



Pedro Gonçalves Correia

Licenciado em Ciências da
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Amplificação de potência energeticamente eficiente para sinais mono portadora e multi portadora

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

Orientador: Prof. Doutor Paulo Montezuma, Professor Auxiliar,
FCT-UNL

Co-orientadores: Prof. Doutor Rui Dinis, Professor Associado com
Agregação, FCT-UNL

Júri

Presidente:

Arguentes:

Vogais:



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Amplificação de potência energeticamente eficiente para sinais mono portadora e multi portadora

Copyright © Pedro Gonçalves Correia, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Aos meus pais, por me terem dado as ferramentas necessárias para alcançar todas as minhas metas.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador, professor Doutor Paulo Montezuma por me ter aceite neste projeto, por todo o seu apoio e disponibilidade durante a realização desta tese de mestrado.

Gostaria também de agradecer à minha família por todo o apoio dado ao longo desta etapa da minha vida. Um especial obrigado ao meu pai, por ser um modelo a seguir, à minha mãe por toda a paciência e compreensão demonstrada e à minha irmã por me conseguir fazer rir em qualquer altura.

Queria agradecer também à Bárbara que me acompanhou ao longo do meu percurso académico. Por acreditar em mim, por todo o encorajamento e motivação que me deu nos momentos mais difíceis.

Por último, mas de igual importância, queria agradecer a todos os meus amigos que de uma forma ou de outra marcaram o meu percurso académico, em particular ao Bento, Almeida e à Rita. Aos meus colegas Ana Pereira, André Ramião, Nuno Prata, João Gomes, Bruna Bruno, Ricardo Barata e Fábio Pires. Gostaria também de agradecer ao Pedro Viegas, por toda a disponibilidade para me ajudar a “tapar buracos” de última hora. Sem eles, esta etapa teria sido certamente mais difícil.

Resumo

Os recentes avanços tecnológicos, permitiram não só o desenvolvimento da rede móvel, como também permitiram a massificação de dispositivos móveis. Com o crescimento exponencial de utilizadores da rede celular, é necessário garantir ritmos de transmissão elevados e uma redução no consumo energético por parte dos dispositivos. Para garantir ritmos de transmissão elevados, são utilizados sinais multi-portadora como o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ou sinais SC-FDE (*Single Carrier Frequency Domain Equalization*). No entanto, estes sinais são caracterizados por elevada PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) levando a que seja necessário sobredimensionar os amplificadores de acordo com a gama dinâmica do sinal, sacrificando assim a eficiência energética. Neste trabalho, é proposto um transmissor que realiza uma quantização da envolvente complexa de sinal com elevada PAPR, dividindo-a num somatório de componentes com envolvente constante, permitindo assim utilizar amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta, minimizando os efeitos não lineares por parte dos amplificadores ao mesmo tempo que se maximiza a eficiência energética do transmissor.

Palavras-chave: OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), SC-FDE (*Single Carrier Frequency Domain Equalization*), PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), Eficiência energética.

Abstract

The recent technological advances enabled not only the development of the mobile communication systems, but also led to the massification of mobile devices. While the increase number of users of the cellular network, it is necessary to guarantee high transmission rates and reduced energy consumption by the devices. Signals like OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) or SC-FDE (*Single Carrier Frequency Domain Equalization*) can be used to maintain high transmission rates, however, these signals are characterized by high PAPR (*Peak-to-Mean Power Ratio*) which require linear amplifiers that can amplify the signals accordingly with their dynamic range, thus sacrificing the power efficiency of the amplifiers. In this work, it is proposed a transmitter that performs a signal processing that allows to divide a signal with a high PAPR into a sum of components that have constant envelope. Since the components have constant envelope, it allows the use of amplifiers operating near the saturation zone, minimizing the effects of non-linear effects of the amplifier while maximizing the power efficiency of the transmitter.

Keywords: OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), SC-FDE (*Single Carrier Frequency Domain Equalization*), PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), Power efficiency.

Índice Geral

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Índice Geral.....	xi
Índice de Figuras	xiii
Lista de Acrónimos.....	xix
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento e motivação	1
1.2 Objectivos.....	2
1.3 Organização.....	2
2 Estado da arte.....	5
2.1 LINC	6
2.2 RF <i>Outphasing</i>	14
2.3 Combinador	17
2.4 Modulação Polar	21
2.5 LINC com <i>Ring-Type Magnitude Modulation</i>	25
2.6 Separador.....	28
2.7 Amplificação TC-OQAM.....	31
2.8 Amplificação com componentes quantizadas de um sinal <i>Multi-Carrier</i>	34
3 Caracterização do método.....	41
3.1 Descrição do método e quantização	42
3.2 Impulsos	45
3.3 Amplificação comutada.....	46
4 Aplicação da técnica	49
4.1 Aplicação da técnica em cenário ideal	50
4.2 Aplicação da técnica recorrendo a amplificadores saturados	57
4.3 Aplicação da técnica com amplificadores comutados	69

5 Conclusões e trabalho futuro	75
5.1 Conclusões	75
5.2 Trabalho Futuro	76
Referências	77

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Esquema LINC proposto em [7].....	7
Figura 2.2 - Representação vetorial das componentes obtidas num esquema LINC como proposto em [7]	7
Figura 2.3 - Diagrama de blocos do detector de envolvente e limitador descrito em [7]	9
Figura 2.4 - Diagrama de blocos do sistema que gera as componentes S1 e S2 do sistema LINC como referido em [7].....	9
Figura 2.5 – Estrutura LINC proposta em [8].....	13
Figura 2.6 - Esquema LINC proposto em [9].....	13
Figura 2.7 - Diagrama de blocos do LINC Modulator como apresentado em [9]..	14
Figura 2.8 - Esquema conceptual do amplificador proposto em [10].....	15
Figura 2.9 - Diagrama vetorial das relações dos sinais propostos em [10].....	15
Figura 2.10 - Esquema da rede de separação do amplificador proposto em [10] ..	16
Figura 2.11 - Relação entre RCN e IRCN do sistema proposto em [10]	16
Figura 2.12 - Combinadores adaptados: (a) Combinador de Wilkinson e (b) Combinador Híbrido.....	18
Figura 2.13 - Combinador de Chireix proposto em [12].....	20
Figura 2.14 - Diagrama de blocos simplificado do esquema proposto em [13].....	22
Figura 2.15 - Amplificador RF genérico, como apresentado em [14].....	23
Figura 2.16 - Diagrama de blocos do esquema de amplificação proposto em [14].	24
Figura 2.17 - Esquema do amplificador Polar e Linear proposto em [15].....	24
Figura 2.18 - Esquema de transmissão que combina RMM com LINC, proposto em [16]	25
Figura 2.19 - PSD dos ramos LINC para diferentes limites RMM em [16].....	27

Figura 2.20 - PDF dos diferentes ângulos dos sinais modulados para diferentes valores de RMM como visto em [16].....	27
Figura 2.21 - Impacto dos desequilíbrios de ganho e fase no espectro do sinal RMM OQPSK visto em [16].....	28
Figura 2.22 - Esquema de processamento proposto em [17]	29
Figura 2.23 - Esquema detalhado da componente separadora proposta em [17] ..	31
Figura 2.24 - Diagrama de blocos do transmissor proposto em [18]	34
Figura 2.25 - Diagrama de amplificação quantizada do sinal complexo, com envolvente constante (por meio de quantizadores "Complexos" e quantização uniforme)	37
Figura 2.26 - Diagrama de funcionamento da amplificação em fase e quadratura, com envolvente constante (por meio de quantizadores do tipo "Real" e quantização uniforme)	39
Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um sistema SC com quantização	43
Figura 3.2 - Diagrama de blocos do transmissor proposto	45
Figura 3.3 - Diferentes áreas de amplificação de uma constelação 16QAM.....	47
Figura 3.4 - Diferentes áreas de amplificação de uma constelação 64QAM.....	47
Figura 4.1 - Espectro das envolventes não quantizadas.....	51
Figura 4.2 - Espectros das diferentes componentes associadas ao processo de quantização recorrendo a moduladores QPSK	52
Figura 4.3 - Espectro da soma das componentes associadas ao processo de quantização	53
Figura 4.4 - Espectros das diferentes componentes associadas ao processo de quantização recorrendo a moduladores OQPSK	54
Figura 4.5 - Espectro da soma das componentes associadas ao processo de quantização com moduladores OQPSK	55
Figura 4.6 - Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando moduladores QPSK no processo de quantização	56
Figura 4.7 - Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando moduladores OQPSK no processo de quantização	56
Figura 4.8 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P.....	58
Figura 4.9 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P.....	59
Figura 4.10 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P.....	59

Figura 4.11 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK	60
Figura 4.12 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK	60
Figura 4.13 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK	61
Figura 4.14 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK	63
Figura 4.15 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK	63
Figura 4.16 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK	64
Figura 4.17 Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com moduladores QPSK	65
Figura 4.18 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com moduladores QPSK	66
Figura 4.19 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com moduladores QPSK	66
Figura 4.20 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com moduladores OQPSK	68
Figura 4.21 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com moduladores OQPSK	68
Figura 4.22 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com moduladores OQPSK	69
Figura 4.23 – Espectro do símbolo $3+3j$ e $7+7j$ onde pode ocorrer a comutação de amplificadores	70
Figura 4.24 – Espectro resultante da modulação do símbolo $3+3j$ no esquema com amplificação comutada	71
Figura 4.25 - Espectro resultante da modulação do símbolo $7+7j$ no esquema com amplificação comutada	71
Figura 4.26 – Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando ramos de amplificação comutados	72
Figura 4.27 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com ramos de amplificação comutados	73
Figura 4.28 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com ramos de amplificação comutados	73

Figura 4.29 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com ramos de amplificação comutados

..... 74

Tabela 1 - Erro Quadrático Médio entre o sinal quantizado com moduladores QPSK e o sinal original	55
Tabela 2 - Erro quadrático médio entre os sinais quantizados amplificados e os sinais quantizados em cenário ideal.....	61
Tabela 3 - Erro quadrático médio entre o sinal quantizado com moduladores OQPSK antes e depois da quantização.....	64

Lista de Acrónimos

AF – *Audio Frequency*

AM – *Amplitude Modulation*

BER – *Bit Error Rate*

BPSK – *Binary Phase Shift Keying*

CMDA – *Code Division Multiple Access*

DC – *Direct Current*

DR – *Dynamic Range*

GMSK – *Gaussian Minimum Shift Keying*

ISI – *Inter-symbol Interference*

LINC – *Linear Amplification with Nonlinear Components*

LIND - *Linear Amplification with Nonlinear Devices*

MC – *Multi Carrier*

MSK – *Minimum-Shift Keying*

M-QAM – *M-ary Quadrature Amplitude Modulation*

OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

OFDMA – *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*

OQPSK – *Offset Quadrature Phase-Shift Keying*

PAM – *Pulse Amplitude Modulation*

PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio*

PDF – *Probability Density Function*

PM – *Phase Modulation*

PMEPR – *Peak-to-Mean Envelope Power Ratio*

PSD – *Power Spectral Density*

PWM – *Pulse Width Modulation*

QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*

RF – *Radio Frequency*

RCN – *Resistance Compression Network*

RNL – *Non-Linear Loads*

RMM - *Ring-Type Magnitude Modulation*

SC- *Single Carrier*

SC-FDE – *Single Carrier Frequency Domain Equalization*

SIR – *Signal to Interference Ratio*

SSB – *Single-Side Band*

SSPA – *Solid-State Power Amplifier*

TC-OQAM - *Trellis Coded-Offset Quadrature Amplitude Modulation*

W-CDMA – *WideBand-CDMA*

1 Introdução

1.1 Enquadramento e motivação

Com os avanços tecnológicos recentes, tem-se assistido não só ao desenvolvimento da rede celular, como também à massificação de dispositivos móveis. Havendo cada vez mais utilizadores da rede celular, torna necessário garantir maiores ritmos de transmissão e maximizar a eficiência energética dos sistemas de transmissão para uma redução do consumo energético.

Para garantir ritmos de transmissões elevados, é necessária uma elevada eficiência espectral nos sistemas de comunicações móveis. Tendo este fator em conta, os sistemas de telecomunicações atuais usam sinais como o *orthogonal frequency-division multiple-
xing* (OFDM) [1], *coded division multiple access* (CDMA) [2], *wide band CDMA* (W-CDMA), *single carrier* com equalização na frequência (SC-FDE) [3] e *orthogonal frequency division multiple access* (OFDMA), que são caracterizados por flutuações de envolvente e elevado *peak-to-mean-average-ratio* (PAPR), o que compromete a eficiência dos amplificadores [4,5,6]. Dado que quanto maior for a PAPR de um sinal, maior será o impacto dos efeitos não lineares do amplificador, para evitar a distorção não linear, os amplificadores terão de ser sobredimensionados por forma a garantir que operem na zona linear. Ao realizar este sobredimensionamento, a eficiência do amplificador fica comprometida, sendo de elevado interesse desenvolver técnicas de amplificação eficientes para sistemas que utilizem sinais com elevada PAPR.

1.2 Objectivos

No presente trabalho, é abordado uma técnica de amplificação de sinais *single carrier* (SC), recorrendo a amplificadores a operar na zona não linear, na qual é feita uma quantização da envolvente do sinal a transmitir. O processo de quantização permite decompor a envolvente do sinal original na soma de várias componentes que serão posteriormente amplificadas de forma independente. Tendo em conta que as diferentes componentes associadas apresentam envolvente constante ou quase constante, além de se maximizar a eficiência energética, com o recurso a amplificadores não lineares, é também minimizado o impacto causado pela distorção não linear associada aos mesmos. Neste trabalho é feita a caracterização do transmissor proposto e são analisados os impactos do mesmo em cenário ideal e num cenário não ideal com amplificadores saturados. Para ambos os casos, são também apresentados resultados de simulações realizadas que demonstram a eficiência da arquitetura proposta.

1.3 Organização

No capítulo 2 é feita uma revisão de algumas das técnicas que permitem realizar amplificação linear recorrendo a componentes não lineares, sendo analisadas as vantagens e desvantagens das mesmas. Por conseguinte, na secção 2.1 serão abordados transmissores LINC (*Linear Amplification with Nonlinear Components*), analisando as suas vantagens e desvantagens das diferentes arquiteturas propostas. Na secção 2.2 é analisado o funcionamento de um sistema RF *outphasing*. Tendo em conta os problemas associados ao combinador, na secção 2.3 serão analisados e comparados combinadores lineares e não lineares e analisadas as vantagens associadas a cada um deles. Na secção 2.4, são analisados transmissores que recorrem a modulações polares, por forma a garantir que um sinal de envolvente variável, possa ser amplificado por componentes não lineares e na secção 2.5 é apresentado um transmissor LINC que recorre a modulações OQPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*). Por forma a reduzir o espalhamento espectral que resulta da divisão do sinal em esquemas LINC, na secção 2.6 são analisados processamentos não lineares que permitem realizar a divisão do sinal de entrada, diminuindo o espalhamento

espectral. Na secção 2.7, é apresentado um esquema de transmissão que permite transmitir um sinal M-QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) aproveitando as relações existentes entre este tipo de constelações e os sinais OQPSK. Por fim, na secção 2.8, é analisado um método de amplificação, que recorrendo à quantização de um sinal *multi-carrier* (MC) ou SC que permite dividir um sinal de envolvente variável, num somatório de sinais de envolvente constante, que são amplificados com amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta.

O capítulo 3, é dedicado à caracterização da amplificação quantizada de sinais SC. Na secção 3.1, é realizada a caracterização do esquema proposto. Em 3.2 será feita uma breve análise dos impulsos que poderão ser usados quais as condições que devem cumprir. Por último, na secção 3.3, é ainda descrito um método de amplificação que permite comutar os ramos amplificação entre os estados ligado/desligado.

No capítulo 4, é realizada uma análise dos resultados obtidos através das simulações do esquema de transmissão. Ao longo deste capítulo, serão analisados dois cenários distintos. Na secção 4.1, são analisados os resultados obtidos em cenário ideal, isto é, recorrendo a amplificadores lineares. Posteriormente, são analisados na secção 4.2, os resultados obtidos quando são utilizados amplificadores não lineares. O capítulo termina com uma análise dos resultados obtidos com uma amplificação comutada em que são ativados ou desativados dinamicamente os ramos de amplificação do transmissor.

Por fim, no capítulo 5 serão apresentadas conclusões e trabalhos futuros.

2 Estado da arte

O presente trabalho centra-se na definição de técnicas que permitam aumentar a eficiência energética da amplificação de sinais com elevada PAPR. Nesse contexto, em 2.1 são revistas montagens LINC já existentes, sendo analisados os problemas associados a cada montagem. Em 2.2, será também analisado um sistema RF outphasing. Na secção 2.3 são revistos possíveis sub-circuitos que permitem combinar sinais obtidos através de esquemas LINC. Na secção 2.4 são analisados transmissores que recorrem a modulações polares por forma a garantir uma amplificação não linear. Em 2.5 é revisto um transmissor LINC que recorre a modulações OQPSK. Por forma a colmatar falhas existentes nos sistemas LINC, no que diz respeito ao sub-circuito do separador, em 2.6 são analisados processamentos não lineares empregues na divisão do sinal de entrada. Em 2.7 é abordado um esquema de transmissão que tira partido das relações existentes entre as constelações M-QAM e as modulações OQPSK. Por fim, na secção 2.8, é abordado um método de amplificação que recorre à quantização da envolvente de um sinal com elevada PAPR, dividindo-o num somatório de sinais de envolvente constante.

2.1 LINC

Em [7], é descrito o princípio básico de uma arquitetura LINC que consiste na separação de um sinal em banda base que pode conter variações de fase e de amplitude em dois sinais de amplitude constante e fase variável. Os sinais obtidos ao apresentarem uma envolvente constante, podem ser amplificados separadamente por qualquer amplificador que apresente largura de banda suficiente, independentemente da sua linearidade. Um amplificador LINC é caracterizado pelas seguintes componentes:

- Componente separadora;
- Ramos de amplificação;
- Combinador.

De notar que na figura 2.1, é utilizado um combinador linear visto que apenas realiza a subtração das componentes geradas. Considerando um sinal passa-banda à entrada do LINC definido por:

$$S_o(t) = E(t) \cos(\omega_0 t), \quad (2.1)$$

com envolvente $E(t) > 0$, a componente separadora irá produzir dois sinais de envolvente constante, $S_1(t)$ e $S_2(t)$, que podem ser relacionados com o sinal de entrada da seguinte forma:

$$E(t) = E_m \sin(\phi(t)), \quad (2.2)$$

em que E_m corresponde ao valor máximo de $E(t)$ e definindo $\phi(t)$, de modo que ao ser feita a substituição na equação 2.1, se verifique a seguinte condição:

$$\begin{aligned} S_o(t) &= \frac{E_m}{2} (\sin(\omega_0 t + \phi(t)) - \sin(\omega_0 t - \phi(t))) \\ &= S_1(t) - S_2(t), \end{aligned} \quad (2.3)$$

com os sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ definidos por:

$$S_1(t) = \frac{E_m}{2} \sin(\omega_0 t + \phi(t)), \quad (2.4)$$

e

$$S_2(t) = \frac{E_m}{2} \sin(\omega_0 t - \phi(t)), \quad (2.5)$$

Na figura 2.1 é apresentado um diagrama de blocos de uma implementação *LINC*.

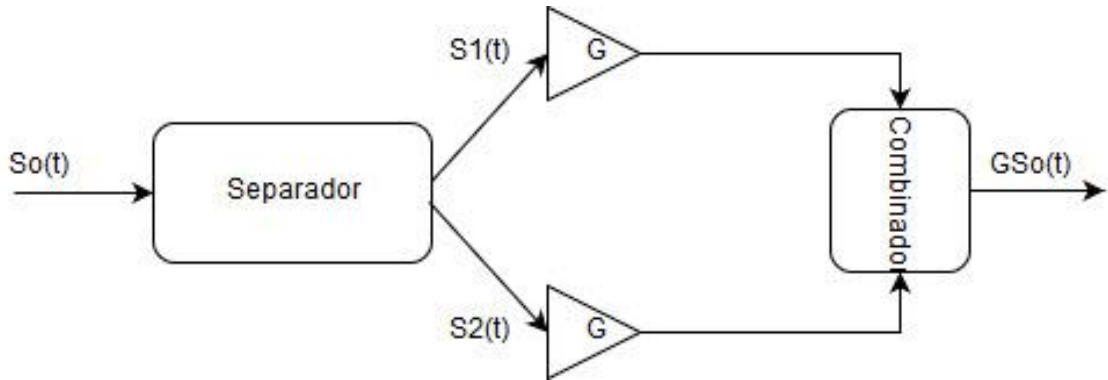


Figura 2.1 - Esquema LINC proposto em [7]

Convém referir que $S_1(t)$ e $S_2(t)$ podem ser representados como dois vetores de amplitude constante a rodarem em direções opostas em função de $\phi(t)$, como pode ser visualizado na figura 2.2.

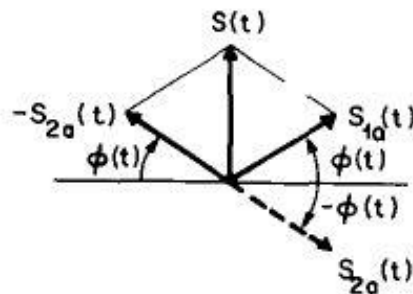


Figura 2.2 - Representação vetorial das componentes obtidas num esquema LINC como proposto em [7]

De notar que a condição imposta por $E(t) > 0$, leva a que os vetores $S_1(t)$ e $S_2(t)$ fiquem localizados no primeiro e segundo quadrante, impondo a seguinte condição para assegurar a estabilidade da arquitetura:

$$\phi(t) \leq \frac{\pi}{2}. \quad (2.6)$$

Se for considerado um sinal descrito dado por:

$$S_o'(t) = E(t) \cos(\omega_0 t + \theta(t)). \quad (2.7)$$

Considerando as equações previamente definidas, obtém-se:

$$\begin{aligned} S_o'(t) &= \frac{E_m}{2} (\sin(\omega_0 t + \theta(t) + \phi(t)) \\ &\quad - \sin(\omega_0 t + \theta(t) - \phi(t))) \\ &= S_1'(t) - S_2'(t), \end{aligned} \quad (2.8)$$

em que $S_1'(t)$ e $S_2'(t)$ são definidos por:

$$S_1'(t) = \frac{E_m}{2} \sin(\omega_0 t + \theta(t) + \phi(t)), \quad (2.9)$$

$$S_2'(t) = \frac{E_m}{2} \sin(\omega_0 t + \theta(t) - \phi(t)). \quad (2.10)$$

Em [8], é descrito o funcionamento de uma arquitetura *LIND* (Linear Amplification with Nonlinear Devices), cujo primeiro passo consiste em obter a envolvente $E(t)$ e um sinal modulado em fase com amplitude constante, $p(t)$, dado pela seguinte equação:

$$p(t) = K \cos(\omega_0 t + \theta(t)). \quad (2.11)$$

Como ilustrado na figura 2.3, ao limitar $S(t)$, é possível obter $p(t)$, enquanto que para se obter a envolvente $E(t)$ é necessário recorrer a um detetor de envolvente.

