEEE Wireless Communications*, 24(2):106–112, 2017.




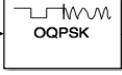
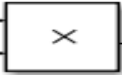
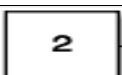


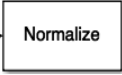
- [9] Sherali Zeadally, Samee Ullah Khan, and Naveen Chilamkurti. Energy-efficient networking: Past, present, and future. *Journal of Supercomputing*, 62(3):1093–1118, 2012.
- [10] Geoffrey Ye Li, Zhikun Xu, Cong Xiong, Chenyang Yang, Shunqing Zhang, Yan Chen, and Shugong Xu. Energy-efficient wireless communications: Tutorial, survey, and open issues. *IEEE Wireless Communications*, 18(6):28–35, 2011.
- [11] Scott L. Miller and Robert J. O’Dea. Peak power and bandwidth efficient linear modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 46(12):1639–1648, 1998.
- [12] 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.*, 12(6):544–557, Dec. 2010.
- [13] Rui Dinis, Paulo Montezuma, Nuno Souto, and João Silva. Iterative frequency-domain equalization for general constellations. In *33rd IEEE Sarnoff Symposium 2010, Conference Proceedings*, 2010.
- [14] Rui Dinis, Paulo Montezuma, Pedro Bento, Marco Gomes, and Vitor Silva. A multi-antenna technique for mm-wave communications with large constellations and strongly nonlinear amplifiers. In *2015 German Microwave Conference, GeMiC 2015*, pages 284–287, 2015.
- [15] Oner Orhan, Elza Erkip, and Sundeep Rangan. Low power analog-to-digital conversion in millimeter wave systems: Impact of resolution and bandwidth on performance. In *2015 Information Theory and Applications Workshop, ITA 2015 - Conference Proceedings*, pages 191–198, 2015.
- [16] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 40(4):58–66, 2002.
- [17] A. Gusmão, Rui Dinis, J. Conceição, and N. Esteves. Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications. In *IEEE 51st Vehicular Technology Conference*, volume 2, pages 1300–1305, 2000.
- [18] Hong Jiang and Paul A. Wilford. A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 51(2):223–229, 2005.

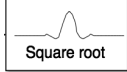
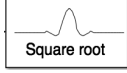

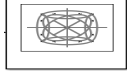
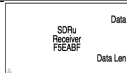

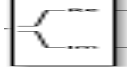
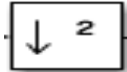
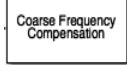

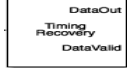
- [19] Rui Dinis, Paulo Montezuma, Nuno Souto, and João Silva. Iterative frequency-domain equalization for general constellations. In *Sarnoff Symposium, 2010 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2010.
- [20] S L Miller and R J O’Dea. Peak Power and Bandwidth Efficient Linear Modulation. *IEEE Trans. Commun.*, 46(12):1639–1648, 1998.
- [21] M. Tomlinson, A. Ambroze, and G. Wade. Power and bandwidth efficient modulation and coding for small satellite communication terminals. *Proc. IEEE ICC’02*, 5:2943–2946, Apr. 2002.
- [22] S.L. Miller and R.J. O’Dea. Peak power and bandwidth efficient linear modulation. 46(12):1639–1648, Dec. 1998.

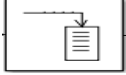
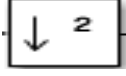
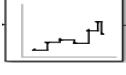
Apêndice

Descrição dos Blocos usados em *Simulink*

Tabela 5.1: Descrição dos Blocos usados em *Simulink*

Descrição	Bloco
Bit Generation – Gera os bits de cada frame	
Deinterlacer – Separa os elementos de entrada em dois elementos de saída, formando uma frame de elementos ímpares e uma frame de elementos par.	
XOR – Operador lógico XOR	
OQPSK Modulator – Modula os bits em símbolos OQPSK	
Product – Multiplica os dois elementos de entrada formando um elemento output	
Constant – Valor constante	
Sum – Soma os elementos de entrada formando um elemento de saída	
Gain – Multiplica a entrada por uma constante	
Normalize – Multiplica a entrada por uma constante	
Continua na página seguinte	

<p>Raised Cosine Transmit Filter – Usa um fator de Roll-Off de 0.5 e aumento o ritmo dos simbolos OQPSL por 4</p>	
<p>Raised Cosine Receive Filter – Usa um fator de Roll-Off de 0.5 e diminui o ritmo dos simbolos OQPSL por 2</p>	
<p>SDRu Transmitter – Envia informacao para a plataforma SDR</p>	
<p>Constelation Diagram – Mostra o diagram de constelacoes do sinal a entrada do bloco</p>	
<p>SDRu Receiver – Recebe informacao para a plataforma SDR</p>	
<p>AGC – Ajusta o ganho para atingir um sinal constante a saida</p>	
<p>Complex to Real-Img – Separa o sinal complexo em componente real e componente imaginaria</p>	
<p>Downsample – Baixa o ritmo eliminando amostras</p>	
<p>Coarse Frequency Compensation – Estima uma frequencia de offset aproximada do sinal recebida e corrige-a</p>	
<p>Fine Frequency Compensation – Compensa o deslocamento de frequencia e o deslocamento de fase</p>	
<p>Time Recovery – Alinha os limites da frame no cabeçalho da frame conhecida</p>	
<p>Continua na pagina seguinte</p>	

<p>Buffer – Converte um frame pequena numa frame maior a um rate mais pequeno.</p>	
<p>Bit to Integer Converter – Mapea um vetor de bits e faz corresponder ao valor inteiro;</p>	
<p>Look-Up Table – Armazena informacao numa tabela que pode ser acedida pelo indice respetivo;</p>	
<p>Data Decoding – Calcula o atraso do canal, alinhando os dados com o header da frame detectada, resolve o possivel problema de ambiguidade de fase durante a compensacao de frequencia fina e desmodula os dados.</p>	