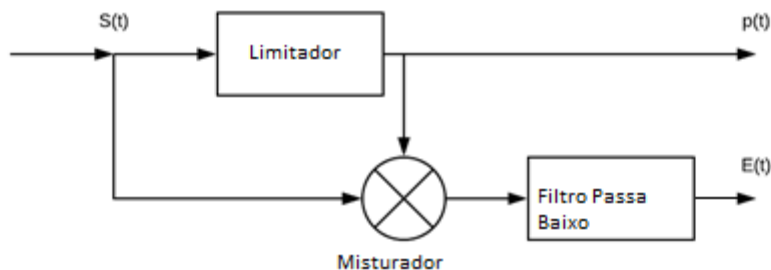


Figura 2.3 - Diagrama de blocos do detector de envolvente e limitador descrito em [7]

Por fim, para se obter os sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$, é utilizado o sistema ilustrado na figura 2.4, considerando a malha de realimentação relativa ao amplificador G_l com um ganho de tensão muito elevado, $G_l(t) = -\frac{V_o}{V_i}$, o sinal $p(t)$, é modulado por $V_o(t)$ para se obter:

$$O_1(t) = K \sin(\omega_0 t + \theta(t) + k_1 V_o(t)). \quad (2.12)$$

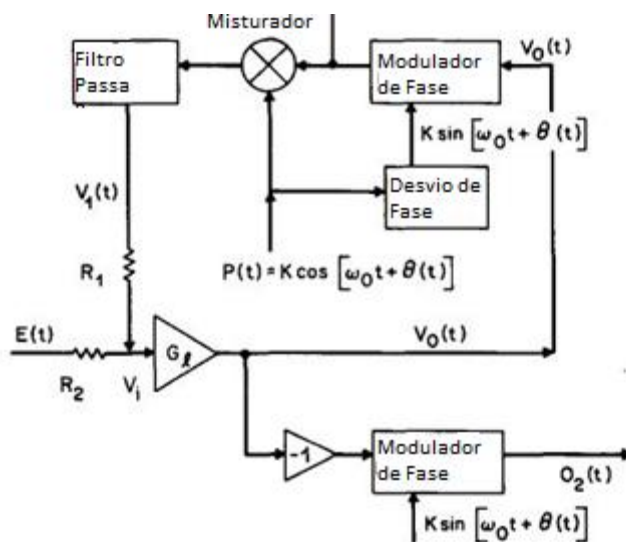


Figura 2.4 - Diagrama de blocos do sistema que gera as componentes S1 e S2 do sistema LINC como referido em [7]

Logo, à saída do misturador tem-se:

$$p(t) O_1(t) = K^2 \sin(\omega_0 t + \theta(t)) + k_1 V_0(t) \cos(\omega_0 t + \theta(t)), \quad (2.13)$$

onde k_1 representa um parâmetro do modulador.

O sinal obtido à saída do misturador, é então filtrado de modo a que à entrada do amplificador G_l se verifique:

$$V_1 = \frac{K^2}{2} \sin(k_1 V_0(t)). \quad (2.14)$$

Em malha fechada, a montagem é estável para:

$$|k_1 V_0(t)| \leq \frac{\pi}{2}. \quad (2.15)$$

Considerando que o amplificador apresenta uma impedância de entrada muito superior a R_1 e R_2 , é possível verificar que:

$$\frac{E(t) - V_i}{R_2} \sim \frac{V_i - V_1(t)}{R_1}. \quad (2.16)$$

Sabendo que a entrada e saída do amplificador são relacionadas por:

$$V_0(t) = -G_l V_i, \quad (2.17)$$

Onde A representa o ganho do amplificador, combinando as expressões anteriores resulta:

$$V_0(t) = \left[1 + G_l \frac{\left(\frac{K^2}{2}\right) R_2 \sin(k_1 V_0(t))}{(R_1 + R_2) V_0(t)} \right] = -G_l \quad (2.18)$$

Tendo em conta a restrição imposta para o sistema ser estável, que se traduz na seguinte condição:

$$\sin(k_1 V_0(t)) \sim k_1 V_0(t), \quad (2.19)$$

e considerando um ganho dado por:

$$G_l \gg \left[\frac{R_1 + R_2}{\left(\frac{K^2}{2}\right)} \right] (\pi/k_1), \quad (2.20)$$

é possível escrever $E(t)$ da seguinte forma:

$$E(t) = \frac{-K^2 R_2}{2 R_1} \sin(k_1 V_0(t)). \quad (2.21)$$

Se K , R_1 e R_2 forem escolhidos de modo a satisfazer:

$$\frac{-K^2 R_2}{2 R_1} = E_m, \quad (2.22)$$

obtem-se a seguinte relação:

$$k_1 V_0(t) = -\phi(t). \quad (2.23)$$

Consequentemente, os sinais de saída da componente separadora $O_1(t)$ e $O_2(t)$ podem ser descritos por:

$$\begin{aligned} O_1(t) &= K \sin(\omega_0 t + \theta(t) + k_1 V_0(t)) \\ &= \frac{2K}{E_m} S'_1(t), \end{aligned} \quad (2.24)$$

e

$$\begin{aligned} O_2(t) &= K \sin(\omega_0 t + \theta(t) + k_1 V_0(t)) \\ &= \frac{2K}{E_m} S'_2(t), \end{aligned} \quad (2.25)$$

Face às considerações anteriores, conclui-se que, ao dividir o sinal de entrada, de envolvente variável, em dois sinais com envolvente constante, $S_1'(t)$ e $S_2'(t)$, é possível realizar a amplificação em separado com amplificadores não lineares.

De salientar que em [7], é referido que o modulador de fase presente na malha de realimentação não produz uma mudança de fase linear em função da tensão de modulação $V_o(t)$, ou seja, k_1 é obtido em função de V_o . De modo a compensar esta falha, $V_o(t)$ irá ser distorcido pela malha de realimentação de modo a que $\sin(k_1(V_o)V_o(t)) = V_1(t)$ e $k_1(V_o)V_o(t) = \phi(t)$, obrigando a que os dois moduladores de fase apresentem a mesma característica $k_1(V_o)$. No entanto, esta limitação do modulador de fase pode ser eliminada se o modulador de fase utilizado apresentar uma característica baseada na função \sin^{-1} , não sendo necessário utilizar o ramo de realimentação.

Para a compensar a limitação do circuito LINC descrito anteriormente, em [8] é proposta uma montagem utilizando moduladores com característica baseada na função inversa do seno. Para realizar tal implementação, após serem obtidos os sinais respetivos à envolvente $E(t)$ e o sinal modulado em fase, a partir do sinal de entrada, com amplitude constante $p(t)$, o bloco modulador, irá utilizar um sinal de referência do tipo $K \cos(\omega_c t)$ para modular a envolvente $E(t)$, num sinal com uma fase que difere do sinal de referência proporcionalmente ao inverso do seno de $E(t)$. Assim, o sinal obtido apresenta a seguinte forma:

$$s'(t) = K \cos(\omega_c t + \sin^{-1} E(t)), \quad (2.26)$$

onde K representa uma constante e ω_c corresponde à frequência angular do sinal. Este sinal será submetido a um divisor de potência para gerar duas componentes de igual magnitude descritas por:

$$a_1(t) = K' \cos(\omega_c t + \sin^{-1} E(t)), \quad (2.27)$$

e

$$a_2(t) = K' \cos(\omega_c t - \sin^{-1} E(t)), \quad (2.28)$$

O sinal $p(t)$ é também submetido a um divisor de potência e cada uma das suas componentes serão misturadas com os sinais $a_1(t)$ e $a_2(t)$ que depois de serem filtrados, irão gerar as componentes de envolvente constante $S_1(t)$ e $S_2(t)$ que serão posteriormente amplificadas. O diagrama de blocos desta estrutura LINC é apresentado na figura 2.5.

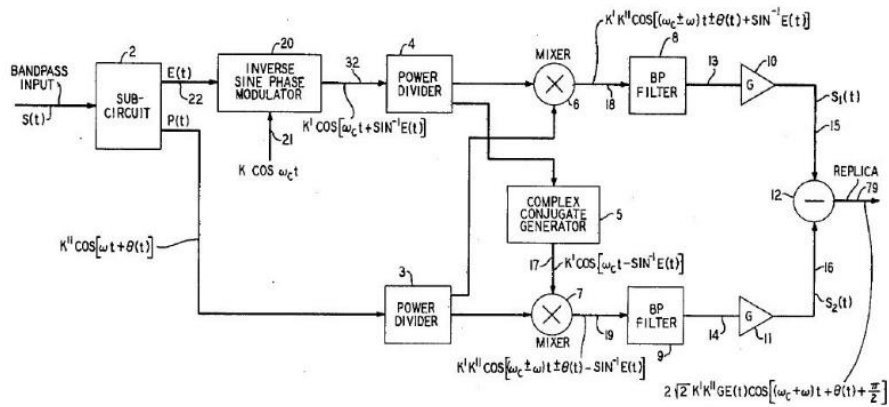


Figura 2.5 – Estrutura LINC proposta em [8]

Na estrutura LINC proposta em [8], a separação do sinal de entrada é realizada com maior precisão visto que é desnecessário introduzir uma malha de realimentação no modulador que iria introduzir distorção no sinal.

Em [9], é proposto um sistema LINC que apresenta o diagrama de blocos da figura 2.6:

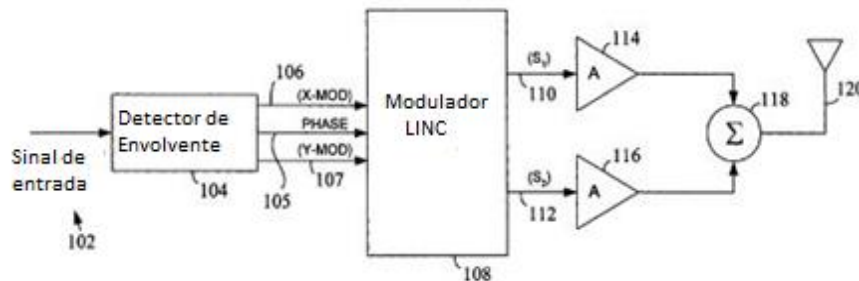


Figura 2.6 - Esquema LINC proposto em [9]

Nesta estrutura, após realizada a separação do sinal de entrada pela componente separadora, são gerados dois sinais de envolvente modulada *X-MOD* e *Y-MOD*, é gerado um terceiro sinal que corresponde à fase do sinal de entrada. Da figura 2.6, constata-se que a grande diferença deste sistema LINC comparativamente com os sistemas apresentados anteriormente, reside no bloco *LINC Modulator* que contém um modulador AM e o bloco *Sum-Delta Element*, que podem ser vistos na figura 2.7.

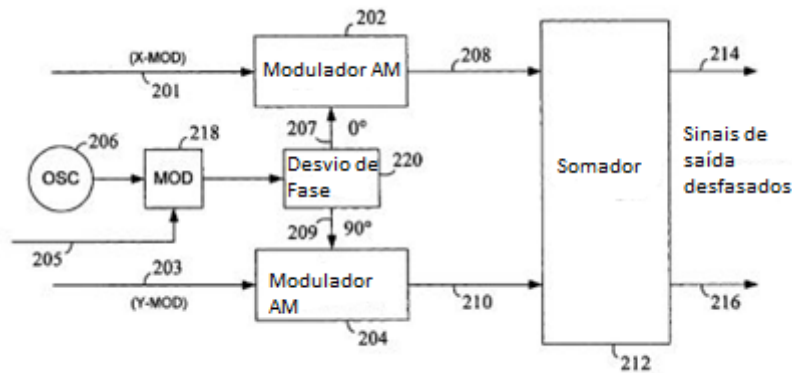


Figura 2.7 - Diagrama de blocos do LINC Modulator como apresentado em [9]

O LINC *modulator*, que recorre a moduladores AM, correspondentes ao circuito da figura 2.7, irá utilizar os sinais *X-MOD* ou *Y-MOD* para gerar um sinal de corrente. Por fim, os sinais obtidos à saída dos moduladores AM, serão processados no bloco *Sum-Delta Element* para gerar os sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ que quando somados e subtraídos, serão geradas as componentes em fase e quadratura respetivamente.

As arquiteturas LINC apresentadas, são caracterizadas por grandes limitações inerentes à componente separadora e ao combinador.

Relativamente à componente separadora, a sua grande limitação está associada à envolvente do sinal de entrada. Um esquema LINC ao processar um sinal com elevadas variações na envolvente, irá produzir componentes com elevado espalhamento espectral.

A outra limitação está associada à forma como é feita a combinação das diferentes componentes obtidas. É necessário ter em conta a impedância da carga vista à saída dos amplificadores, que irá influenciar não só a eficiência como também a linearidade dos mesmos. Convém salientar que tanto a eficiência como a linearidade dos diferentes amplificadores poderá ser degradada devido à interação entre os diversos ramos de amplificação presentes na arquitetura.

2.2 RF Outphasing

Numa arquitetura LINC convencional, o sinal de entrada é um sinal de banda base, pelo que é necessário fazer a conversão das diferentes componentes de banda base para RF (*Radio Frequency*), o que acarreta não só um aumento da complexidade de toda a estrutura, como também um aumento do consumo de potência.

Por forma a diminuir o consumo energético e reduzir a complexidade da estrutura, em [10] é proposto um circuito que realiza todas as operações necessárias de um sistema *outphasing* sobre sinais RF. Trata-se de um esquema RF-input/RF-output *outphasing* com amplificação, em que a componente separadora irá não só realizar a decomposição do sinal de entrada, recorrendo a um conjunto de resistências de compressão (RCN) terminadas com elemento não lineares, como também irá fazer a modulação em fase necessária para o sistema de *outphasing* controlar a potência de saída, resultando desta forma num sistema de amplificação RF.

Na figura 2.8, pode ser visualizado o esquemático conceptual deste sistema.

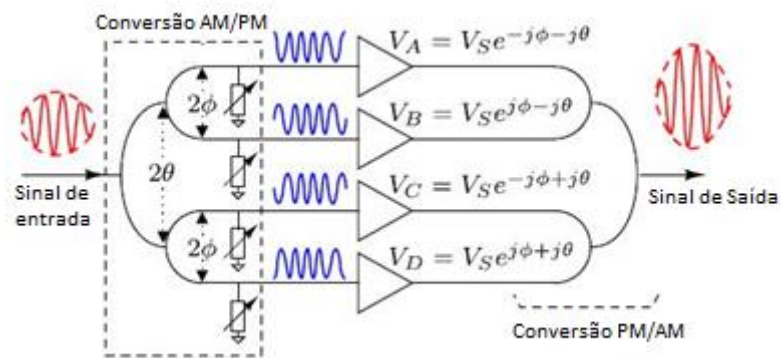


Figura 2.8 - Esquema conceptual do amplificador proposto em [10]

Os quatro sinais modulados em fase V_A , V_B , V_C , V_D podem ser relacionados entre si vectorialmente no plano complexo como apresentados na figura 2.9.

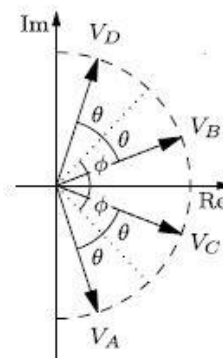


Figura 2.9 - Diagrama vectorial das relações dos sinais propostos em [10]

Para realizar a separação do sinal de entrada, é necessário que os sinais resultantes sejam escolhidos de forma a que os amplificadores “vejam” condições de carga que va-

riam resistivamente numa determinada gama dinâmica, gerando desta forma sinais correlacionados nos diferentes portos. Por conseguinte, as resistências não lineares (R_{NL}) presentes no circuito da figura 2.10, são dimensionadas de modo a variarem em função da amplitude do sinal de entrada, para se obter os sinais modulados em fase.

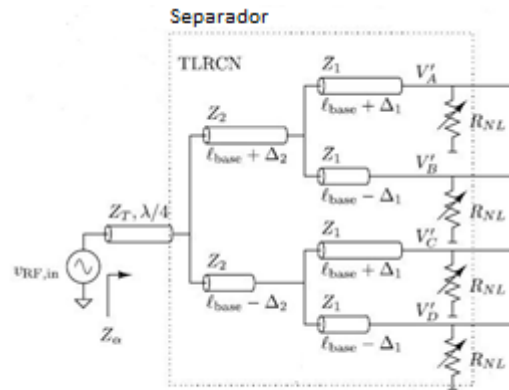


Figura 2.10 - Esquema da rede de separação do amplificador proposto em [10]

No trabalho desenvolvido em [10], considerou-se que o sub-circuito que procede à decomposição do sinal de entrada, está diretamente relacionada com o combinador através de critérios de simetria, ou seja, no combinador, os sinais modulados em fase, interagem entre si para produzir um sinal modulado em amplitude na saída. As relações de simetria entre os sub-circuitos que representam o separador e combinador, podem ser observados na figura 2.11.

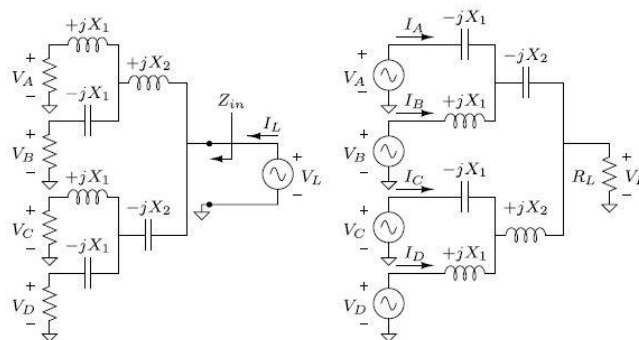


Figura 2.11 - Relação entre RCN e IRCN do sistema proposto em [10]

Com base no esquema proposto em [10], é possível criar um sistema de *outphasing RF* com amplificação, eliminando assim a necessidade de realizar a separação digital do

sinal de entrada e dos moduladores IQ, o que reduz a complexidade de processamento de sinal e custo do circuito. Tendo em conta o conceito apresentado em [10], em [11], é patenteado um sistema que permite combinar N sinais RF, com $N \geq 2$, sendo criados $2N - 2$ ramos reativos, no combinador, com os valores das reactâncias previamente definidas e um porto de saída para receber o sinal combinado. Isto permite obter maior eficiência quando comparada com o sistema LINC convencional com um combinador isolado, visto que não existe dissipação de potência na resistência de isolamento no combinador.

De notar que o sistema descrito em [11], apresenta melhor eficiência relativamente a sistemas que utilizam combinadores de *Chireix* ou similares, uma vez que em [11], o combinador de [11] apresenta uma impedância sem perdas para um largo intervalo de valores de potência na saída de cada ramo de amplificação, garantindo-se assim a elevados valores de eficiência da estrutura mesmo com sinais de entrada com elevada PAPR. Desta forma, o sistema proposto em [11], permite compensar os problemas relacionados com a dissipação de potência e com a impedância reativa, caracterizados em arquiteturas anteriores. No entanto, como se pode observar na figura 4.2, as componentes geradas em fase necessitam de ter um ângulo compreendido em $\pm \frac{\pi}{2}$. O elevado sincronismo na fase, necessário em esquemas de amplificação com montagens *outphasing*, faz com que apresentem elevada sensibilidade a desvios na fase e uma perda energética de 50%, uma vez que a componente reactiva dos sinais modulados em fase é normalmente cancelada quando se somam os sinais de dois ramos.

2.3 Combinador

O sub-circuito que representa o combinador, em conjunto com o amplificador, irá estabelecer a eficiência do sistema LINC e a zona linear do mesmo. Como tal, em [12] é feita uma análise de dois tipos de combinadores que podem ser divididos em duas categorias, os adaptados e isolados, também conhecidos como combinadores resistivos e os combinadores não isolados ou de *Chireix*. Relativamente aos combinadores adaptados, estes apresentam isolamento entre os diferentes ramos da estrutura do combinador. Na figura 2.11 é possível visualizar o combinador de *Wilkinson* e um combinador híbrido.

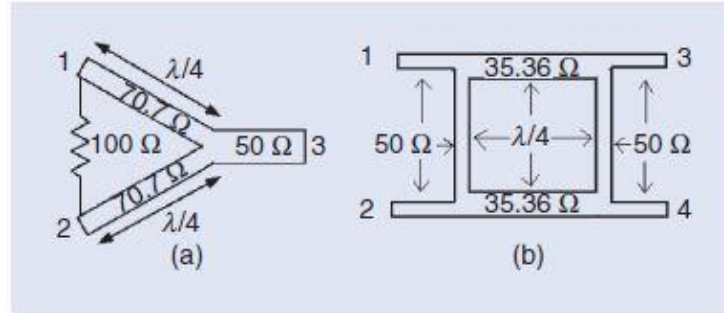


Figura 2.12 - Combinadores adaptados: (a) Combinador de Wilkinson e (b) Combinador Híbrido

Devido ao isolamento entre os diferentes ramos do combinador, a saída do mesmo apresenta uma componente altamente linear. No entanto, como a eficiência da estrutura LINC é influenciada pela gama dinâmica do sinal de entrada, um sinal com uma envolvente muito variável, ao ser amplificado por uma estrutura LINC com combinadores isolados, irá acarretar rápida degradação da eficiência. Tal acontece porque se as componentes produzidas estiverem em fase, a potência dissipada na resistência de isolamento é relativamente pequena, mas se houver uma diferença substancial na fase das componentes produzidas, irá haver maior dissipação de potência na resistência de isolamento.

Atendendo que a eficiência de um combinador isolado é dada por:

$$\eta_{comb} = \cos^2(\theta(t)), \quad (2.29)$$

em que $\theta(t)$ corresponde à fase das componentes obtidas pela divisão do sinal de entrada de um sistema LINC e que está relacionada com a amplitude do sinal de entrada.

Sabendo a PDF (*Probability Density Function*) do sinal de entrada, a eficiência média da arquitetura LINC pode ser descrita por:

$$\eta_{Avg} = \eta_{Amp} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\theta) \cos^2(\theta(t)) d\theta, \quad (2.30)$$

onde η_{Amp} corresponde à eficiência de cada amplificador da estrutura LINC, $p(\theta)$ é a PDF do sinal em $\theta(t)$.

Tendo em conta que o sinal modulado é digital e por forma a facilitar os cálculos, a eficiência média do sistema *LINC* pode ser dada na forma de somatório como:

$$\eta_{Avg} = \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \cos^2(\theta_i). \quad (2.31)$$

Em [9], recorrendo a uma modulação 16-QAM e 64-QAM, obteve-se a PDF dos respetivos sinais e a eficiência instantânea para um combinador adaptado, representadas na figura 2.12. Da figura, verifica-se que para valores baixos de θ , correspondentes a picos do sinal, são obtidos valores mais altos na eficiência do combinador enquanto que valores mais altos de θ correspondem a sinais de baixa amplitude. Das curvas, da PDF dos sinais 16-QAM e 64-QAM, é possível concluir que para se aumentar a eficiência do sistema *LINC*, existem duas opções, ou colocar a PDF dos sinais mais próxima de valores baixos de θ ou a curva associada à eficiência do combinador, apresentar maior eficiência para valores mais altos de θ . Consequentemente, a eficiência de um amplificador *LINC*, com combinadores isolados, é influenciada pela gama dinâmica do sinal de entrada.

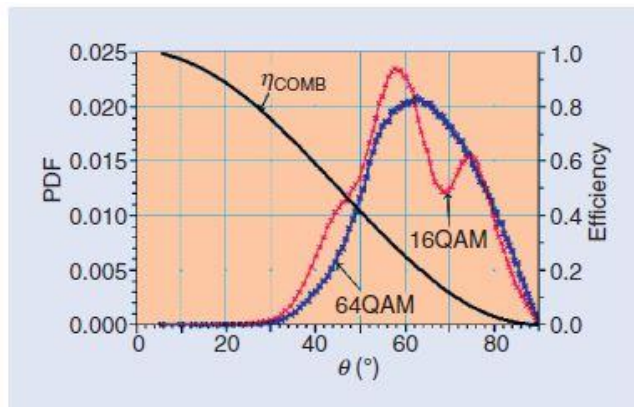


Figure 2.12 - Eficiência de um combinador adaptado e a função densidade probabilidade de sum sinal 16QAM e 64QAM como visto em [12]

Em [12], são apresentados combinadores de *Chireix*, como alternativa aos combinadores adaptados. Na figura 2.13, é possível visualizar um *Chireix-outphasing combiner* em que Z_c representa a impedância característica da linha de transmissão de $\lambda/4$, B corresponde ao valor da susceptância dos *stubs* ligados em *shunt*, *stubs* esses que são utilizados para melhorar a eficiência de toda a montagem ao cancelar a parte imaginária da

carga do amplificador RF, Z_o , é a impedância da carga e V_o a tensão de saída. Neste combinador, o primeiro ramo amplifica a componente com a fase $+\theta(t)$ e apresenta um *shunt* com uma susceptância $+B$ enquanto que o segundo ramo amplifica a componente com a fase $-\theta(t)$, apresentando uma susceptância $-B$.

Apesar de não serem adaptados, estes combinadores não apresentam perdas porque não existe a resistência de isolamento responsável por dissipar energia. Por conseguinte, este combinador irá ter na saída do amplificador RF de cada ramo uma impedância variável no tempo em função das componentes presentes na fase dos diferentes sinais. Uma vez que os amplificadores RF utilizados apresentam um comportamento semelhante a uma fonte de tensão ideal, e tendo em conta que a eficiência irá variar de acordo com a impedância da carga, a eficiência irá manter-se alta e independentemente do desfaseamento entre os ramos do combinador.

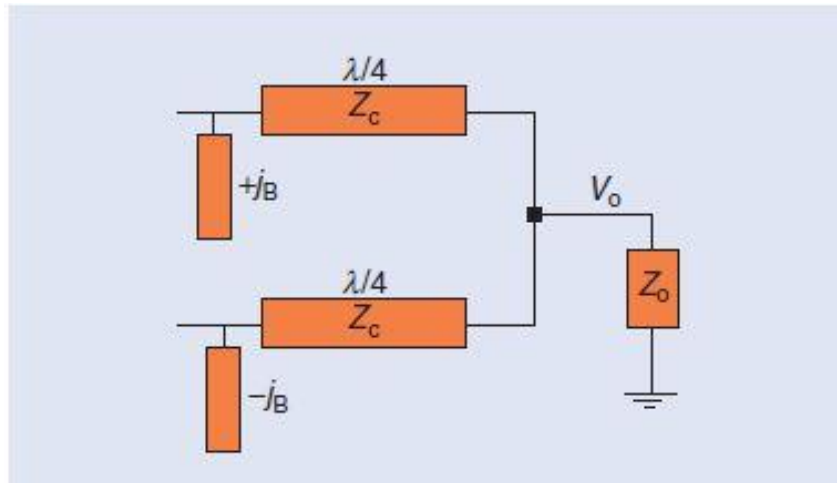


Figura 2.13 - Combinador de Chireix proposto em [12]

Pode ser demonstrado que a impedância variável do combinador é dada por:

$$Z_{1,2} = \frac{1}{\left(\frac{Z_o}{Z_c}\right) \left(2\cos^2(\theta(t)) + j \left(\pm \frac{BZ_c^2}{Z_o} \pm \sin(2\theta(t)) \right) \right)}. \quad (2.32)$$

Tendo em conta que a admitância B é introduzida para melhorar a eficiência do sistema LINC, a eficiência média é dada por:

$$\eta_{Avg} = \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \eta_{Avg} \eta_{comb}, \quad (2.33)$$

em que η_{comb} é dado por:

$$\eta_{Avg} = \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \eta_{Avg} \eta_{comb}, \quad (2.34)$$

Dado que a admitância B permite maximizar a eficiência instantânea do combinador, ao escolher um valor de B que garanta a parte imaginária de $Z_{1,2}$ seja zero, a eficiência do combinador é maximizada para um determinado valor de θ . No entanto, é também necessário otimizar a modulação utilizada no sistema LINC, de modo a que a PDF do sinal seja ótima para o valor de θ previamente definido. Apesar desta impedância variável aumentar significativamente a eficiência do amplificador LINC, a sua linearidade irá ser degradada, introduzindo efeitos não lineares.

2.4 Modulação Polar

Outro método alternativo, consiste em realizar uma modulação polar na qual o sinal de entrada é decomposto nas suas componentes em fase e em amplitude que serão posteriormente amplificadas e recombinadas para gerar uma réplica amplificada do sinal original.

Em [13], é proposta uma transmissão em *single-sideband* onde a envolvente é eliminada e posteriormente recuperada. Assim é possível obter maior eficiência energética quando comparado com uma transmissão em *double-sideband*. Nesta nova abordagem, um sinal *single-sideband* é introduzido num bloco limitador que irá remover a componente modulada em amplitude, originando à saída do mesmo, um sinal modulado em fase que será posteriormente amplificado por um amplificador classe C. Por outro lado, a componente relativa à amplitude do sinal, é obtida através de um detetor de envolvente, amplificada por um amplificador AF (*Audio Frequency*). Por fim, os dois sinais obtidos, irão

ser introduzidos no bloco final de modulação onde os sinais irão ser combinados para gerar um sinal *single-sideband* que corresponde a uma cópia amplificada do sinal de entrada.

Na figura 2.14, pode ser visualizado o diagrama de blocos do sistema acima descrito. A montagem proposta em [13] além de apresentar uma eficiência superior comparativamente a sistemas que operam com sinais *double-side band*, apresenta também maior robustez face a ruído e distorção.

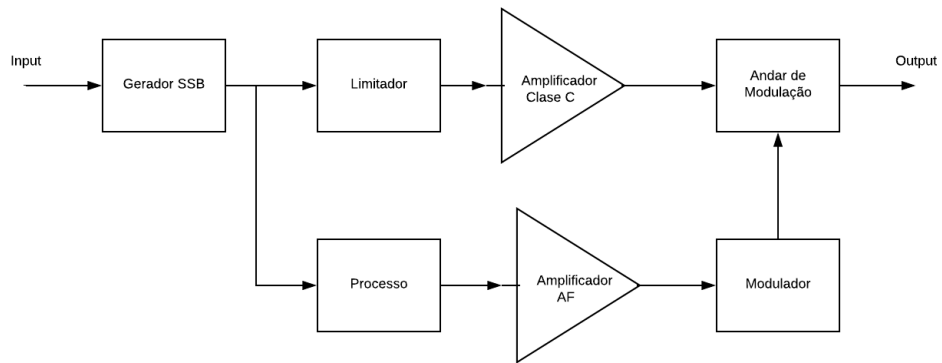


Figura 2.14 - Diagrama de blocos simplificado do esquema proposto em [13]

Em [14], é descrita uma abordagem conhecida como amplificação em classe CS por recorrer a amplificadores de classe C e classe S, em que é adaptada uma modulação polar, baseada em [13]. Considera-se um amplificador genérico RF como o da figura 2.15, onde V_o corresponde à tensão do coletor e V_{cc} a tensão DC que alimenta o circuito.

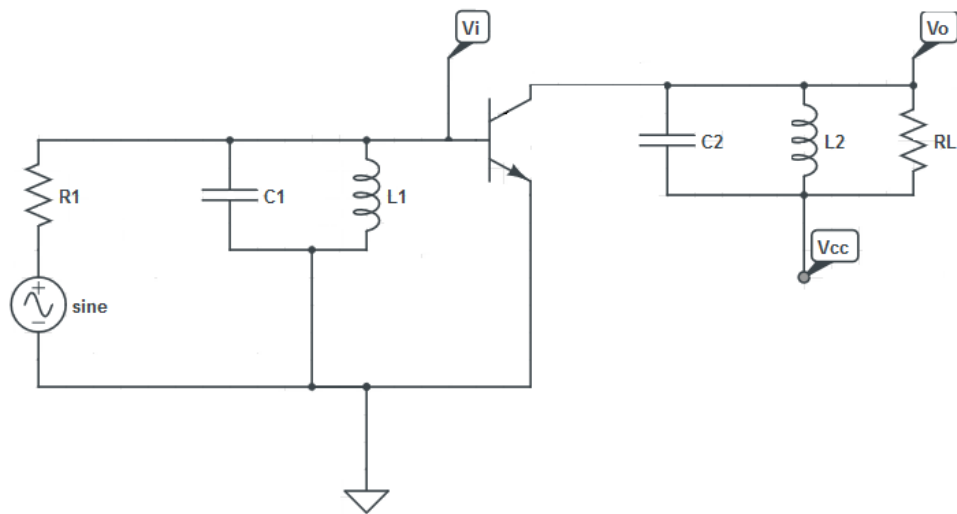


Figura 2.15 - Amplificador RF genérico, como apresentado em [14]

É possível demonstrar que a eficiência de um amplificador classe C, a operar na zona de saturação, é praticamente independente da tensão V_{cc} . Tendo isto em consideração, a eficiência pode ser independente da envolvente se o amplificador for alimentado com uma tensão RF constante V_i , sendo obtida a modulação em amplitude variando V_{cc} , em função da modulação da envolvente do sinal que se pretende amplificar. Na figura 2.16 está representada a configuração do circuito proposto em [14]. O circuito será alimentado por um sinal com uma modulação QAM e que é composto por duas componentes. A primeira componente irá alimentar o primeiro detetor de envolvente que irá gerar um sinal em banda base da componente em amplitude do sinal original. Este sinal irá ser amplificado através de um amplificador classe S do tipo *Pulse Width Modulation* (PWM) que gera a tensão V_{cc} para o amplificador RF. O segundo sinal gerado, é obtido através do bloco que limita a amplitude do sinal QAM e que irá separar a componente modulada em fase do sinal original com uma envolvente constante. Esta componente de envolvente constante, V_i , irá alimentar o amplificador RF classe C. O segundo bloco de deteção de envolvente, gera uma componente banda base do sinal QAM modulada em amplitude e que será utilizada na malha de realimentação para linearizar o sinal. A eficiência total da arquitetura é dada pelo produto da eficiência do amplificador classe C com a eficiência do amplificador classe S, o que resulta uma eficiência média de 50%.

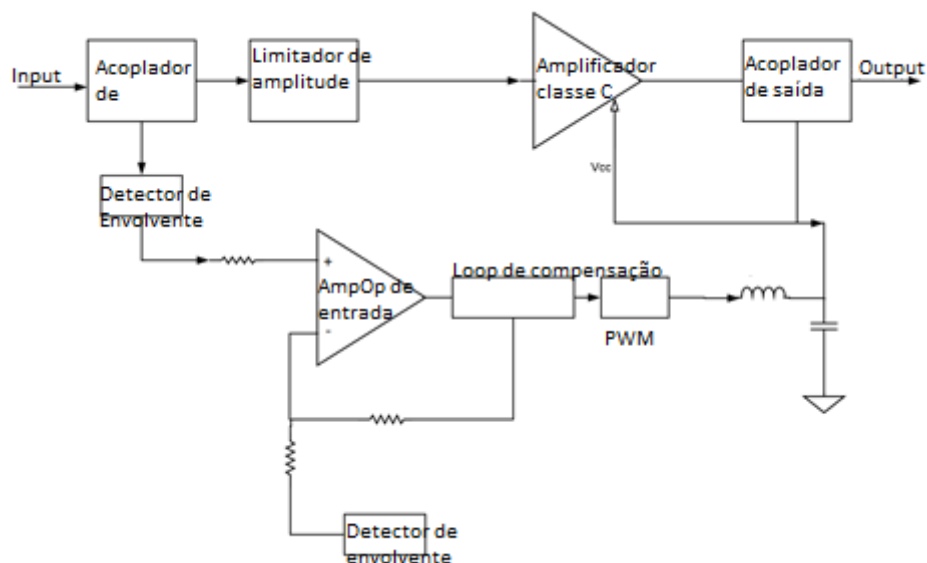


Figura 2.16 - Diagrama de blocos do esquema de amplificação proposto em [14]

Tendo em conta que a modulação polar apresenta inúmeras limitações tais como a sincronização entre os sinais obtidos para realizar a modulação, a necessidade de uma grande largura de banda da parte dos amplificadores e distorção associada à gama dinâmica do sinal de entrada, em [20], é proposto um sistema que permite a comutação entre uma amplificação polar e uma amplificação linear. Para realizar a comutação entre modos de funcionamento do sistema, é definida num decisor digital a tensão de *threshold* em que este limite pode ser definido em função da amplitude máxima da envolvente do sinal de entrada. Estando a envolvente do sinal de entrada abaixo da tensão de *threshold*, o amplificador funciona em modo linear, podendo operar com um amplificador classe A, A/B ou B. Quando a tensão de *threshold* for ultrapassada pela envolvente do sinal, o amplificador irá funcionar em modo polar. Na figura 2.17 pode ser visualizado o diagrama de blocos do sistema proposto em [15].

Figura 2.17 - Esquema do amplificador Polar e Linear proposto em [15]

O sistema ao receber um sinal de entrada, irá convertê-lo para a sua representação polar descrita por:

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_c(t) + \varphi(t)), \quad (2.35)$$

onde $A(t)$ representa a componente modulada em amplitude, $\cos(\omega_c(t) + \varphi(t))$ corresponde à componente modulada em fase em que $\omega_c(t)$ é frequência da portadora e $\varphi(t)$ a fase do sinal.

Este sinal será dividido nas suas componentes em fase e amplitude em função do nível de *threshold* introduzido. No entanto, o sinal irá sofrer uma pré-distorção no decisor, dependente do modo de funcionamento escolhido.

Com este sistema, é possível não só atenuar as limitações de sistemas de amplificação polar, como também é possível aumentar a eficiência energética associada à amplificação visto que a partir de um valor de *threshold*, o amplificador comuta para o modo polar, aumentando a eficiência do sistema.

2.5 LINC com *Ring-Type Magnitude Modulation*

Atendendo aos problemas associados às arquiteturas LINC, em [16], é proposto um sistema que utiliza *Ring-Type Magnitude Modulation* (RMM) para garantir que os símbolos associados a constelações OQPSK estão limitados entre dois valores, A_l e A_u , correspondes aos limites inferiores e superiores da envolvente. De seguida, o sinal OQPSK é ajustado com um impulso e posteriormente introduzido num transmissor LINC, utilizando como combinador, um combinador de *Wilkinson*. Na figura 2.18 é possível visualizar o diagrama de blocos do sistema proposto em [13].

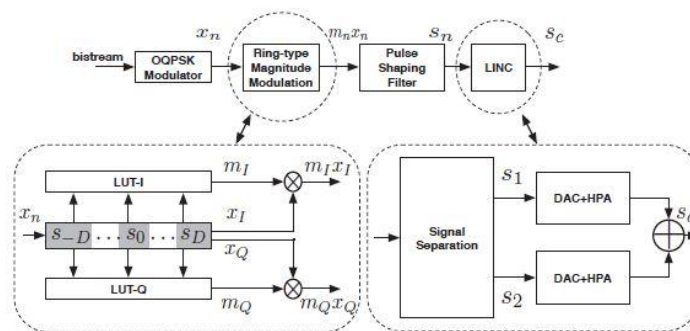


Figura 2.18 - Esquema de transmissão que combina RMM com LINC, proposto em [16]

Tal como dito anteriormente, o sinal é ajustado de modo a garantir que fica dentro de dois patamares previamente definidos,

$$A_l \leq |s(n)| \leq A_u, \quad (2.36)$$

De notar que é apenas possível adicionar o limite A_l a este esquema porque ao utilizar uma modulação OQPSK evitam-se as transições por zero entre símbolos. Este *offset* permite usar dois coeficientes RMM que levam a um melhor controlo sobre a envolvente do sinal. Logo, o sinal que irá ser introduzido na estrutura *LINC* pode ser escrito da seguinte forma:

$$s(n) = \left[\sum_k m_I(k)x_I(k)\delta(n - kL) \right] h(n) + \left[\sum_k m_Q(k)x_Q(k)\delta(n - kL - \frac{L}{2}) \right] h(n), \quad (2.37)$$

onde $m_I(k)$ e $m_Q(k)$ representam os coeficientes RMM associados à componente em fase e quadratura. De modo a facilitar o cálculo em tempo real destes dois coeficientes, este método utiliza duas tabelas que armazenam todos os valores associados a ambas as componentes. Nas figuras 2.19 e 2.20, é possível observar que como o sinal OQPSK foi limitado, também se observa que diminuindo a gama dinâmica da envolvente, as componentes produzidas pelo LINC apresentam menor espalhamento espectral. Também há uma melhoria na eficiência do combinador visto que a redução da gama dinâmica do sinal de entrada, permitiu diminuir o intervalo de valores de θ .

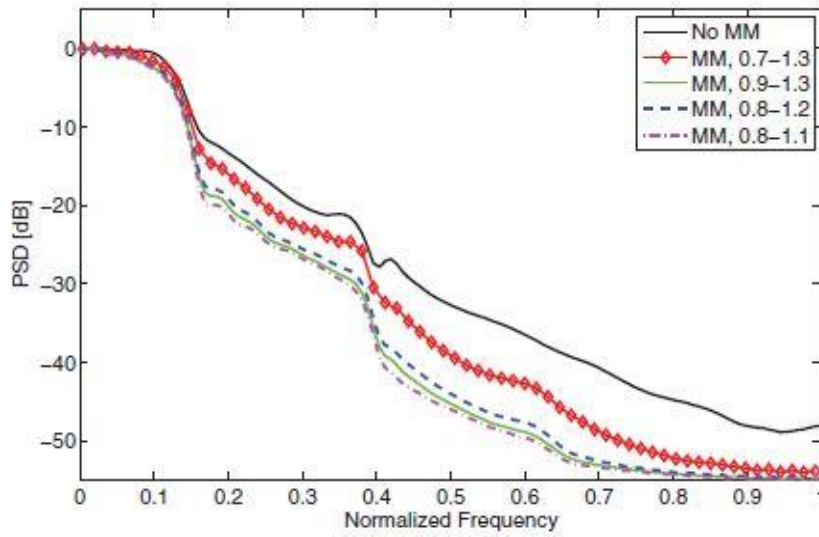


Figura 2.19 - PSD dos ramos LINC para diferentes limites RMM em [16]

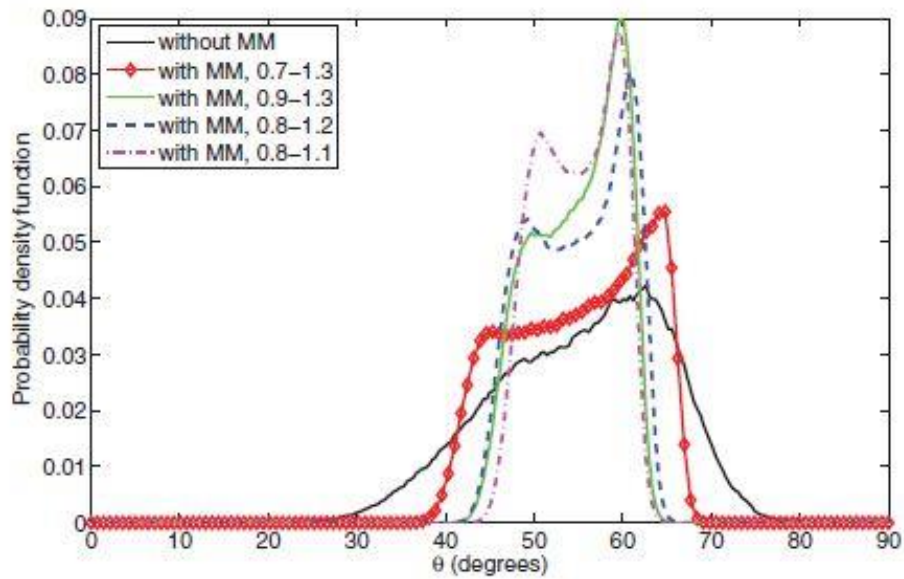


Figura 2.20 - PDF dos diferentes ângulos dos sinais modulados para diferentes valores de RMM como visto em [16]

A figura 2.21, permite também concluir que ao reduzir a gama dinâmica do sinal de entrada da estrutura LINC, é possível tornar o sistema mais robusto face a desequilíbrios no ganho e fase associado à interação dos amplificadores de cada ramo de amplificação.

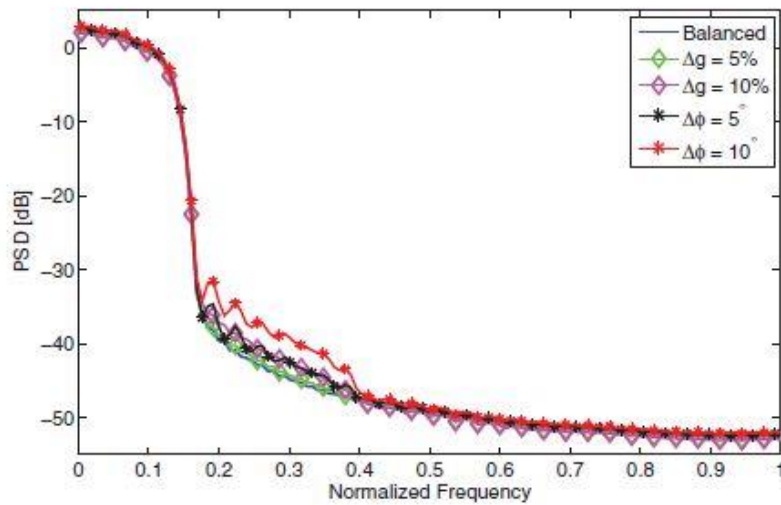


Figura 2.21 - Impacto dos desequilíbrios de ganho e fase no espectro do sinal RMM OQPSK visto em [16]

2.6 Separador

Uma vez que um dos problemas da estrutura LINC consiste no processamento de um sinal com uma envolvente variável, em [17] é proposto um método que limita as flutuações de envolvente de modo a que as componentes obtidas na estrutura LINC contêm menos informação na fase, e por consequência, reduzir o espalhamento espectral destas componentes. Por forma a reduzir a *Peak-to-Mean Envelope Power Ratio* (PMEPR) em transmissores de sinais OFDM, pode-se recorrer a um *clipping*, seguido de uma filtragem do sinal.

Na figura 2.22, é possível ver o esquema de processamento de uma estrutura de transmissão OFDM proposta em [17], na qual é adicionado o bloco *NL*, que representa o bloco onde é feito o processamento não linear do sinal.

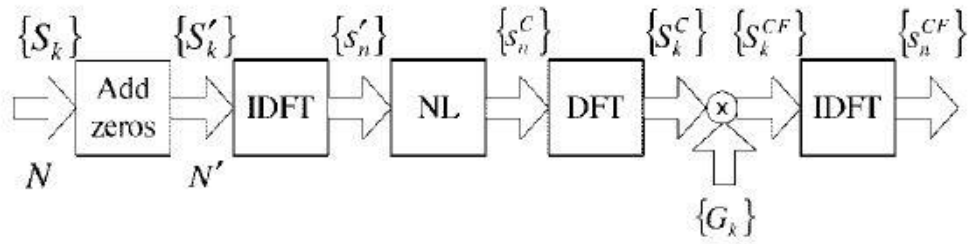


Figura 2.22 - Esquema de processamento proposto em [17]

São apresentadas duas alternativas para o processamento não linear, o processamento cartesiano e o processamento polar. No caso do processamento cartesiano, é feita a separação da parte real e da parte complexa de cada amostra. Neste tipo de processamento as amostras s'_n , estas são submetidas a um processamento não linear, de modo a que s_n^C seja dado pela seguinte equação:

$$s_n^C = g(\text{Re}\{s'_n\}) + jg(\text{Im}\{s'_n\}), \quad (2.38)$$

em que $g(x)$ representa uma função ímpar previamente determinada.

No caso do processamento polar, irão ser realizadas operações em cada amostra complexa s'_n , de modo que na saída seja obtido um sinal s_n^C que satisfaça a seguinte condição:

$$s_n^C = g_c(|s'_n|) * \exp(j * \arg(s'_n)). \quad (2.39)$$

Tendo em conta que as características AM/AM e AM/PM, que representam os efeitos do amplificador na amplitude e na fase, que são dadas respetivamente por:

$$A(R) = |g_c(R)|, \quad (2.40)$$

e

$$\theta(R) = \arg(g_c(R)). \quad (2.41)$$

Uma vez que se pretende limitar o valor máximo da envolvente do sinal, no caso do processamento cartesiano tem-se:

$$g(x) = \begin{cases} -x_M, & x < -x_M, \\ x, & |x| \leq x_M, \\ x_M, & x > x_M, \end{cases} \quad (2.42)$$

em que x_M corresponde ao valor de *clipping*.

Para o caso da operação não linear associada ao processo polar, considerou-se a seguinte condição:

$$g_C(R) \begin{cases} R, & R \leq S_M, \\ S_M, & x > S_M, \end{cases} \quad (2.40)$$

em que S_M corresponde ao valor de *clipping* associado ao processamento polar.

Na figura 2.24, é apresentado parte do processamento do sinal proposto para uma estrutura LINC onde s_n^1 e s_n^2 são descritas por:

$$s_n^1 = f_1(|s'_n|) \exp(\arg(s'_n)j), \quad (2.41)$$

e

$$s_n^2 = f_2(|s'_n|) \exp(\arg(s'_n)j). \quad (2.42)$$

em que $f_1(\cdot)$ e $f_2(\cdot)$ são funções caracterizadas por:

$$f_1(R) = f_c(R) + f_e(R)j, \quad (2.43)$$

e

$$f_2(R) = f_c(R) - f_e(R)j, \quad (2.44)$$

com:

$$|s'_n| = R. \quad (2.45)$$

Tendo em conta que:

$$f_c(R) = \begin{cases} \frac{1}{2}R, & R \leq S_M \\ \frac{1}{2}S_M, & R > S_M \end{cases} \quad (2.46)$$

e

$$f_e(R) = \begin{cases} \frac{1}{2}\sqrt{S_M^2 - R^2}, & R \leq S_M \\ 0, & R > S_M \end{cases} \quad (2.47)$$

De notar que a geração dos sinais s_n^1 e s_n^2 a partir de s'_n pode ser visto como uma decomposição feita numa estrutura LINC convencional. Ao realizar o processamento não linear proposto em [9], é possível obter melhores valores da SIR (*Signal to Interference Ratio*) quando comparado com um processamento onde não é realizado um *clipping* do sinal original.

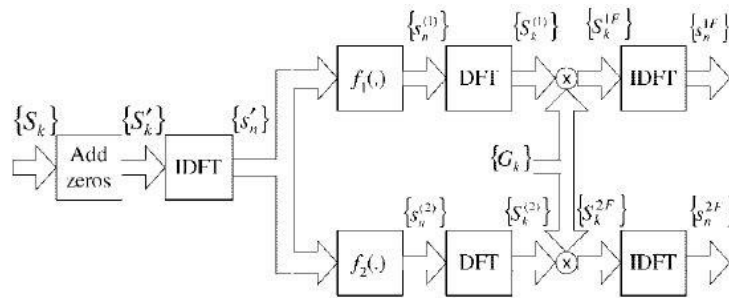


Figura 2.23 - Esquema detalhado da componente separadora proposta em [17]

2.7 Amplificação TC-OQAM

Em [18], é proposto um esquema de transmissão que tira partido do facto de modulações OQPSK apresentarem menores variações na envolvente quando comparadas a modulações QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) e que constelações M- podem ser descritas pelo somatório de OQPSK. Desta forma, aliando estas modulações a esquemas TC-OQAM (Trellis Coded-Offset Quadrature Amplitude Modulation) e definindo o impulso de modulação, é possível obter um esquema de transmissão TC-16OQAM que apresenta

maior eficiência espectral e energética, quando comparado com sistemas equivalentes que utilizem modulações 16QAM.

Considerando o sinal OQPSK cuja envolvente complexa é dada por:

$$s_{in} = \sum a_n x_{in}(t - T), \quad (2.48)$$

em que $x_{in}(t)$ representa o impulso de modulação com duração $T(L + 1)$ e T representa a duração de bit. Os coeficientes a_n estão relacionados com os bits de transmissão $\beta_n = 0$ ou 1 quando $a_{2n} = \pm 1$ e $a_{2n+1} = \pm j$.

Realizando a seguinte transformação:

$$s_{s,in}(t) = s_{in}(t)e^{j\frac{\pi t}{2T}} \quad (2.49)$$

é possível reescrever o sinal $s_{in}(t)$ como a soma de componentes PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) da seguinte forma:

$$s_{s,in}(t) = \sum_n d_n x_{s,in}(t - nT). \quad (2.50)$$

Quando o sinal acima descrito é submetido a um filtro passa banda não linear, o sinal resultante pode ser descrito como um somatório de $M = 2^{L-1}$ componentes da seguinte forma:

$$s_{out}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_n a_n^{(k)} x_{out}^{(k)}(t - nT). \quad (2.51)$$

Considera-se que o exemplo baseado em dois sinais descritos por:

$$s_0(t) = \sum_n a_n^{(0)} x^0(t - nT), \quad (2.52)$$

$$s_1(t) = \sum_n a_n^{(1)} x^1(t - nT), \quad (2.53)$$

com:

$$s_0(t) = \sum_n a_n^{(0)} x^0(t - nT), \quad (2.54)$$

em que $r(t)$ é um impulso cuja forma que garante que não haja ISI (*Intersymbol Interference*) e k_0 e k_1 são coeficientes reais. Verifica-se que cada sinal OQPSK está associado a uma constelação PAM, podendo ser amplificadas em separado e combinadas posteriormente para formar uma constelação 16-QAM. Ao combinar os sinais acima descritos resulta:

$$s(t) = \sum_n a_{n-1}^{(0)} k_0 r(t - nT) + \sum_n a_n^{(0)} a_{n-1}^{(0)} a_{n-2}^{(0)} k_1 r(t - nT). \quad (2.55)$$

Considerando um intervalo de amostragem $\frac{1}{T_s}$, nos instantes de amostragem tem-se:

$$k_0 a_{n-1}^{(0)} + k_1 a_n^{(0)} a_{n-1}^{(0)} a_{n-2}^{(0)} = a_n', \quad (2.56)$$

Com $k_0 = (1 - \Delta)$ e $k_1 = -2$, quando $a_n^{(0)} = \pm 1$ ou $\pm j$, de acordo com a paridade de n , logo $a_n' = \pm(3 - \Delta)$ ou $\pm(1 + \Delta)$, ou seja

Obtendo-se:

$$\begin{cases} a_n' = \pm j(3 - \Delta), n \text{ par} \\ a_n' = \pm j(1 + \Delta), n \text{ impar,} \end{cases} \quad (2.57)$$

pelo que resulta um sinal que pode ser visto como uma modulação 16-OQAM visto estar associado a dois sinais 4PAM em quadratura, um para a componente em fase e outro para a componente em quadratura. Logo os dois sinais do tipo OQPSK, podem ser amplificados em separado, recorrendo a amplificadores não lineares e posteriormente somados, sendo que o transmissor adotado pode ser visualizado na figura 8.1.

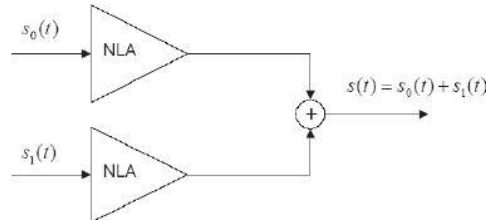


Figura 2.24 - Diagrama de blocos do transmissor proposto em [18]

Por conseguinte, é possível obter um sinal TC-OQAM baseado em sinais do tipo OQPSK, permitindo atingir uma eficiência energética superior a esquemas baseados em 16QAM. No entanto, este tipo de codificação está dependente do impulso adotado, visto que é este impulso que permite a otimização da eficiência do amplificador. Outra limitação reside no facto deste tipo de representação estar limitado logo à partida a sinais baseados em constelações com offset.

2.8 Amplificação com componentes quantizadas de um sinal *Multi-Carrier*

Uma abordagem mais geral pode ser feita considerando um esquema de amplificação quantizada, no qual a envolvente de um sinal é quantizada em valores que são por sua vez decompostos em componentes de amplitude constante. O método de amplificação linear quantizada, baseia-se na quantização das amostras da envolvente do sinal de entrada e pode ser caracterizado pelo diagrama de blocos da figura 2.26.

Os valores das amostras da envolvente complexa, são quantizados através usando Nb bits de quantização, que são convertidos em componentes polares. Por conseguinte, cada nível de quantização é decomposto na soma de Nb componentes polares. Cada uma destas componentes polares é por sua vez moduladas por um modulador do tipo BPSK

(*Binary Phase Shift Keying*), especialmente desenhado para garantir uma envolvente praticamente constante ou constante na saída de cada um dos moduladores. Seja um sinal modulado descrito por:

$$s(t) = s_I(t) \cos(wct) + j s_Q(t) \sin(wct), \quad (2.58)$$

onde $wc = 2\pi f_c$ corresponde à frequência angular, f_c representa a frequência da portadora, $s(t)$ e $s_Q(t)$ correspondem as componentes em fase e quadratura, respectivamente. O sinal também pode ser descrito através da sua envolvente complexa dada por:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)e^{jwct}\}, \quad (2.59)$$

onde $\tilde{s}(t) = s_I(t) + js_Q(t)$ denota a envolvente complexa, com o sinal de envolvente dado por $e(t) = \sqrt{(s_I(t))^2 + (s_Q(t))^2}$.

Quando $e(t)$ é constante ou quase constante ao longo do tempo, um sinal é classificado com sendo um sinal de envolvente constante. O sinal de envolvente variável no tempo refere-se a um sinal em que $e(t)$ apresenta variações de amplitude ao longo do tempo. Tendo ambos envolvente e fase não constantes, $s(t)$ é classificado como sendo um sinal de envolvente complexa variável no tempo. A gama dinâmica da envolvente DR, representa o intervalo de valores entre os quais a envolvente do sinal varia. A gama dinâmica da componente em fase, doravante designada DR_i , representa o intervalo de valores entre os quais a componente em fase varia. A gama dinâmica da componente de quadratura, doravante designada DR_q , representa o intervalo de valores entre os quais a componente de quadratura varia.

A quantização dos valores da envolvente poder ser restringida a um conjunto finito de símbolos de um alfabeto de um quantizador $\mathfrak{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{N_{QL}-1}\}$, onde N_{QL} corresponde ao número de níveis de quantização, isto é a dimensão do alfabeto dos símbolos de quantização. Seja $s(nT_s) = s_n$ as amostras no tempo do sinal de envolvente variável, nos instantes de amostragem nT_s , e $s_I(nT_s) = s_{nI}$ e $s_Q(nT_s) = s_{nQ}$, as correspondentes

components em fase e quadratura. As gamas dinâmicas de $s_I(nT_s) = s_n$, $s_I(nT_s) = s_{nI}$ e $s_Q(nT_s) = s_{nQ}$ são DR , DRi e DRq , respetivamente. Sem perda de generalidade e por razões de simplificação assume-se que $DRi=DRq$.

Através do processo de quantização, a amostra do sinal de entrada s_n , obtida no domínio do tempo, é transformada num símbolo quantizado $s_{n,QT}$, retirado de um alfabeto com $N_{QL} = 2^{N_b}$ símbolos quantizados possíveis. O número de bits de quantização N_b e os $N_{QL} = 2^{N_b}$ níveis de quantização podem ser definidos em termos do erro máximo de quantização da seguinte forma:

$$\varepsilon_Q = \frac{DR}{2 \times 2^{N_b}} = \Delta, \quad (2.60)$$

onde 2Δ representa o intervalo de quantização entre dois símbolos complexos quantizados adjacentes.

Os N_b bits de quantização $(\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ são utilizados na definição de $N_m \leq N_b$ componentes polares em que cada patamar quantização pode ser decomposto. Os bits $(\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ são convertidos num formato polar $(b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)})$ através de $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$. O conjunto finito de símbolos de quantização é $\mathfrak{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{N_{QL}-1}\}$, onde $N_{QL} = 2^{N_b}$, é o número de níveis de quantização.

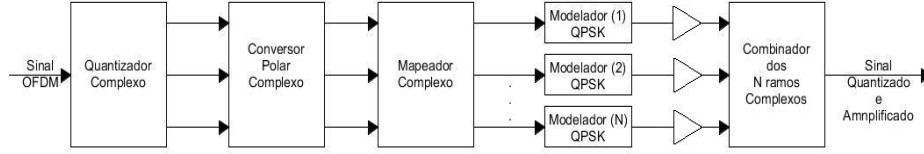


Figura 2.25 - Diagrama de amplificação quantizada do sinal complexo, com envolvente constante (por meio de quantizadores "Complexos" e quantização uniforme)

Como se pode observar na figura 2.25, a envolvente complexa é quantizada em $M = 2^{N_b}$ níveis de quantização. De seguida, no conversor polar, os bits de quantização $\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)}$ são convertidos para a forma polar $b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)}$ através de $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$. O conjunto finito de símbolos quantizados é dado por $\mathfrak{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, onde $M = 2^{N_b}$ é o número de símbolos das constelações quantizadas, que se regem pela seguinte regra:

$$\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \mapsto s_{n,QT} \in \mathfrak{S} \quad (2.61)$$

em que $\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)}$ corresponde ao conjunto de bits de quantização com $N_b = \log_2(M)$ bits. Em seguida, no mapeador, a versão polar dos bits de quantização $b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)}$, é mapeada em $N_m \leq N_b$ componentes polares, resultantes da decomposição do valor de quantização $s_{n,QT}$ na soma de componentes polares dada por:

$$\begin{aligned} s_{n,QT} &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i \prod_{m=0}^{N_m-1} (b_n^{(m)})^{y_{m,i}} \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i b_n^{eq(i)}, \end{aligned} \quad (2.62)$$

em que $(\gamma_{N_m-1,i} \ \gamma_{N_m-2,i} \ \dots \ \gamma_{1,i} \ \gamma_{0,i})$ corresponde à representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{N_m-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}}$ equivale à i -ésima componente polar de s_n e N_m é o número de coeficientes não nulos da referida equação de decomposição.

Depois de mapeados por um mapeador, as N_m componentes podem ser moduladas por meio de $N_m/2$ modeladores QPSK, OQPSK ou MSK (Minimum Shift Keying) ou N_m moduladores BPSK. Estes moduladores são especialmente concebidos para garantir uma envolvente quase constante ou mesmo constante e um espectro compacto. Note-se que a forma de pulso do sinal do modelador pode ser selecionada, de forma a atingir estes objetivos. É conveniente salientar que no caso de se usarem moduladores QPSK, OQPSK, MSK, GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), o número de ramos de amplificação é de $N_m/2$ em vez de N_m .

Em cada ramo o sinal resultante na saída do modelador é amplificado por um amplificador não linear que pode estar a operar na saturação ou próximo desta, em que o nível de saturação depende da amplitude do sinal à saída do modulador, dada por $|g_i|$, em que g_i é o coeficiente complexo associado ao i -ésimo ramo.

Neste esquema de quantização toda a distorção introduzida é causada pelo erro de quantização. Verifica-se também a inexistência de espalhamento espectral. De notar também que ao realizar a divisão do sinal de entrada em N_m ou $N_m/2$ componentes de amplitude constante, é possível recorrer a amplificadores a operar na zona não linear ou próximo desta, visto que não será introduzida distorção por parte dos amplificadores.

Dividindo a envolvente complexa nas suas componentes em fase e em quadratura, este esquema de amplificação, permite realizar o processo de quantização a cada componente da envolvente complexa. Desta forma, é utilizado um quantizador independente para cada componente da envolvente complexa. O diagrama de blocos correspondente é o que se encontra apresentado na figura 2.27. Neste caso podem ser usados quantizadores para cada componente. Como se pode ver, as componentes em fase I e em quadratura Q da envolvente complexa são separadas e quantizadas por dois quantizadores independentes, cada um com N_b^I e N_b^Q bits de quantização que correspondem, a dois alfabetos finitos com $2^{N_b^I}$ e $2^{N_b^Q}$ símbolos de quantização para os valores quantizados da componente em fase $s_{n,QT}^I$ e valores quantizados da componente em quadratura $s_{n,QT}^Q$, respetivamente.

Os valores quantizados $s_{n,QT}^{IN}$ da componente em fase e os valores quantizados $s_{n,QT}^Q$ da componente em quadratura são agora decompostos com somas de $N_m^I \leq N_b^I$ e $N_m^Q \leq N_b^Q$ componentes polares, e amplificados, respetivamente, por N_m^I e N_m^Q amplificadores,

antes de serem combinados em dois combinadores, ou num único combinador com $N_m^I + N^Q$ entradas.

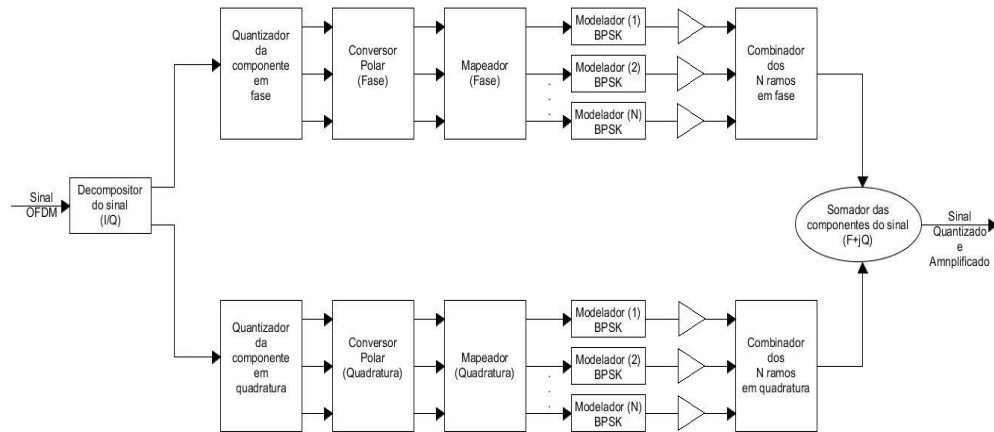


Figura 2.26 - Diagrama de funcionamento da amplificação em fase e quadratura, com envolvente constante (por meio de quantizadores do tipo "Real" e quantização uniforme)

No caso de se usarem dois combinadores, as duas componentes do sinal já amplificadas são somadas de forma a reconstruir um sinal do tipo complexo ($s_{IQ}(t) + js_{QI}(t)$). Com o método de amplificação proposto, torna-se possível maximizar a eficiência energética da amplificação devido ao recurso a amplificadores não lineares a trabalhar na saturação ou próximo desta. O ruído de quantização introduz distorção no sinal resultante, mas pode ser minimizado através de um dimensionamento correto do quantizador.

Outra fonte de erro consiste no erro de aproximação devido à decomposição dos valores quantizados em componentes com *offset*. Logo, é conveniente determinar quais os parâmetros ótimos para tal aproximação de forma a conseguir o melhor compromisso entre complexidade do quantizador e desempenho do método de amplificação proposto.

No capítulo seguinte, será apresentado um método de quantização de um sinal SC baseado na quantização de um sinal MC apresentado nesta secção. A quantização de um sinal SC, será feita a partir da decomposição da envolvente complexa num somatório de componentes de amplitude constante ou praticamente constante. Será também abordado um método alternativo que permite comutar o estado dos amplificadores entre o estado ligado/desligado no processo de quantização. Em ambos os cenários, serão produzidas componentes de envolvente constante o que irá permitir a utilização de amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta.

3 Caracterização do método

Como referido anteriormente, os sistemas de telecomunicações requerem um elevado ritmo de transmissão que pode ser conseguido maximizando a eficiência espectral. Tais ritmos, podem ser alcançados através de sinais multi portadora, como OFDM, ou sinais SC modulados com constelações de ordens elevadas. Contudo, quer os sinais MC como os sinais SC que utilizam constelações de ordem elevada do tipo M-QAM, apresentam uma envolvente variável, o que pode levar a um sobredimensionamento dos amplificadores para evitar distorção. Consequentemente, um ritmo de transmissão elevado é conseguido à custa de uma amplificação pouco eficiente, o que afeta o rendimento energético da estrutura de transmissão.

Neste capítulo, será apresentado um método de amplificação que recorre a amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta, baseado numa quantização da envolvente do sinal a amplificar. Na secção 3.1 é feita a descrição do método de amplificação proposto. Tendo em conta que o transmissor apresentado no presente documento é baseado na amplificação quantizada de um sinal *multi carrier*, é então necessário explicitar as diferenças entre a amplificação quantizada de um sinal *multi-carrier* e o esquema proposto. Na secção 3.2 serão descritos os impulsos utilizados. Por fim na secção 3.3, será descrita uma variante do método de amplificação que recorre à ativação ou desativação de ramos de amplificação, em função dos símbolos necessários na decomposição do valor quantizado da envolvente do sinal. Na secção 3.4, são apresentadas algumas conclusões e identificados problemas que podem advir nesta estrutura.

3.1 Descrição do método e quantização

Considerando um sinal SC-FDE com uma modulação M-QAM, o sistema de transmissão é o que se apresenta no diagrama de blocos da figura 3.1. A envolvente complexa do sinal, é decomposta nas suas componentes em fase e em quadratura, sendo depois realizada uma amostragem da envolvente de cada componente. As amostras de cada uma das componentes, serão posteriormente discretizadas por quantizadores independentes com de N_b^I e N_b^Q bits de quantização para a componente em fase e quadratura, respectivamente, e convertidas em componentes polares. Desta maneira, serão criados níveis de quantização que serão decompostos na soma de N_b^I e N_b^Q componentes polares.

O número de bits de quantização é dado por:

$$N_b = \log_2 M. \quad (3.1)$$

Em que M , corresponde à dimensão da constelação usada para efeitos de quantização, ou seja, para se obter o número de níveis de quantização. Dado que se tratar de um sinal SC, a componente em fase e em quadratura têm a mesma gama dinâmica pelo que:

$$N_b^I = N_b^Q. \quad (3.2)$$

Tratando-se de um sinal SC, as amostras da envolvente irão assumir um conjunto finito, dentro da gama dinâmica do sinal, por conseguinte, é necessário que o quantizador, transforme o valor de cada amostra obtida por cada uma das componentes do sinal, num símbolo quantizado $s_{n,QT}^I$ e $s_{n,QT}^Q$, para a componente em fase e quadratura, pertencentes a um alfabeto com $2^{N_b^I}$ e $2^{N_b^Q}$ símbolos de quantização. Nos mapeadores, os valores quantizados $s_{n,QT}^I$ e $s_{n,QT}^Q$ da componente em fase e quadratura, são decompostos em somas de $N_m^I \leq N_b^I$ e $N_m^Q \leq N_b^Q$ componentes polares, e amplificados por N_m^I e N_m^Q amplificadores em paralelo, antes de serem combinados.

As componentes obtidas, irão ser combinadas entre si e moduladas recorrendo a moduladores do tipo BPSK, QPSK ou OQPSK, desenhados para garantir uma envolvente praticamente constante.

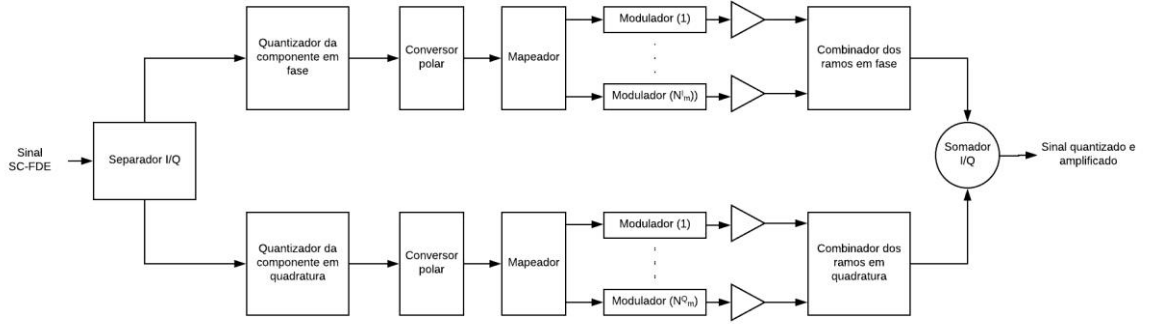


Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um sistema SC com quantização

O número de símbolos da constelação quantizada é dado por $M = 2^{N_b}$, o conjunto de símbolos quantizados é dado por $\mathfrak{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, pelo que é possível escrever:

$$\left(\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \right) \mapsto s_{n,QT}^{I/Q} \quad (3.3)$$

$$\in \mathfrak{S},$$

onde $\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)}$ correspondem ao conjunto de bits de cada quantizador, com $N_b = \log_2(M)$ bits.

Após a quantização, os bits de quantização, são convertidos para a forma polar por $b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)}$, e são mapeados em $N_m^I \leq N_b$ e $N_m^Q \leq N_b^Q$ componentes que resultam da decomposição das componentes em fase e quadratura do sinal original, $s_{n,QT}^I$ e $s_{n,QT}^Q$, numa soma de componentes polares descrita por:

$$s_{n,QT}^{I/Q} = g_0^{I/Q} + g_1^{I/Q} b_n^{(0)} + g_2^{I/Q} b_n^{(1)} + g_3^{I/Q} b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4^{I/Q} b_n^{(2)} + (\dots)$$

$$= \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i^{I/Q} \prod_{m=0}^{N_m-1} \left(b_n^{(m)} \right)^{\gamma_{m,i}} \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i^{I/Q} b_n^{eq(i)},$$

em que $(\gamma_{N_m-1,i} \ \gamma_{N_m-2,i} \ \dots \ \gamma_{1,i} \ \gamma_{0,i})$ corresponde à representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ corresponde à representação polar do bit, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{N_m-1} \left(b_n^{(m)} \right)^{\gamma_{m,i}}$ equivale à i -ésima componente polar de $s_{n,QT}^{I/Q}$ e N_m é o número de coeficientes não nulos da referida equação de decomposição e $g_i^{I/Q}$ representa o coeficiente associado à amplitude de cada uma das componentes polares relativas aos sinais quantizados a partir da componente em fase ou quadratura da envolvente complexa.

Para efetuar o cálculo dos valores g_i^I e g_i^Q associados às N_m^I e N_m^Q componentes polares obtidas, durante o processo de caracterização de cada uma das componentes da

envolvente complexa, é calculado o valor mínimo da mesma, sendo que o conjunto dos valores g_i^I e g_i^Q obtidos para cada uma das componentes está diretamente relacionado com o número de bits de quantização N_b da seguinte forma:

$$g_i^I = \begin{cases} g_1 = \min(\text{Re}(s_{in})), \\ g_2 = 2g_1, \\ \vdots \\ g_{N_b^I} = 2g_{N_b^I-1}, \end{cases} \quad (3.4)$$

e

$$g_i^Q = \begin{cases} g_1 = \min(\text{Im}(s_{in})), \\ g_2 = 2g_1, \\ \vdots \\ g_{N_b^Q} = 2g_{N_b^Q-1} \end{cases} \quad (3.5)$$

Convém salientar que o diagrama de blocos anteriormente referido irá apresentar N_m^I e N_m^Q moduladores do tipo BPSK, enquanto que se forem utilizados moduladores do tipo QPSK ou OQPSK, o esquema proposto irá ter $N_M/2$ moduladores e consequentemente o mesmo número de amplificadores. Desta forma, antes de amplificadas, as componentes polares em fase e em quadratura de igual amplitude, são somadas da seguinte forma:

$$\begin{cases} c_1 = g_1^I + g_1^Q, \\ c_2 = g_2^I + g_2^Q, \\ \vdots \\ c_{N_b} = g_{N_b^I}^I + g_{N_b^Q}^Q \end{cases} \quad (3.6)$$

O diagrama de blocos do transmissor descrito com moduladores do tipo QPSK ou OQPSK pode ser visualizado na figura 3.2.

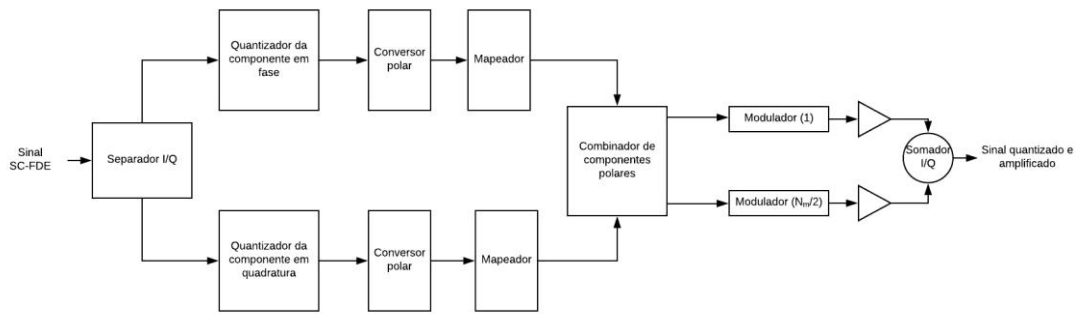


Figura 3.2 - Diagrama de blocos do transmissor proposto

O método de amplificação proposto, além de reduzir o consumo energético por parte dos amplificadores, visto serem usados amplificadores a operar na zona não linear ou perto desta, permite dimensionar os amplificadores em função da amplitude de cada componente e a consequente optimização de cada amplificador em cada ramo.

Contudo, é necessário caracterizar o tipo de impulsos que deverão ser utilizados de forma a garantir um espectro compacto, inexistência de espalhamento espectral e uma envolvente constante ou quase constante para cada ramo de amplificação.

3.2 Impulsos

Os impulsos utilizados nos diferentes moduladores terão de garantir uma envolvente constante, ou praticamente constante, e um espectro compacto para os diferentes sinais resultantes dos moduladores em cada ramo. São adoptados dois impulsos. No caso do modulador QPSK, o pulso é descrito por:

$$r(t) = \text{Rect}\left(\frac{t}{mT_a}\right), \quad (3.7)$$

em que T_a corresponde ao tempo de amostragem e m fator de regulação do filtro.

Para os moduladores OQPSK, será usado um impulso *raised cosine* descrito por:

$$rcos(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{k_a T_a}\right) \text{Rect}\left(\frac{t}{k_a T_a}\right), \quad (3.8)$$

em que T_a corresponde ao tempo de amostragem e k_a fator de regulação do filtro.

Na próxima secção irá ser abordado um método alternativo de amplificação que consiste em comutar os amplificadores entre o estado de ligado/desligado em função das componentes resultantes do processo de quantização. Como tal, é de elevado interesse determinar em que condições se podem comutar o estado dos amplificadores, maximizando assim a eficiência energética.

3.3 Amplificação comutada

Por forma a maximizar a eficiência energética do sistema e tendo em consideração que uma modulação M-QAM quadrada pode ser descrita como um somatório de QPSK, é possível realizar um mapeamento das constelações em diferentes áreas de amplificação. O número de áreas de amplificação está directamente relacionado com o número de bits de quantização, sendo possível mapear 2^{N_b} áreas de amplificação distintas. Quando é realizada a decomposição do sinal de entrada em componentes polares, para gerar o símbolo quantizado, é necessário proceder à combinação de todas as componentes N_m^I e N_m^Q . Contudo, ao realizar o mapeamento da constelação em diferentes zonas de amplificação, é possível obter o símbolo quantizado pretendido sem recorrer à soma de todas as componentes obtidas, fazendo com que não seja necessário utilizar todos os ramos de amplificação para gerar o símbolo pretendido, diminuindo assim o consumo energético do transmissor proposto.

Na figura 3.3 e 3.4, é possível visualizar o mapeamento de uma constelação 16-QAM e 64-QAM divididas nas suas diferentes áreas de amplificação. Áreas essas que correspondem às diferentes combinações possíveis entre as componentes associadas ao processo de quantização com ramos de amplificação comutados.

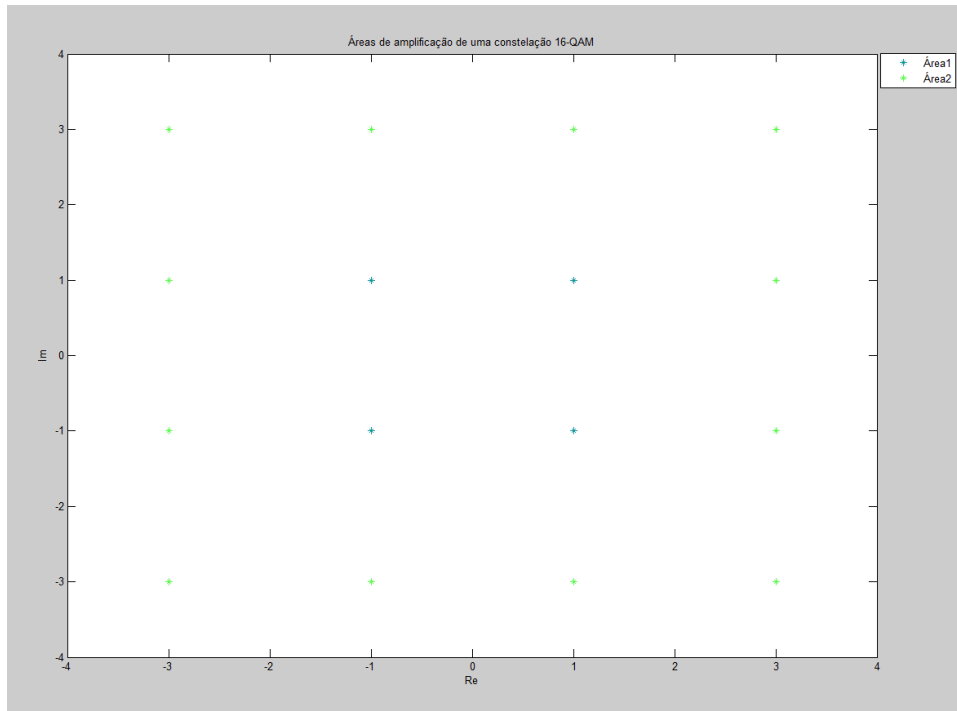


Figura 3.3 - Diferentes áreas de amplificação de uma constelação 16QAM

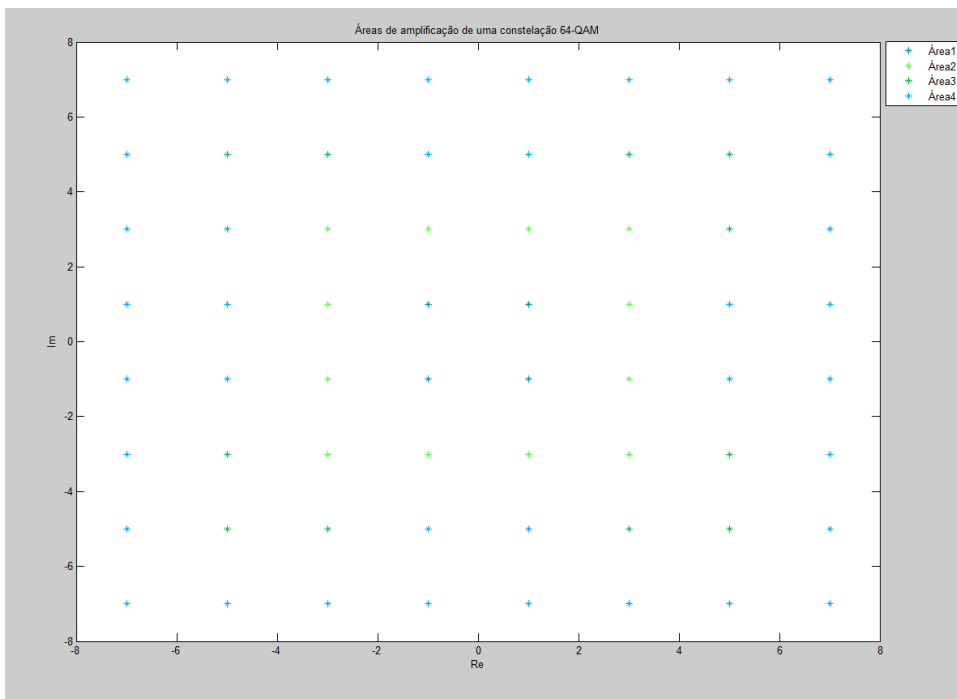


Figura 3.4 - Diferentes áreas de amplificação de uma constelação 64QAM

Depois de se definir as áreas de amplificação, os símbolos referentes ao sinal quantizado, serão comparados a este mapeamento, sendo possível ligar/desligar os amplificadores em função da área de amplificação onde se encontra o símbolo quantizado. Desta forma, é possível remover pelo menos uma das componentes usadas para gerar o símbolo quantizado pretendido, aumentando a eficiência energética 4 vezes em pelo menos 25% dos casos.

O transmissor proposto, ao realizar a quantização dos símbolos a transmitir em função do valor mínimo da envolvente complexa, irá eliminar o ruído associado ao erro de quantização. Tendo em conta que o quantizador não introduz ruído no sistema, é necessário verificar o impacto do uso de amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta. Como tal, no capítulo seguinte, serão analisados dois cenários. Inicialmente, será abordado o cenário ideal onde se irá utilizar uma amplificação linear, fazendo posteriormente a comparação do transmissor proposto quando se utilizam amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta.

4 Aplicação da técnica

Apesar do método de amplificação descrito, não apresentar erros no processo de quantização, visto que o símbolo quantizado irá apresentar o mesmo valor que o próprio símbolo a ser quantizado, é necessário avaliar o impacto dos amplificadores nos sinais resultantes do processo de quantização, bem como no sinal que resulta da combinação das diversas componentes amplificadas.

Para esse efeito, neste capítulo, serão considerados e analisados dois cenários. A aplicação da técnica num cenário ideal, isto é, recorrendo a amplificadores lineares e um segundo cenário onde se utiliza amplificadores a operar na zona não linear.

Na secção 4.1 será considerado um cenário ideal, onde se irá realizar uma análise comparativa entre os espectros e a evolução da BER entre o sinal quantizado, recorrendo a moduladores QPSK e OQPSK e com sinal original, sendo utilizado um SSPA (*Solid State Power Amplifier*) para efeitos de comparação. Na secção 4.2 é adoptado um SSPA em cada ramo do esquema de transmissão proposto a operar próximo da zona de saturação. Desta forma, é possível visualizar o impacto dos efeitos não lineares do SSPA na transmissão. Por fim, na secção 4.3 serão analisados os espectros e evolução da BER com do transmissor proposto quando é utilizada a comutação dinâmica dos ramos de amplificação.

4.1 Aplicação da técnica em cenário ideal

Para a aplicação da técnica em cenário ideal, considera-se que não são introduzidos efeitos não lineares por parte do amplificador.

Neste capítulo, consideram-se que os símbolos a transmitir pertencem a uma constelação do tipo M-QAM, com $M = \{16; 64; 256\}$.

Para proceder à simulação do esquema proposto, é modulado um sinal SC-FDE que irá transmitir 1000 símbolos em que cada símbolo é transmitido num dado instante de tempo. Serão apresentados resultados referentes aos espectros obtidos para os diferentes sinais em estudo e à evolução da BER.

Relativamente aos espectros, será considerado um impulso rectangular para se obter o espectro do sinal original. Para o sinal quantizado, serão utilizados moduladores QPSK e OQPSK, sendo que os impulsos de suporte serão o impulso rectangular e a arcada de coesno definida no capítulo anterior. Os espectros apresentados, correspondem ao valor médio obtido após a transmissão dos 1000 símbolos.

Para o cálculo da BER, o sinal obtido pelo processo de quantização, será enviado utilizando canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) sendo que o receptor utilizado, apresenta sincronismo temporal e de fase perfeitos. De notar ainda que se considera uma estimação de canal perfeita e os resultados apresentados relativos à BER, correspondem a simulações de *Monte-Carlo* em *Matlab*.

Tendo em conta a banda útil de cada sinal, é apresentado o erro quadrático médio como métrica de comparação entre os sinais em estudo.

Relativamente à envolvente do sinal original, são obtidos os espectros que podem ser visualizados na figura 4.1 e que serão usados como referência em comparações futuras.

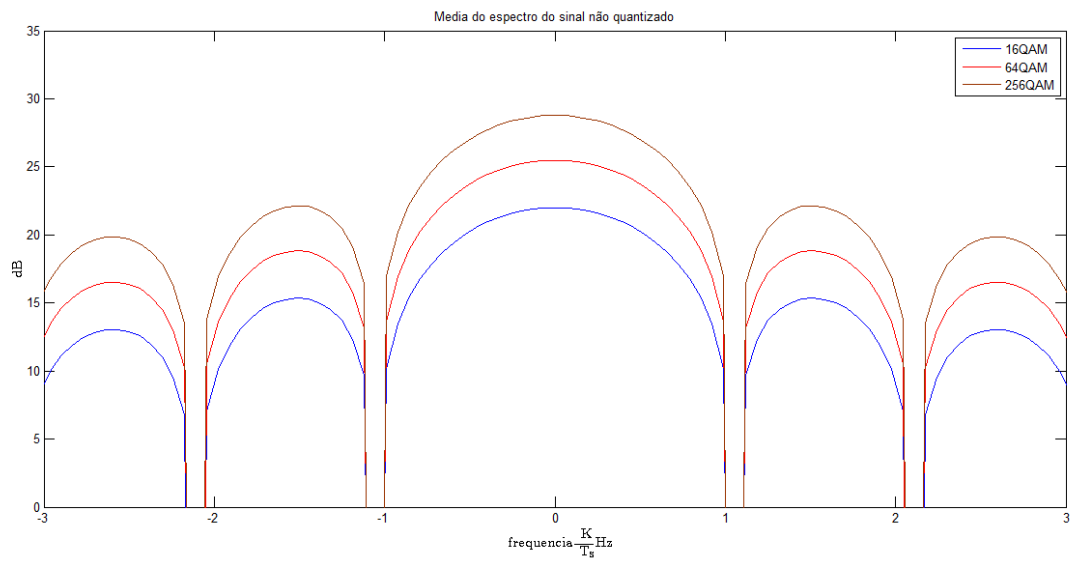


Figura 4.1 - Espectro das envolventes não quantizadas

Tendo como referência os espectros correspondentes à envolvente não quantizada, é necessário verificar se o processo de quantização irá introduzir espalhamento espectral. Como tal, é necessário visualizar primeiro o espectro associado a cada componente criada no esquema proposto, bem como o espectro resultante da soma das componentes. Na figura 4.2 poderão ser visualizados os espectros das diferentes componentes associadas ao processo de quantização quando são utilizados moduladores QPSK.

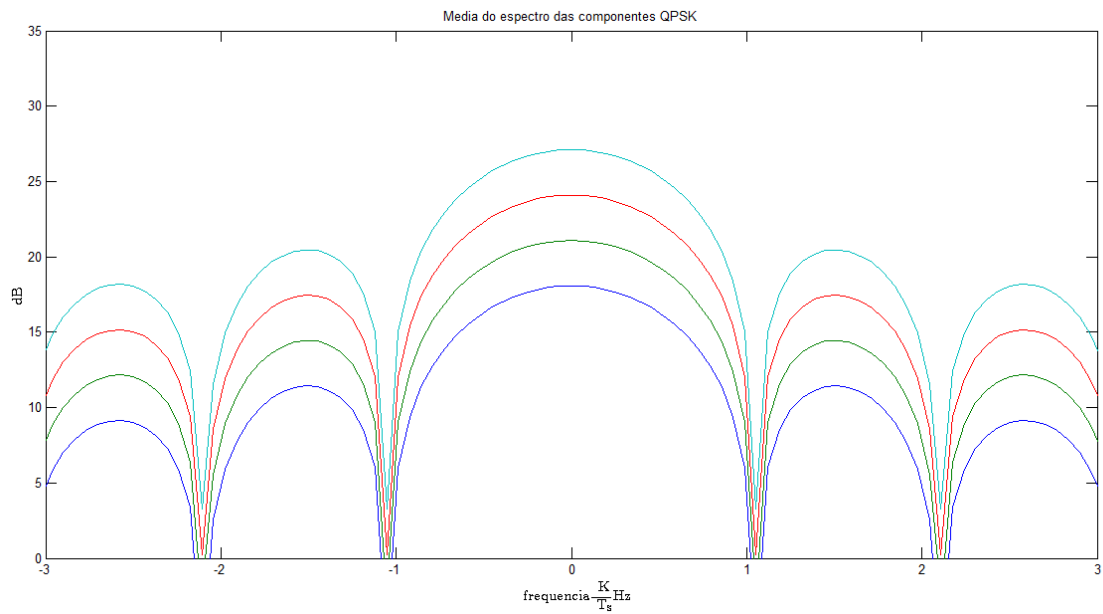


Figura 4.2 - Espectros das diferentes componentes associadas ao processo de quantização recorrendo a moduladores QPSK

Na figura 4.2 estão representados os espectros das componentes associadas ao processo de quantização para uma constelação 256QAM.

Depois de obtidos os espectros de todas as componentes associadas ao processo de quantização, é necessário visualizar qual o impacto do processo de quantização no espectro resultante do somatório de todas as componentes associadas.

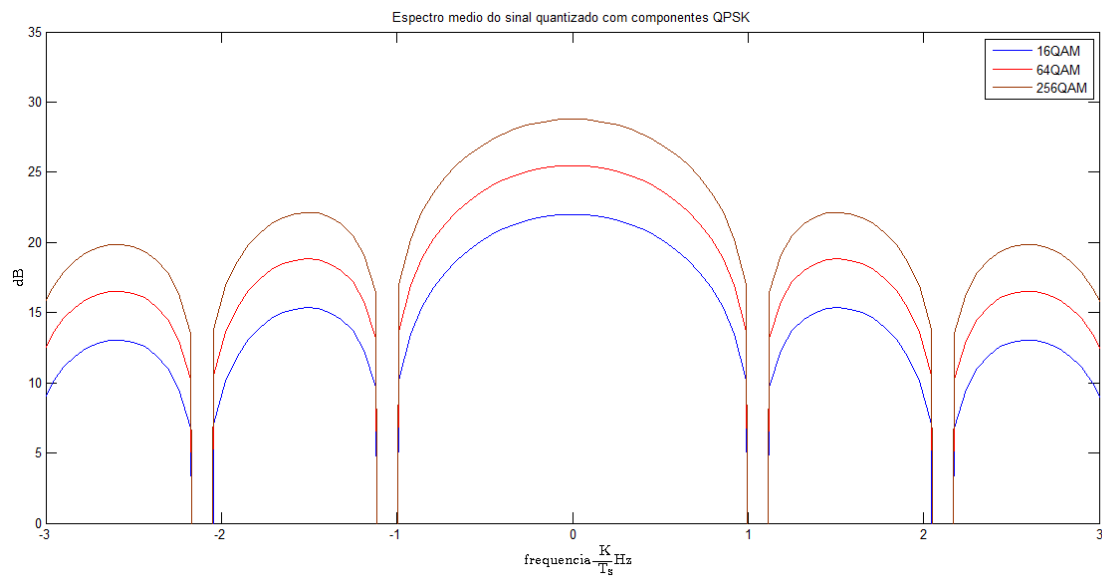


Figura 4.3 - Espectro da soma das componentes associadas ao processo de quantização recorrendo a moduladores QPSK

Comparando com os espectros obtidos na figura 4.3, é possível constatar que não existe espalhamento nem distorção espectral associado ao esquema proposto em condições ideais.

É agora necessário analisar os espectros das componentes quando são utilizados moduladores OQPSK.

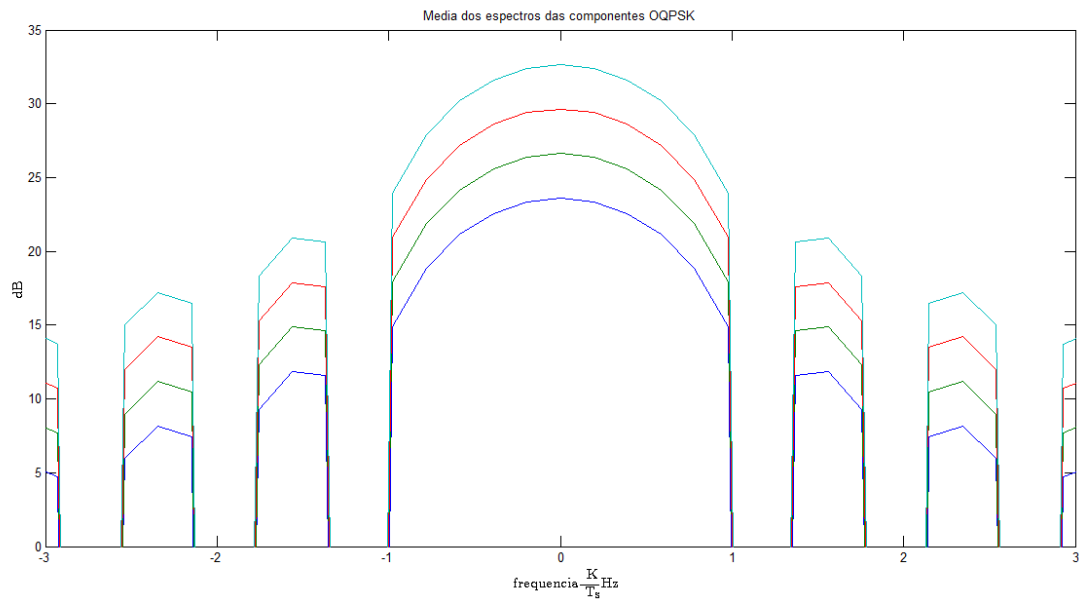


Figura 4.4 - Espectros das diferentes componentes associadas ao processo de quantização recorrendo a moduladores OQPSK

Da figura 4.4, é possível concluir que ao serem utilizados moduladores OQPSK, obtém-se um espectro mais compacto, quando comparado com os espectros das componentes moduladas com QPSK, (ver figura 4.2) e em cenário ideal não há qualquer espalhamento espectral.

Posto isto, é necessário visualizar o impacto do processo de quantização no espectro do sinal que resulta do somatório das componentes obtidas com moduladores OQPSK.

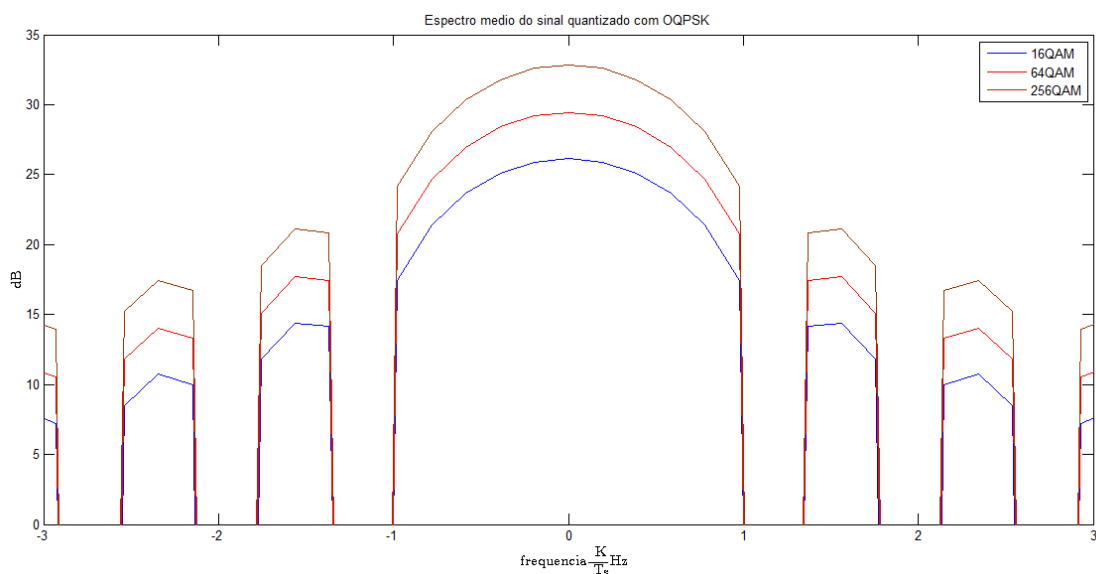


Figura 4.5 - Espectro da soma das componentes associadas ao processo de quantização com moduladores OQPSK

Da análise dos resultados obtidos, conclui-se que o processo de quantização não provoca espalhamento espectral. De notar que ao serem utilizados moduladores QPSK, o espectro que resulta do somatório das componentes obtidas, apresenta comportamento semelhante a um sinal não quantizado, confirmando assim que o esquema proposto, não introduz erros no processo de quantização da envolvente. Por outro lado, quando se recorre a moduladores OQPSK, apesar de se obter distorção espectral, é possível obter um espectro mais compacto.

Para uma melhor análise dos espectros obtidos, na tabela 1, são apresentados os valores do erro quadrático médio entre o sinal quantizado e o sinal original.

Tabela 1 - Erro Quadrático Médio entre o sinal quantizado com moduladores QPSK e o sinal original

16QAM	64QAM	256QAM
3.0818×10^{-33}	2.4652×10^{-32}	1.2362×10^{-33}

Dado que erro de quantização apresentado na tabela 1, este pode ser desprezado, como tal, é expectável que para o cenário ideal, a BER dos esquemas resultantes apresente a mesma evolução que a BER dos sinais não quantizados, isto quer para o caso em que

são usados moduladores QPSK quer para o caso em que são empregues moduladores OQPSK. Na figura 4.6 e na figura 4.7, estão representadas a evolução da BER em caso ideal.

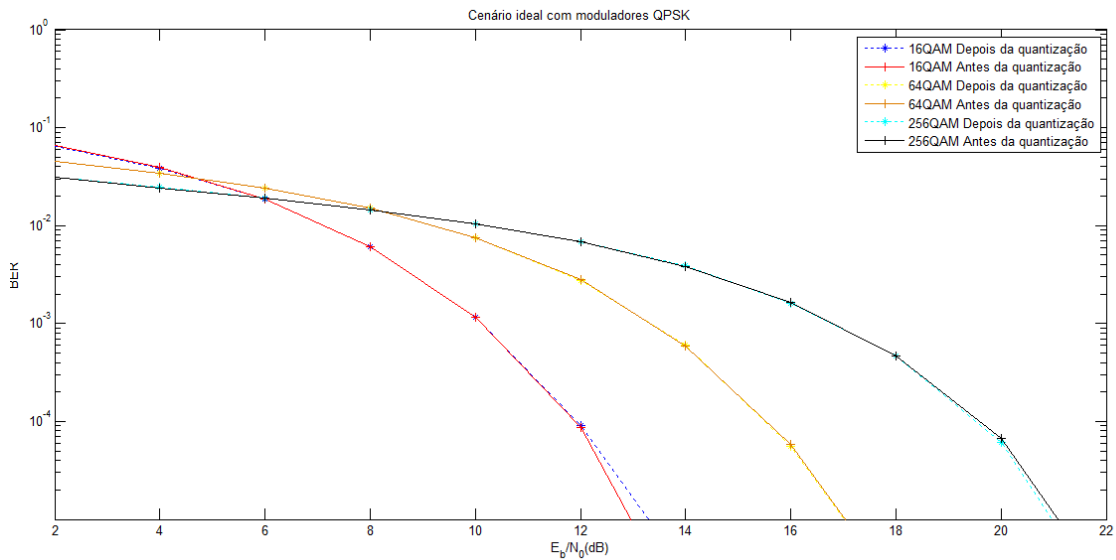


Figura 4.6 - Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando moduladores QPSK no processo de quantização

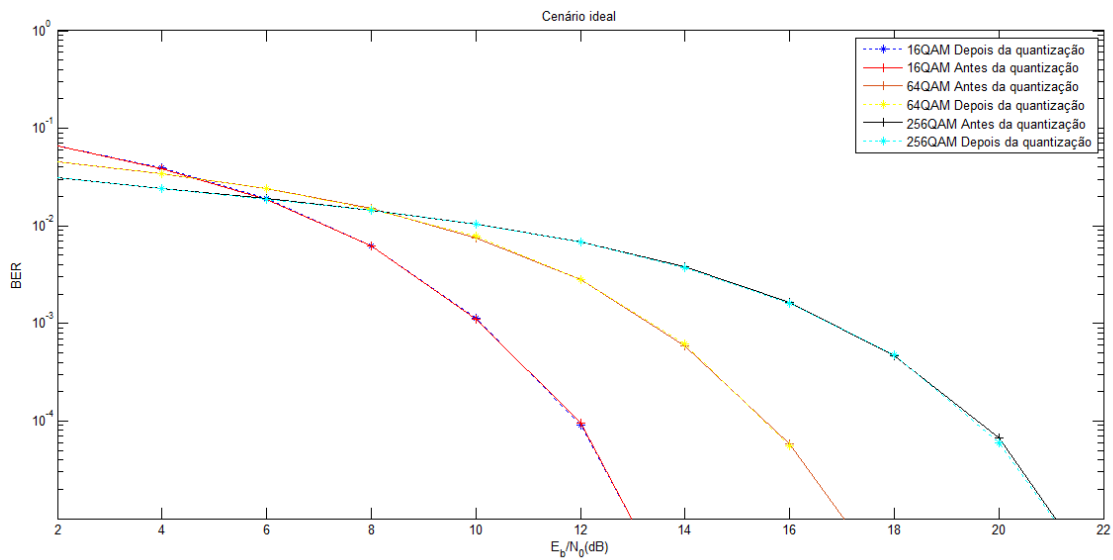


Figura 4.7 - Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando moduladores OQPSK no processo de quantização

Tal como esperado, o esquema proposto não provoca degradação no desempenho do. No entanto, é necessário verificar o impacto que os amplificadores a operar na zona não linear terão na evolução da BER.

4.2 Aplicação da técnica recorrendo a amplificadores saturados

Um SSPA a operar na zona de saturação irá introduzir efeitos não lineares tanto na amplificação do sinal, sendo que a relação existente entre o sinal de entrada e o sinal de saída é dada por:

$$s_{out} = \frac{s_{in}}{\sqrt[2P]{1 + \left(\frac{|s_{in}|}{sat_{Lvl}}\right)^{2P}}}, \quad (4.1)$$

em que P é um fator que controla a transição entre a zona linear e a zona de saturação. Quanto maior for este factor, menores serão os efeitos não lineares introduzidos pelo SSPA. s_{in} corresponde ao sinal a amplificar e sat_{Lvl} ao nível de saturação do amplificador. Relativamente à amplificação da envolvente não quantizada, considera-se que o seu amplificador irá ter um nível de saturação dado por:

$$sat_{Lvl} = \max(|s_{in}|), \quad (4.2)$$

em que sat_{Lvl} corresponde ao valor da envolvente não quantizada. Por outro lado, cada amplificador presente no esquema de quantização, será dimensionado de acordo com a sua componente g_i associada. Desta forma, existe uma relação entre os ramos de amplificação e o nível de saturação num dado ramo dada por:

$$sat_{Lvl} = |g_i + j g_i|, \quad (4.4)$$

com $i = \{1, 2, \dots, N_b\}$.

Os resultados apresentados neste capítulo, foram obtidos dentro das mesmas condições utilizadas para o cenário ideal, no entanto, os amplificadores utilizados terão a característica da equação 4.1 e o factor P irá variar segundo $P = \{1; 2; 5\}$.

Depois de obtidos os gráficos dos espectros dos sinais em estudo, são apresentadas duas tabelas contendo o erro quadrático médio entre os sinais amplificados e os sinais em cenário ideal.

Depois de realizada a amplificação, é necessário visualizar o impacto dos efeitos não lineares introduzidos pelo SSPA. Na figura 4.8 à figura 4.10, podem ser visualizados os espectros dos sinais não quantizados e amplificados pelo SSPA com $P = \{1; 2; 5\}$.

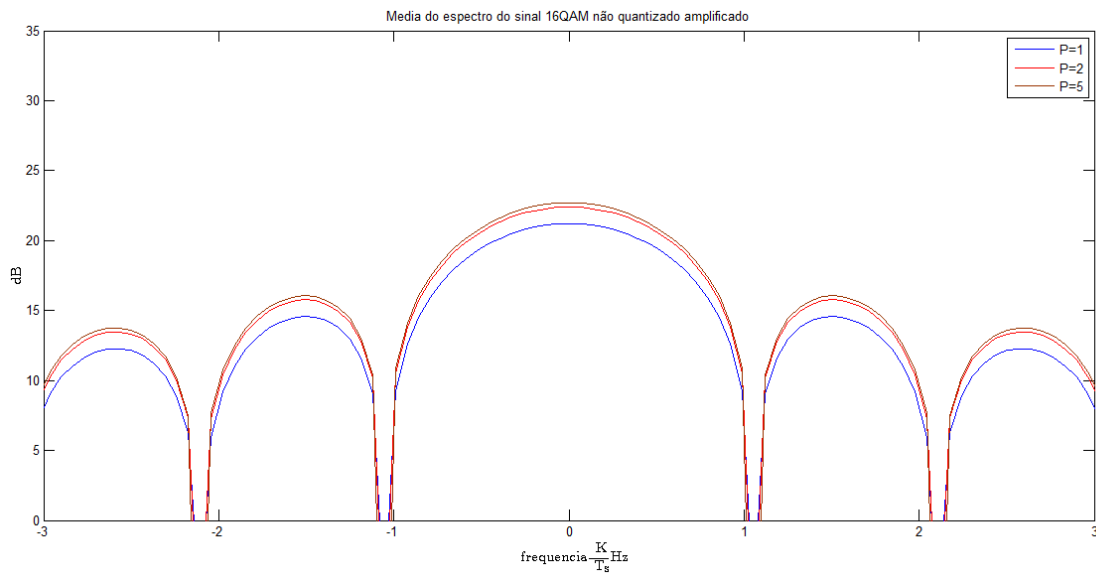


Figura 4.8 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P

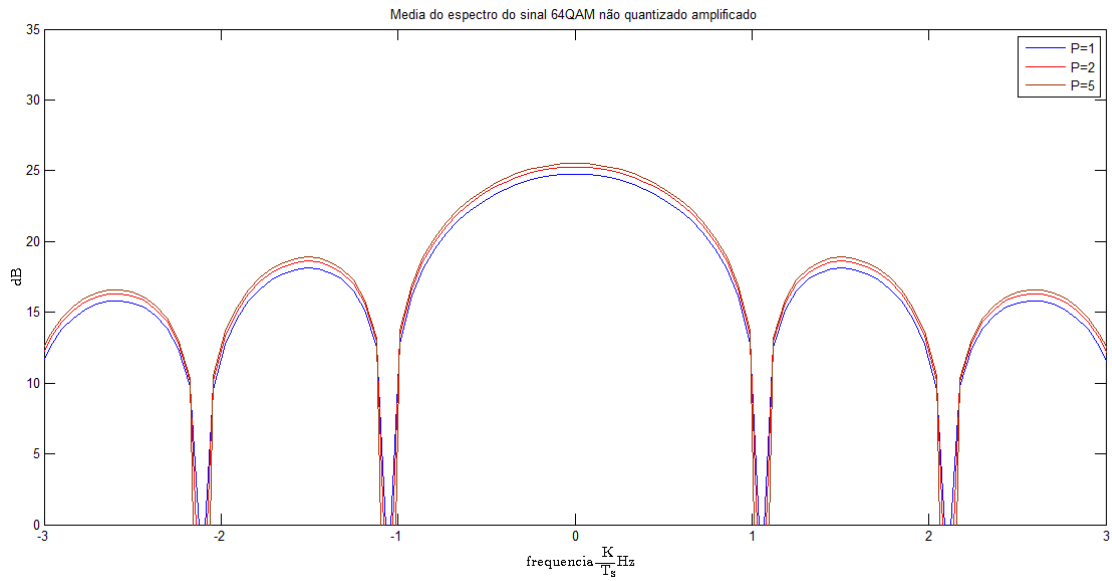


Figura 4.9 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P

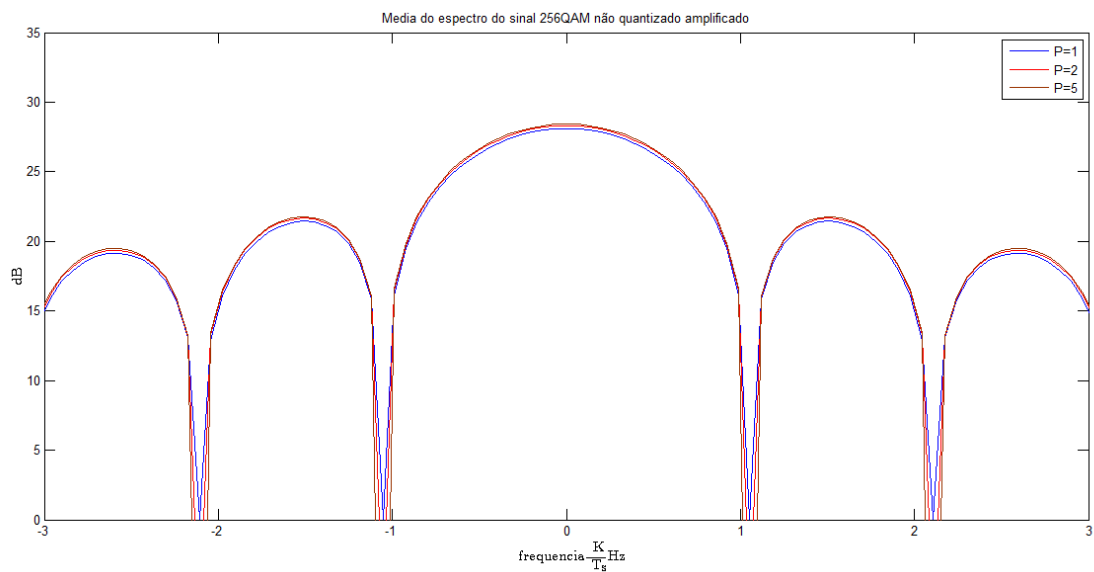


Figura 4.10 - Espectros dos sinais não quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P

Tendo sido obtidos os gráficos relativamente às constelações das envolventes não quantizadas, é necessário comparar com os resultados obtidos pelo processo de quantização.

Da figura 4.11 à figura 4.13, podem ser visualizados os espectros obtidos após o processo de quantização, recorrendo a moduladores QPSK.

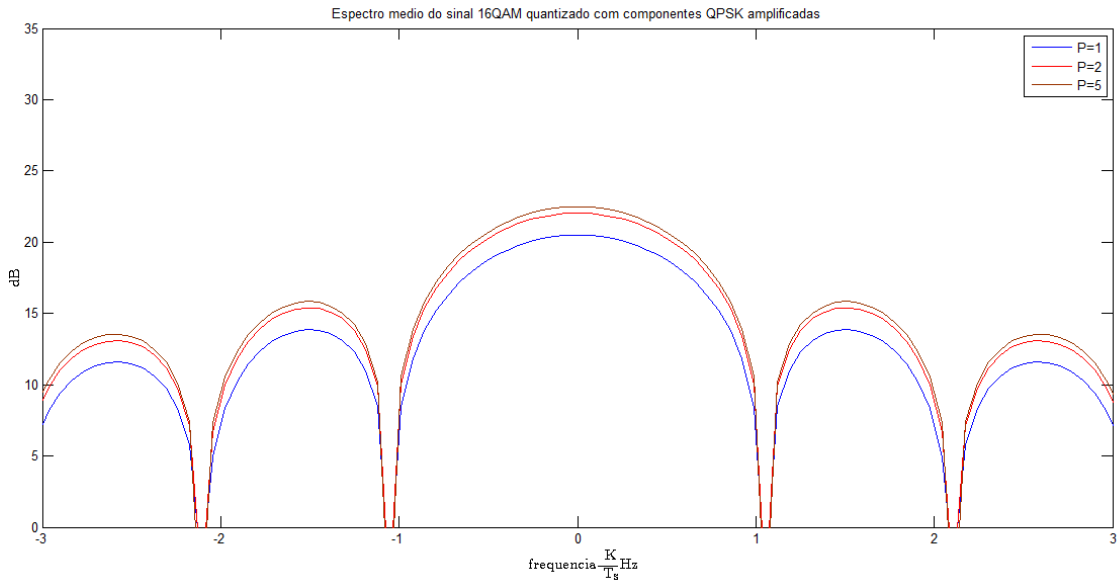


Figura 4.11 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK

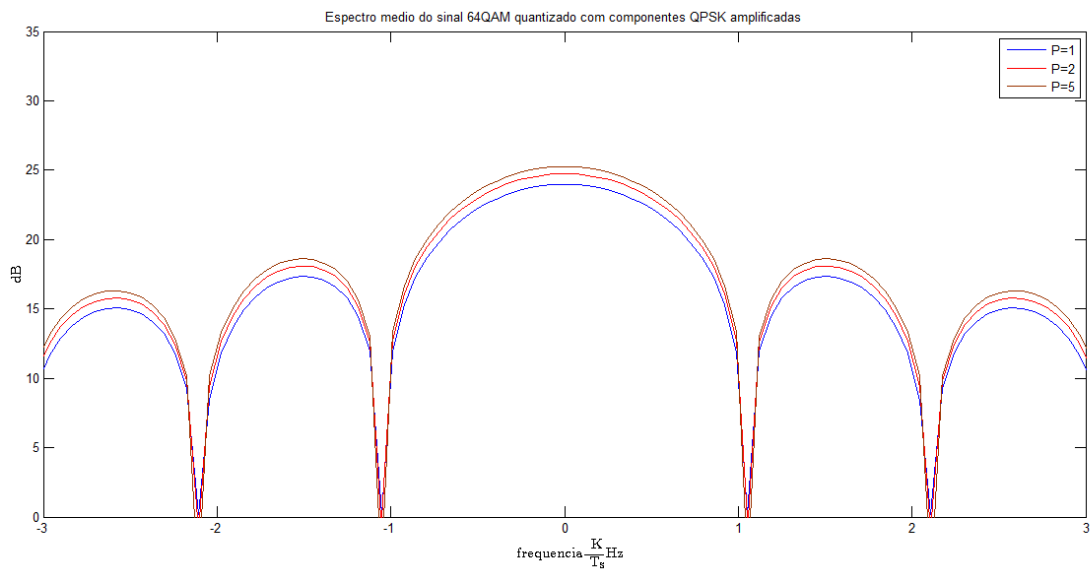


Figura 4.12 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK

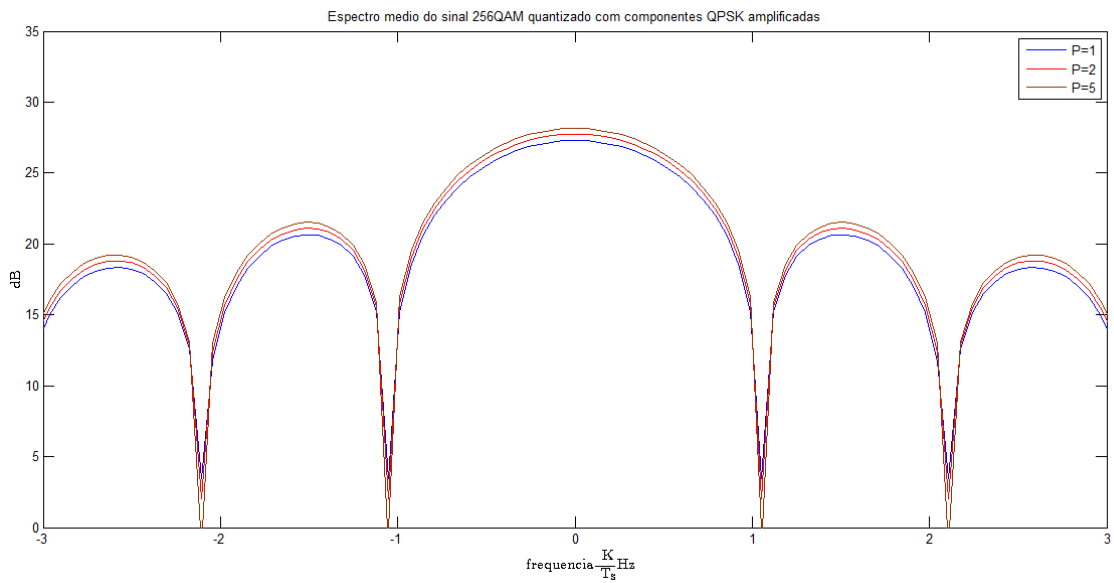


Figura 4.13 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores QPSK

Para uma melhor compreensão dos efeitos não lineares introduzidos pelos amplificadores e o impacto do parâmetro P, na tabela 2 é apresentado o erro quadrático médio em função de P, face ao sinal quantizado em cenário ideal.

Tabela 2 - Erro quadrático médio entre os sinais quantizados amplificados e os sinais quantizados em cenário ideal

	16QAM	64QAM	256QAM
P=1	2.4391	2.4391	2.4391
P=2	0.6173	0.6173	0.6173
P=5	0.099	0.099	0.099

Como se pode verificar pelos gráficos apresentados, as diferenças obtidas a nível espectral entre o sinal quantizado e o sinal original devem-se apenas aos efeitos não lineares introduzidos pelo SSPA. Convém salientar ainda que depois de amplificadas as componentes associadas ao processo de quantização, não houve espalhamento no espectro depois de serem somadas todas as componentes.

Na tabela 2, são apresentados os valores do erro quadrático médio entre o sinal quantizado amplificado e o sinal em cenário ideal.

A tabela 2, mostra que ruído introduzido pelos amplificadores, será igual para cada constelação em estudo, sendo o ruído minimizado através do valor de P .

Relativamente às componentes criadas recorrendo a moduladores OQPSK, os espectros obtidos após a amplificação podem ser visualizados nas figuras 14 à figura 16.

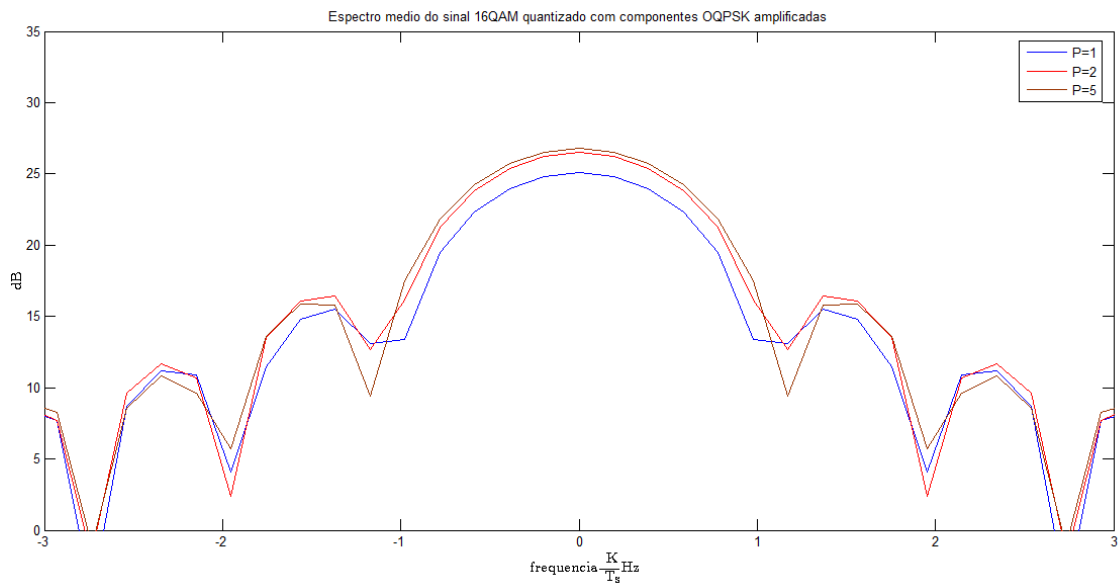


Figura 4.14 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 16QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK

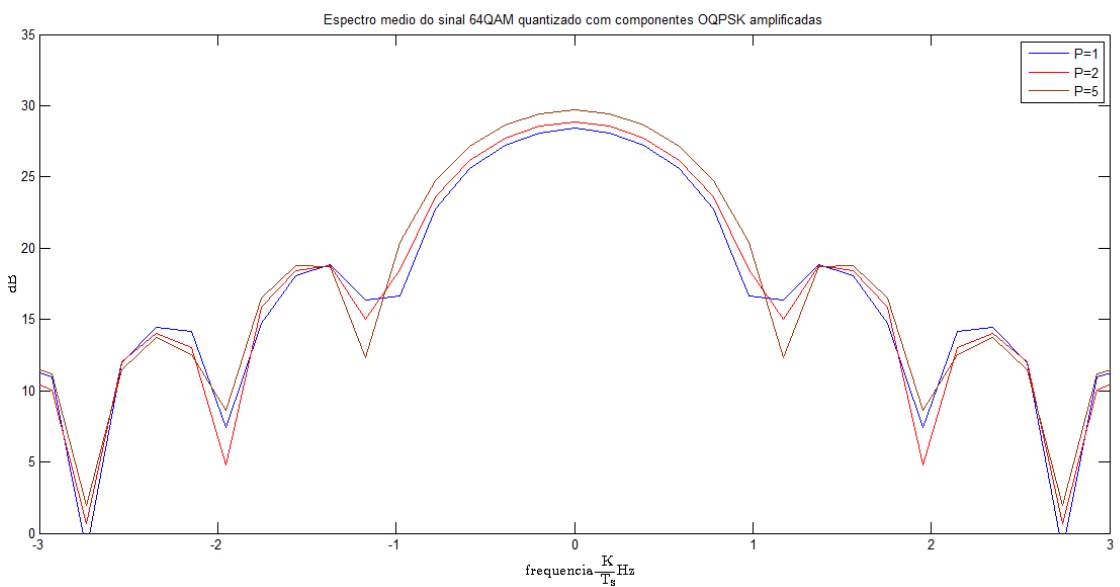


Figura 4.15 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 64QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK

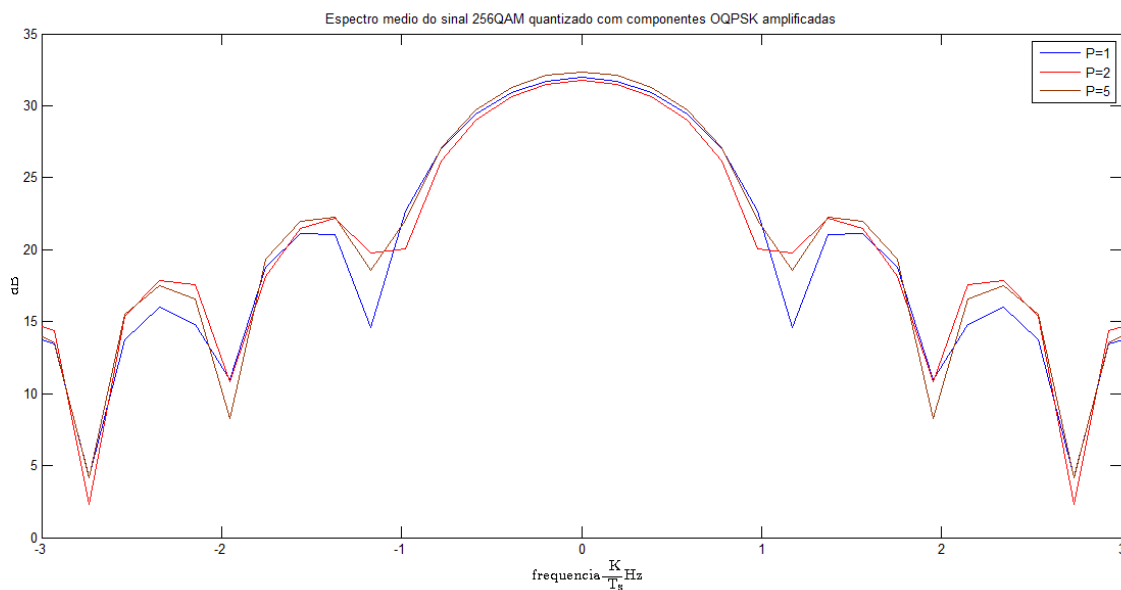


Figura 4.16 - Espectros dos sinais quantizados de um sinal 256QAM para os diferentes valores de P, utilizando moduladores OQPSK

Dos espectros obtidos das figuras 4.13 à 4.16, fica demonstrado que o processo de quantização não irá causar espalhamento espectral, quando se amplifica as componentes quantizadas com moduladores OQPSK. Além da distorção espectral inicial observada no sinal quantizado com moduladores OQPSK, o amplificador irá distorcer este espectro.

Na tabela 3, é também apresentado o erro quadrático médio entre o sinal quantizado, recorrendo a moduladores OQPSK antes e depois da amplificação.

Tabela 3 - Erro quadrático médio entre o sinal quantizado com moduladores OQPSK antes e depois da quantização

	16QAM	64QAM	256QAM
P=1	5.0465	5.0465	5.0465
P=2	1.1841	1.1841	1.1841
P=5	0.1346	0.1346	0.1346

Pela tabela 3, é possível constatar que o ruído introduzido, é inversamente proporcional ao factor P.

Posto isto, é necessário verificar o desempenho do sistema quando se alia o processo de quantização ao uso de amplificadores a operar na zona de saturação.

Da figura 4.17 à figura 4.18, é possível visualizar e comparar a evolução da BER de um sinal não quantizado com um sinal quantizado em função dos diferentes amplificadores aplicados ao esquema proposto, quando são utilizados moduladores QPSK.

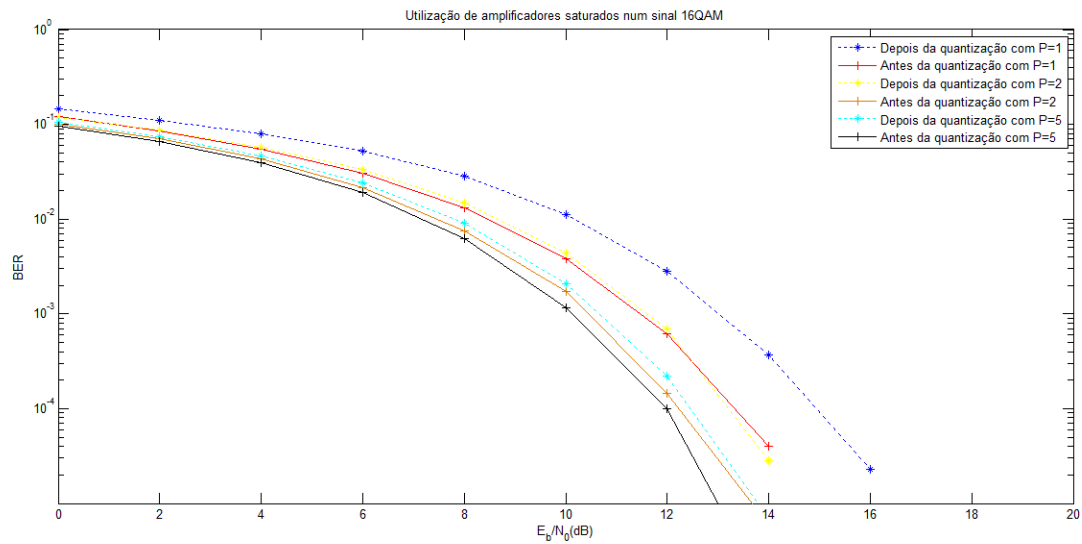


Figura 4.17 Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com moduladores QPSK

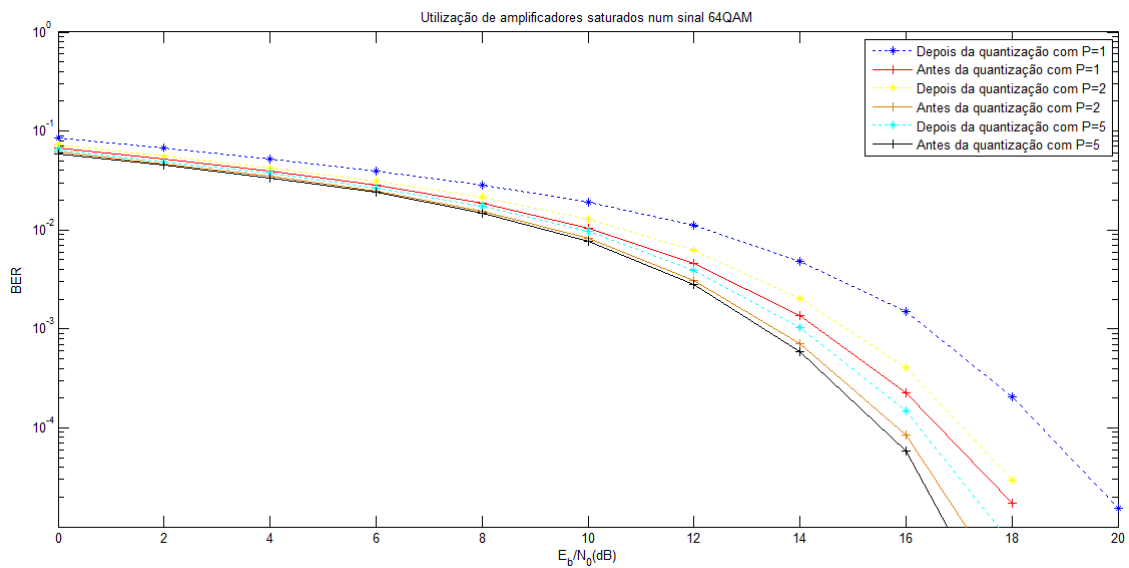


Figura 4.18 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com moduladores QPSK

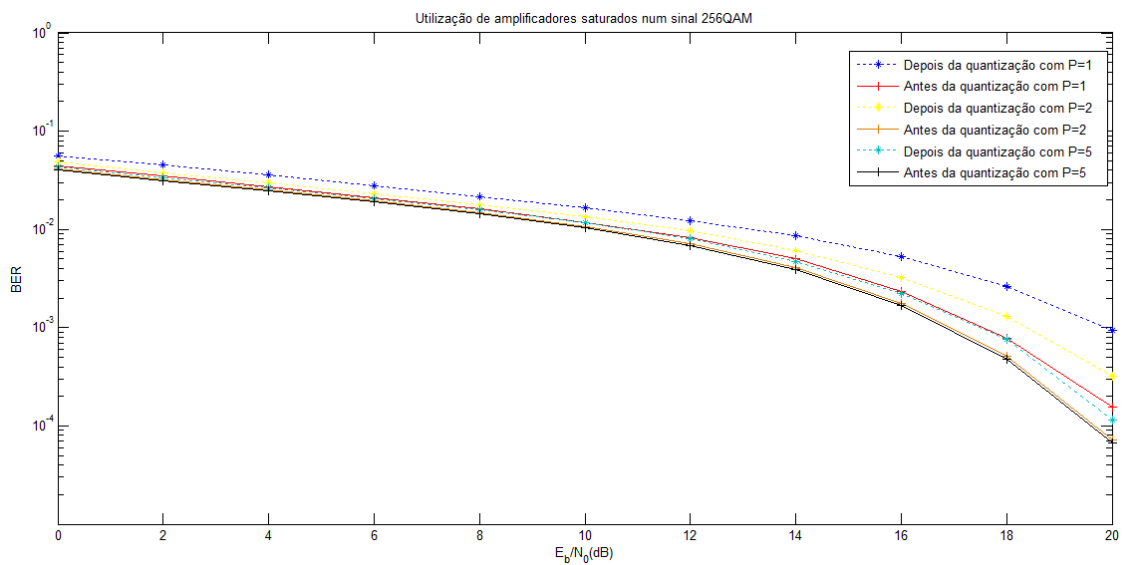


Figura 4.19 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com moduladores QPSK

Das figuras 4.17 à figura 4.19, é possível verificar que a utilização de amplificadores a operar na zona de saturação ou próximo desta, irá introduzir distorção, levando a uma maior probabilidade de erro, quando comparado com o caso ideal. No entanto, quando

comparado a BER do sinal não quantizado com o sinal quantizado, verifica-se uma degradação da BER em todos os casos entre 1dB a 2dB, sendo a degradação maior quando $P = 1$. Apesar de haver degradação da BER, o transmissor proposto permite maximizar a eficiência energética, havendo um *trade-off* entre a degradação inerente ao processo de quantização e a otimização da eficiência energética.

Da figura 4.20 à figura 4.22, é possível visualizar a evolução da BER, quando se utilizam moduladores OQPSK.

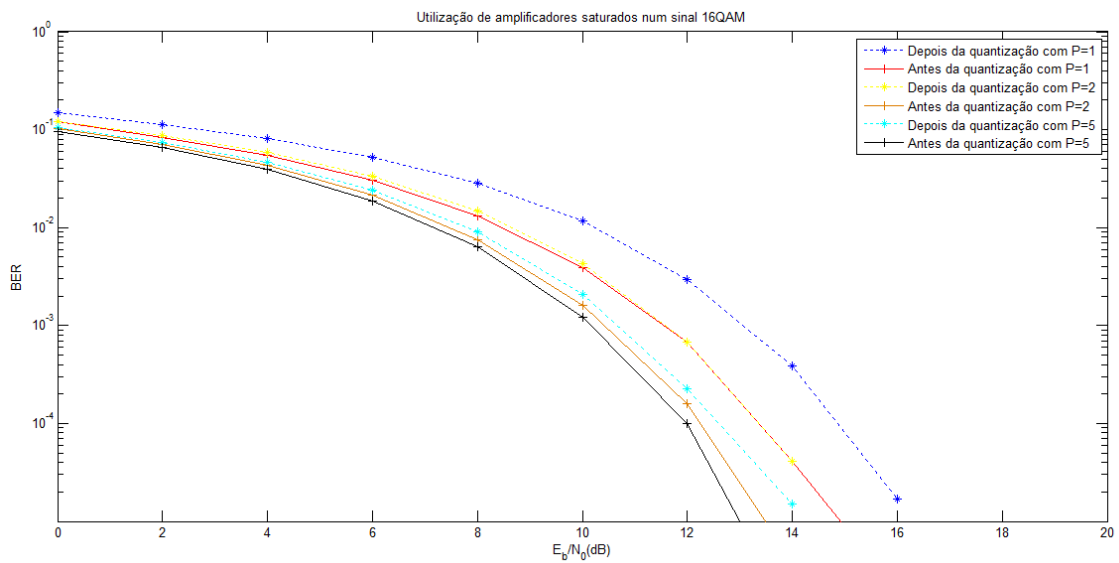


Figura 4.20 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com moduladores OQPSK

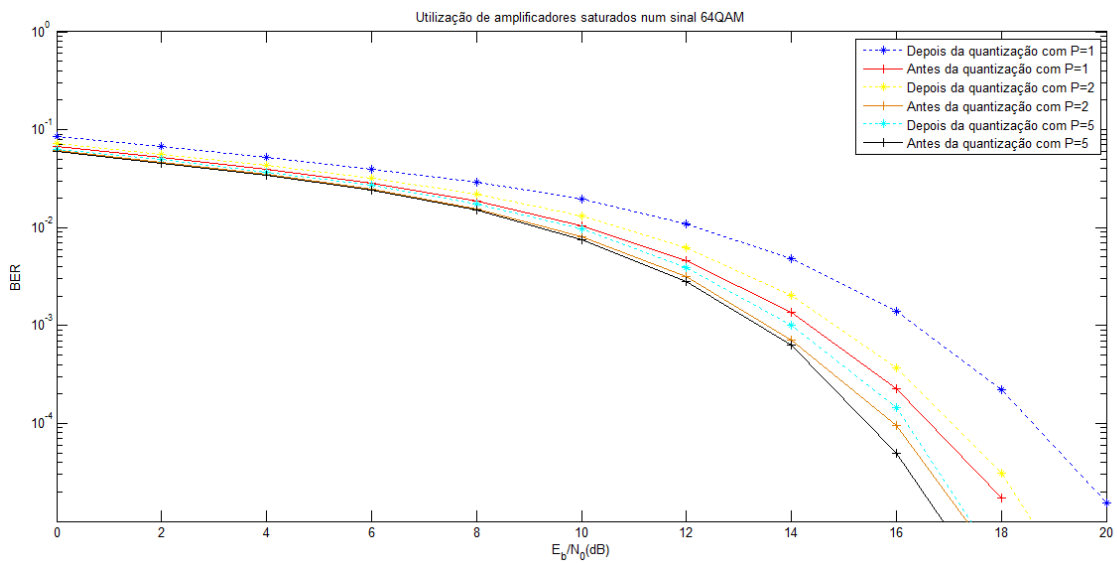


Figura 4.21 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com moduladores OQPSK

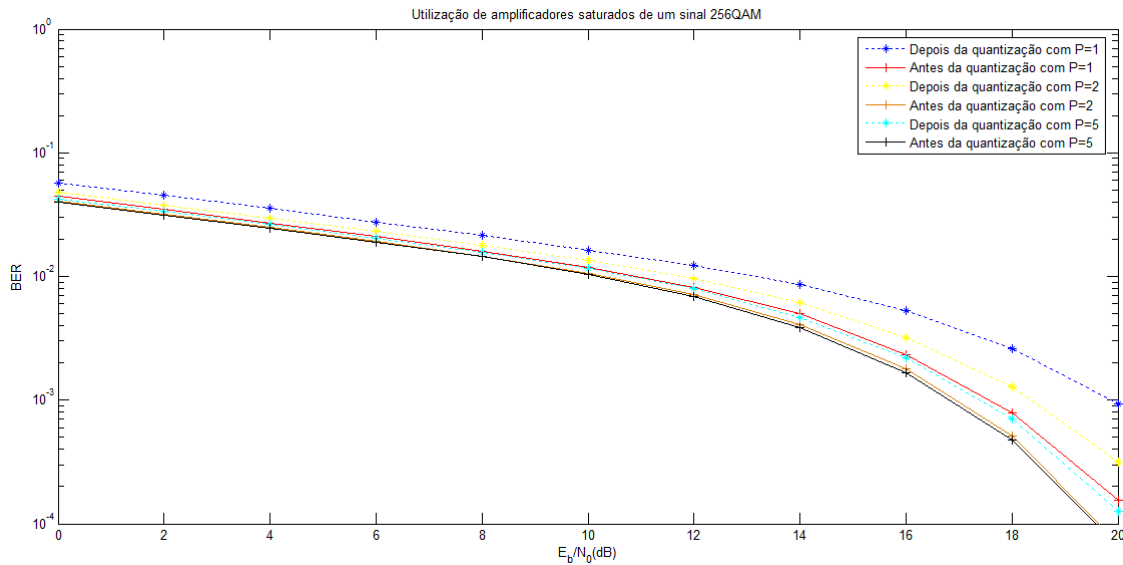


Figura 4.22 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com moduladores OQPSK

Dos gráficos obtidos da figura 4.20 à figura 4.22, é possível constatar que a degradação da BER face ao caso ideal, é similar para ambos os tipos de moduladores.

Pelos gráficos obtidos, apesar de existir uma pequena degradação no desempenho do sistema, este impacto é compensado pelo aumento da eficiência energética.

4.3 Aplicação da técnica com amplificadores comutados

No caso da aplicação com comutação de amplificadores, será inicialmente abordado o caso ideal e por fim será feita a análise de resultados do esquema de quantização com o uso do mesmo SSPA descrito na secção anterior.

Para este esquema, os símbolos da constelação a quantizar serão mapeados em áreas de amplificação. Durante o processo de quantização, os ramos de amplificação irão ligar/desligar de forma dinâmica de modo a quantizar o símbolo pretendido. De notar que para este esquema será apenas considerado o uso de moduladores QPSK.

Ao desligar os amplificadores de forma dinâmica, o espectro resultante será inferior ao espectro obtido pelo esquema de quantização apresentado anteriormente. Como tal, para

verificar se a comutação de amplificadores causa distorção e/ou espalhamento espectral, foi necessário considerar novas condições de simulação para se obter os espectros.

Sabendo que os símbolos $3 + 3j$ e $7 + 7j$, pertencem respectivamente a uma constelação 16QAM e 64QAM, não é necessário recorrer ao somatório das quatro componentes de quantização para formar estes símbolos, quando se está a quantizar um sinal 256QAM. Como tal, as componentes que não são necessárias à quantização do símbolo serão desligadas, de modo a maximizar a eficiência energética. Posto isto, na figura 4.23, está representado o espectro obtido pelo processo de quantização de um sinal 256QAM que irá transmitir os símbolos $3 + 3j$ e $7 + 7j$, sendo que o espectro resultante do somatório das componentes envolvidas no processo de quantização será equivalente ao espectro de um sinal 16QAM e 64QAM quantizados.

Relativamente à evolução da BER, são utilizadas as mesmas condições de simulação da secção anterior em que são transmitidos 1000 símbolos. Considera-se um sinal SC-FDE que será transmitido num canal AWGN. O receptor apresenta, não só, sincronismo temporal e de fase perfeito, como também realiza a estimação perfeita do canal. Por fim, são realizadas simulações *Monte-Carlo* em *Matlab*

Na figura 4.23, podem ser visualizados os espectros obtidos em dois dos casos onde pode ocorrer a comutação de amplificadores.

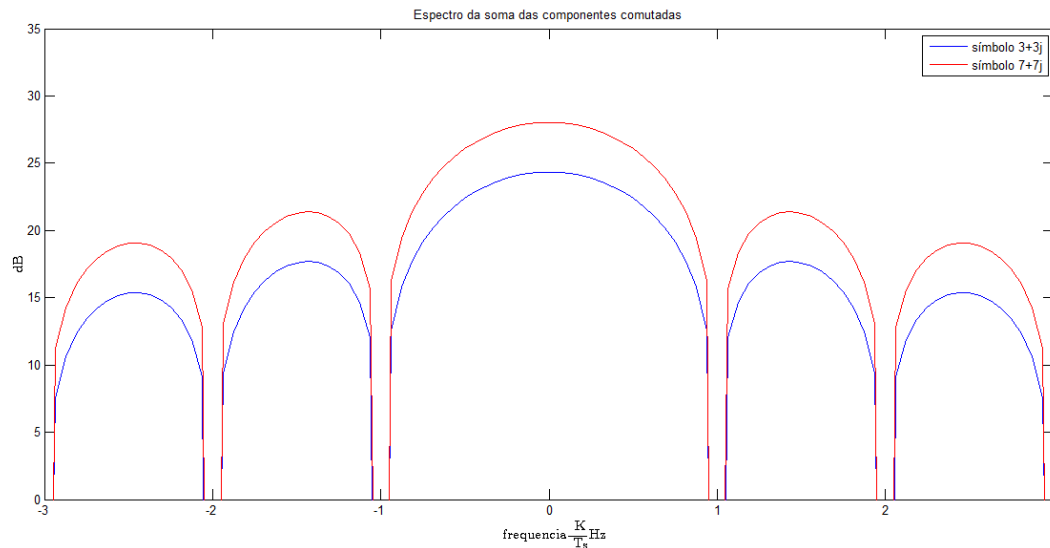


Figura 4.23 – Espectro do símbolo $3+3j$ e $7+7j$ onde pode ocorrer a comutação de amplificadores

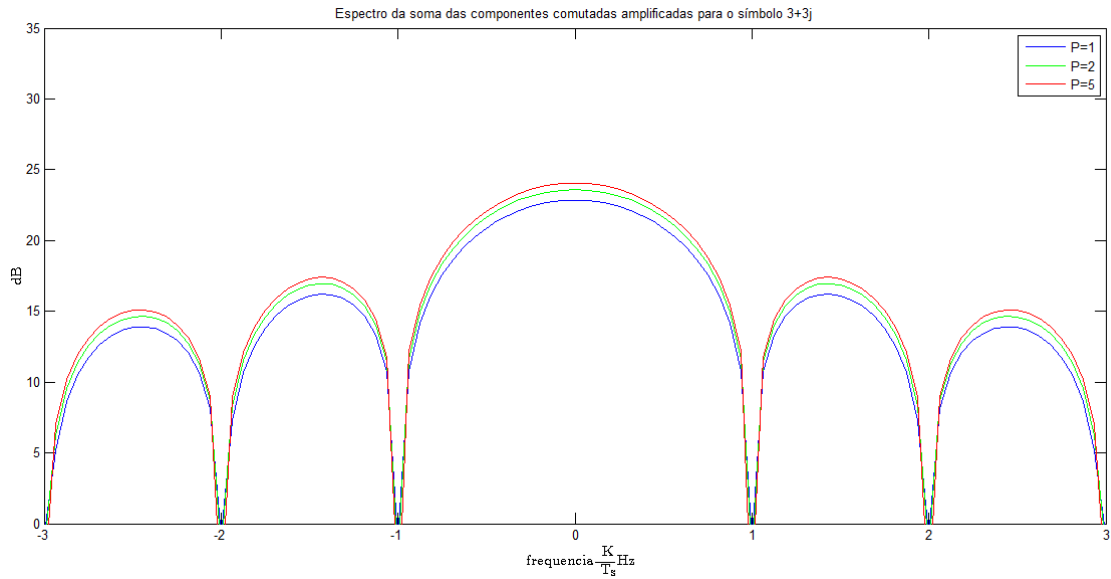


Figura 4.24 – Espectro resultante da modulação do símbolo $3+3j$ no esquema com amplificação comutada

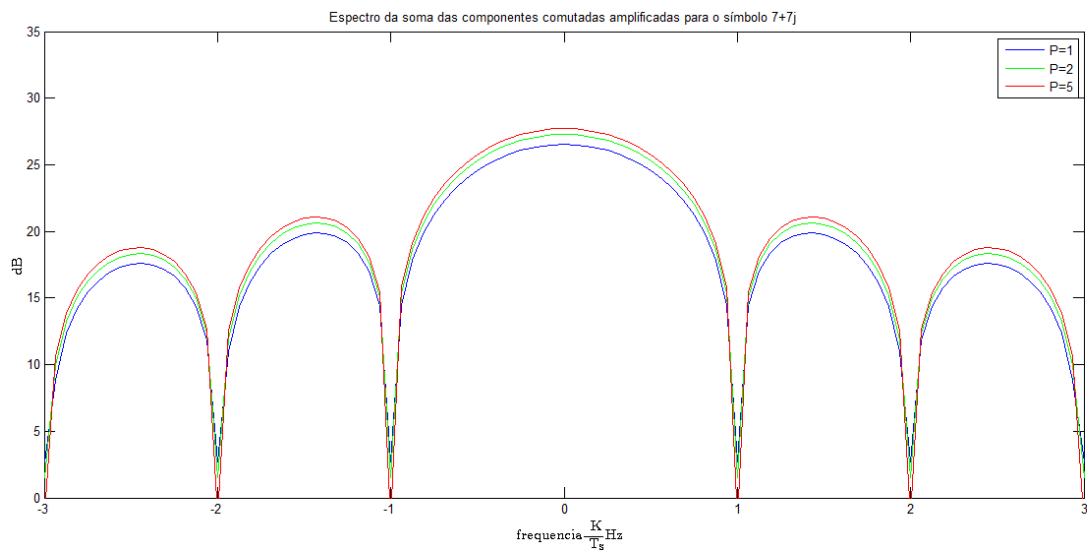


Figura 4.25 - Espectro resultante da modulação do símbolo $7+7j$ no esquema com amplificação comutada

Estando os símbolos $3+3j$ e $7+7j$ associados a constelações 16QAM e 64QAM, respectivamente, pelas figuras 4.25 e 4.26, é possível verificar que os espectros obtidos apresentam comportamento similar aos espectros do sinal não quantizado quando são utilizadas as constelações 16QAM e 64QAM. Sendo possível concluir que toda a distorção espectral introduzida está associada aos efeitos não lineares do SSPA a operar na zona de saturação.

É então necessário visualizar a BER de ambos os esquemas de transmissão para verificar o impacto causado no desempenho do sistema pela comutação de amplificadores.

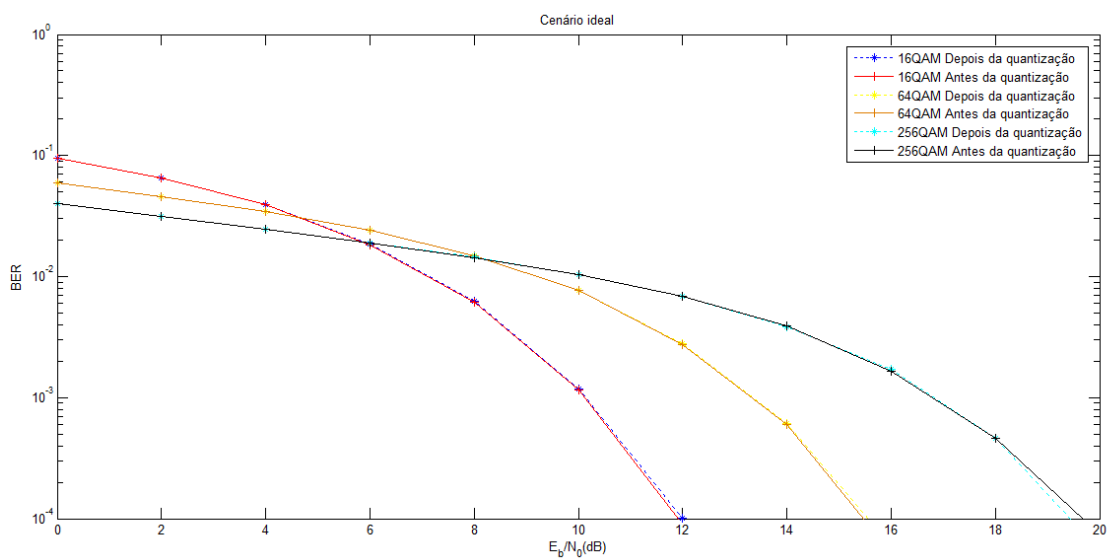


Figura 4.26 – Evolução da BER para as constelações 16/64/256QAM usando ramos de amplificação comutados

Pela análise da figura 4.26, a evolução da BER em cenário ideal não apresenta qualquer degradação no desempenho do sistema quando utilizado o processo de quantização proposto. Indo assim, de encontro aos resultados obtidos na secção anterior. Como tal, é necessário visualizar o efeito dos amplificadores a operar na zona de saturação.

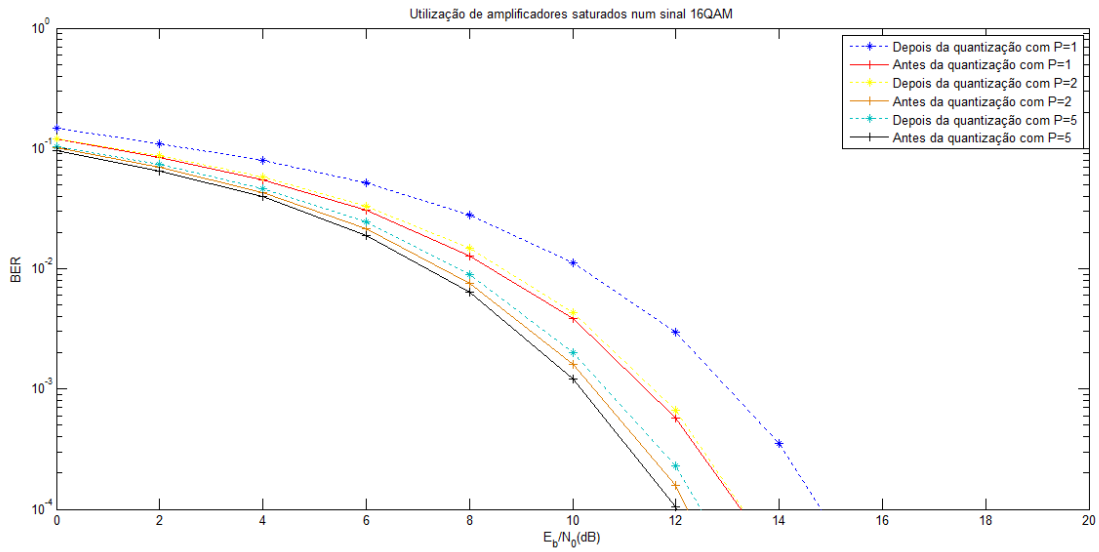


Figura 4.27 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 16QAM com ramos de amplificação comutados

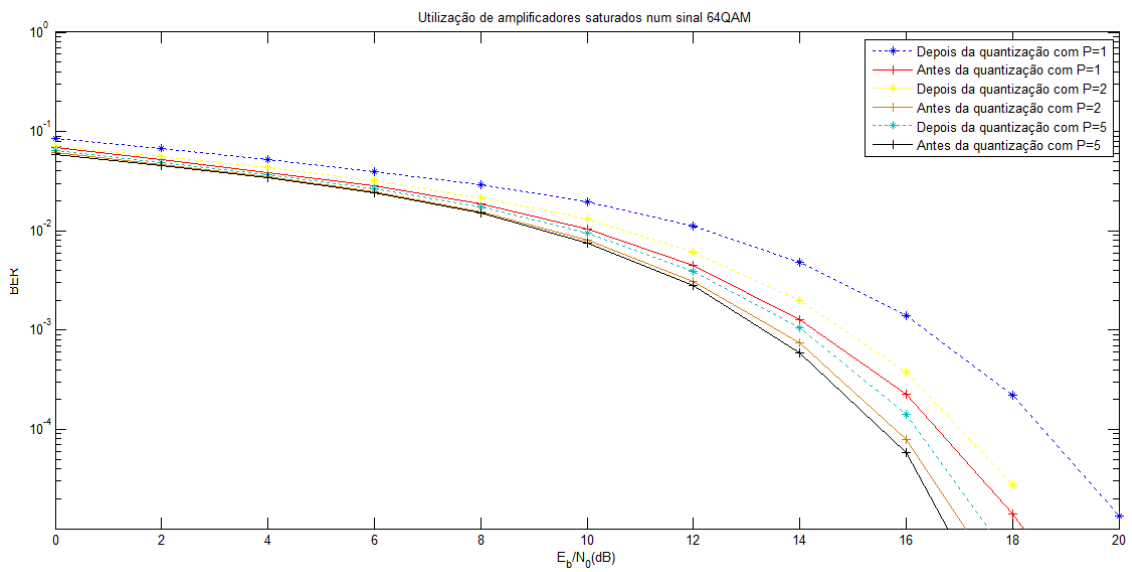


Figura 4.28 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 64QAM com ramos de amplificação comutados

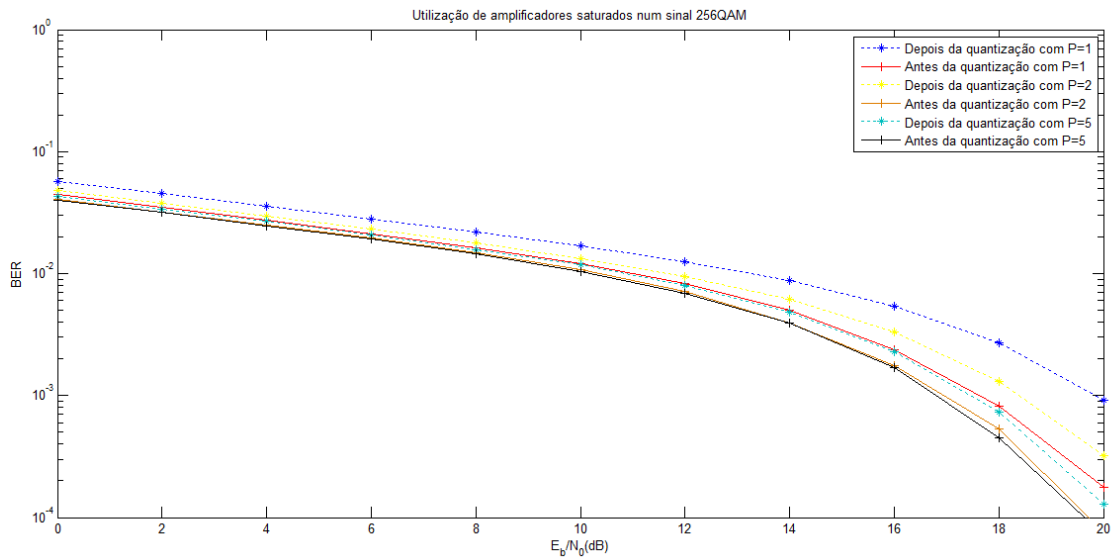


Figura 4.29 - Evolução da BER para os diferentes amplificadores utilizados no processamento de um sinal 256QAM com ramos de amplificação comutados

Da figura 4.28 à figura 4.29, é possível visualizar a evolução da BER para as diferentes constelações em estudo quando se varia o factor P . Como se pode verificar, existe uma degradação da BER quando são utilizados amplificadores a operar na zona de saturação. Degradação de cerca 2dB para se manter uma probabilidade de erro de 10^{-3} quando $P = 1$, sendo esta degradação comum às três constelações em estudo. Por outro lado, ao aumentar o factor P para 5, é possível observar uma degradação na BER inferior a 1dB para se manter uma probabilidade de erro de 10^{-3} . De notar ainda que ao colocar a comutação entre os ramos de amplificação no transmissor proposto, existe uma melhoria no desempenho do sistema quando comparado ao uso de moduladores QPSK e OQPSK.

5 Conclusões e trabalho futuro

5.1 Conclusões

Para garantir ritmos de transmissão elevados, é necessário garantir uma elevada eficiência espectral que pode ser conseguida utilizando sinais SC recorrendo a modulações M-QAM. No entanto, para modulações com $M \geq 16$, os sinais irão apresentar elevada PAPR, levando a que os amplificadores sejam sobredimensionados de acordo com a gama dinâmica do sinal. Por conseguinte, além de se garantir uma elevada eficiência espectral, é também necessário maximizar a eficiência energética do transmissor. Neste contexto, foram abordadas ao longo do capítulo dois, inúmeras técnicas que permitem dividir um sinal com elevadas flutuações de envolvente, numa soma de sinais com envolvente constante. Desta forma, é possível, recorrer ao uso de amplificadores a operar na zona de saturação ao próximo desta, minimizando os efeitos não lineares introduzidos pelo amplificador e maximizando a eficiência energética.

No capítulo três, foi apresentado um novo método de amplificação de um sinal SC que permite amplificar um sinal com uma elevada PAPR recorrendo à quantização das amostras da envolvente do sinal. Desta forma, o sinal a quantizar, será decomposto num somatório de componentes com envolvente constante. Visto que no transmissor proposto, o erro de quantização é nulo, além de se evitar espalhamento espectral, toda a distorção associada ao esquema de transmissão é causada pela utilização de amplificadores a operar na zona de saturação.

No capítulo quatro, foi demonstrada a inexistência de espalhamento espectral e de ruído associado ao erro de quantização. Verificou-se também que apesar de haver uma degradação na BER de 1dB a 3dB, o desempenho do sistema não é gravemente afectado,

havendo um *trade-off* positivo visto que se maximiza a eficiência energética em cerca de 75% face ao caso sem amplificadores desligados. Ainda no capítulo quatro, ficou demonstrado que o esquema proposto permite comutar o estado dos amplificadores entre ligado/desligado de forma dinâmica, aumentando assim a eficiência energética.

5.2 Trabalho Futuro

Como trabalho futuro, em relação ao método apresentado, é necessário abordar os seguintes aspectos:

- Estender as análises feitas a outros tipos de amplificadores, verificando assim os impactos não lineares introduzidos pelos mesmos no esquema proposto;
- Realizar uma análise detalhada do acréscimo da eficiência energética tendo em conta outros factores, tais como o *back off* dos amplificadores usados em esquemas tradicionais.

Referências

- [1] R. v. Nee e R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, 1st ed. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2000.
- [2] Hsiao-Hwa Chen, The next generation of CDMA techniques, John Wiley & Sons, 2007.
- [3] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, e B. Eidson, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems”, IEEE Comm. Mag., vol. 4, no. 4, pp. 58-66, Abril de 2002.
- [4] L. Zhang, L.-L. Kuang, Z.-Y. Ni, e J.-H. Lu, “Performance evaluation for OFDM and SC-FDE systems with high power amplifier”, in IET International Communication Conference on Wireless Mobile and Computing (CCWMC 2009), Dec. 2009, pp. 348–352.
- [5] Robert Wolf, Frank Ellinger, e Ralf Eickhoff, “On the Maximum Efficiency of Power Amplifiers in OFDM Broadcast Systems with Envelope Following”, in proc. of Mobilight 2010: Mobile Lightweight Wireless Systems, pp 160-170.
- [6] O. Abel Gouba, Yves Louet, “Theoretical analysis of the trade-off between efficiency and linearity of the High Power Amplifier in OFDM context”, EW 2012, Apr. 2012, Poznan, Poland, 2012.
- [7] D. Cox, “Linear amplification with nonlinear components”, IEEE Transactions on Communications, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, Dezembro de 1974.
- [8] D. Cox Donald Clyde, R. E Langseth, O. J. D Reudink, A. J. Rustako Jr, “Linear amplification using nonlinear devices and inverse sine phase modulation”, Patent No.: US 3927379 A, Dezembro de 1975.

- [9] Benny Blumer, "Linear amplification with non-linear components (LINC) modulator and method for generating out-phased signals for a LINC transmitter", Patent No.: US 7260368 b1, 21 de Agosto de 2007.
- [10] T. W. Barton e D. J. Perreault, Theory and Implementation of RF-Input Outphasing Power Amplification, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 12, pp. 4273-4283, Dezembro de 2015.
- [11] David J. Perreault, Alexander S. Jurkov, "Radio-frequency (RF) amplifier circuits and related techniques", Patent No.: US 8451053 B2, 28 de Maio de 2013.
- [12] A. Birafane, M. El-Asmar et al., "Analyzing LINC Systems", Microwave Magazine, IEEE, vol. 11, no. 5, pp. 59–71, Agosto de 2010.
- [13] L. Kahn, Single-Sided Transmission by Envelope Elimination and Restoration, Proc. IRE, July 1952, pp. 803-806.
- [14] M. Koch, R. Fisher, "A High-Frequency 835 MHz Linear Power Amplifier for Digital Cellular Telephony", 39th IEEE Vehicular Technology Conference, 3 May 1989
- [15] Frank Winter, Thompson Ian Robinson, Walter De More, "Polar and linear amplifier system", Patent No.: US 6,987,417 B2, Jan. 17, 2006.
- [16] A. S. Simões, P. Bento, M. Gomes, R. Dinis e V. Silva, "Efficient LINC amplification for 5G through ring-type magnitude modulation", Proc IEEE Globecom 2015 Workshop on Mobile Communications in Higher Frequency Bands (MCHFB), San Diego, United States, Dezembro de 2015
- [17] R. Dinis e 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, Abril de 2008
- [18] P. Montezuma, et al., "Power efficient coded 16-OQAM schemes over nonlinear transmitters", 34th IEEE Sarnoff Symposium, 3 de Maio de 2011

