



**João Filipe da Silva
Martins**

**Bancada de Linearização para Amplificadores de
Potência destinados a Sistemas 5G**



Universidade de Aveiro

Ano 2021

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática

**João Filipe da Silva
Martins**

**Bancada de Linearização para Amplificadores de
Potência destinados a Sistemas 5G**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Pedro Miguel da Silva Cabral, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, coorientação do Doutor Filipe Miguel Esturrenho Barradas, Investigador do Instituto de Telecomunicações de Aveiro, e colaboração científica do Doutor Luís Carlos Cóstimos Nunes, Investigador do Instituto de Telecomunicações de Aveiro.

o júri

presidente

Professor Doutor Manuel Alberto Reis de Oliveira Violas
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

arguente

Professor Doutor Manuel Cândido Duarte dos Santos
professor auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

orientador

Professor Doutor Pedro Miguel da Silva Cabral
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Quero agradecer ao orientador Pedro Cabral e coorientadores Filipe Barradas e Luís Nunes pela transferência de conhecimentos, esforço e disponibilidade.

Aos meus pais e irmã por todo o apoio, suporte e compreensão.

Agradeço à Universidade de Aveiro e ao Instituto de Telecomunicações pela disponibilização de todos os meios necessários à realização deste trabalho.

palavras-chave

Amplificador de potência, Arquitetura de aprendizagem indireta, MP, Linearidade, LMS, LS, Modelação, Rádio frequência, Rendimento, Sistema DPD

resumo

O presente trabalho aborda a pré-distorção digital de sistemas não lineares. Neste trabalho será construída uma bancada de linearização para sistemas de quinta geração (5G) aplicada a um amplificador de potência a operar a 28GHz. Para tal, inicialmente são apresentados alguns aspetos relacionados com a rede móvel 5G, bem como, diversas figuras de mérito largamente utilizadas na caracterização de amplificadores de potência.

Depois da familiarização com os temas anteriores, são abordadas técnicas de modelação comportamental em banda base recorrendo a modelos com memória (MP).

Finalmente, são apresentadas algumas técnicas de pré distorção digital (DPD), sendo feita a comparação entre os métodos DPD por aprendizagem indireta e direta.

O trabalho é complementado com a aplicação do método escolhido (DPD por aprendizagem indireta) em ambiente laboratorial. É implementada uma bancada de linearização com o propósito de linearizar o amplificador em estudo.

Finalmente, são efetuadas medições e discutidos os resultados. Verifica-se que a solução escolhida para a linearização do amplificador, apesar de ter uma prestação satisfatória, não é a melhor a solucionar o problema, podendo outras abordagens de modelação comportamental ou soluções baseadas em outras técnicas DPD apresentar melhores resultados.

keywords

Power amplifier, Indirect learning architectures, MP, Linearity, LMS, LS, Modeling, Radio frequency, Performance, Efficiency, DPD systems.

abstract

The present work deals with digital pre-distortion for linearization of nonlinear systems. In this work a linearization bench will be built for fifth generation (5G) systems applied to a 28GHz power amplifier.

For this, some aspects related to the 5G mobile network are initially presented, as well as several figures of merit widely used in the characterization of power amplifiers.

After familiarizing with the previous topics, behavioral modeling techniques in baseband using memory models (MP) are discussed.

Finally, some digital pre-distortion (DPD) techniques are presented, comparing the DPD methods by indirect and direct learning.

The work is complemented with the application of the chosen method (DPD by indirect learning) in a laboratory environment. A linearization bench is implemented with the purpose of linearizing the amplifier under study.

Finally, results are collected and discussed, verifying that the solution chosen for the amplifier linearization, despite having a satisfactory performance, is not the best answer to the problem, and other solutions based on different DPD techniques may present better results.

Índice

Lista de figuras	ii
Lista de tabelas	v
Lista de siglas e acrónimos.....	vi
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação e enquadramento.....	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura da dissertação	3
2. Amplificadores de potência.....	5
2.1 Conceitos básicos	5
2.2 Figuras de mérito.....	7
2.3 Compromisso entre linearidade e eficiência.....	14
3. Modelação comportamental	15
3.1 Comportamento típico de sistemas não lineares.....	15
3.2 Equivalente passa-baixo na modelação comportamental	19
3.3 Modelação comportamental através de séries de Volterra.....	25
4. Pré-distorção digital.....	33
4.1 Conceitos básicos	33
4.2 Implementação de sistemas de pré-distorção digital	35
4.3 Abordagem comparativa entre sistemas DPD com arquiteturas de aprendizagem direta e indireta	36
4.4 Sistemas DPD com algoritmos LMS.....	40
5. Implementação laboratorial e resultados	49
5.1 Testes por simulação em Matlab	50
5.2 Sistema DPD com recurso a LS	57
5.3 Sistema DPD com recurso a LMS.....	62
5.4 Testes laboratoriais.....	65
6. Conclusões	81
6.1 Trabalho futuro.....	82

Lista de figuras

Figura 1 - Constituição simplificada de um sistema de transmissão e recepção de RF e representação do comportamento dos sinais ao longo da cadeia [3].	5
Figura 2 - Diagrama de potências do amplificador de potência.	6
Figura 3 - Representação do PA em quadripolo e as potências associadas utilizadas no cálculo dos diferentes ganhos.	8
Figura 4 - Representação fasorial da variação da amplitude e fase do sinal de saída em função da variação do sinal de entrada.	10
Figura 5 - Representação dos pontos IP2 e IP3 assim como as restas de distorção de intermodulação de 2ª e 3ª ordem [8].	12
Figura 6 - Contribuições de intermodulação até à 4ª ordem para sistemas não lineares excitados com sinais de dois tons, ω_1 e ω_2 [9].	12
Figura 7 - Resposta típica de um PA relativamente às potências de entrada e saída assim como a eficiência de sua operação [10].	14
Figura 8 - Processo de modelação de sistemas.	15
Figura 9 - Representação na frequência das componentes resultantes da resposta de um sistema não linear até à 2ª ordem [14].	18
Figura 10 - Representação na frequência das componentes resultantes da resposta de um sistema não linear até à 3ª ordem [14].	19
Figura 11 - Exemplo da representação na frequência de um sinal para excitação de um PA (a) e a envolvente complexa correspondente (b) [15].	19
Figura 12 - Representação espectral do sinal à saída do PA (a) e a envolvente correspondente (b) [15].	20
Figura 13 - Representação na frequência dos sinais durante as etapas da sua aquisição em equivalente passa-baixo [18].	24
Figura 14 - Representação macroscópica de um sistema DPD e seu funcionamento [25] [26].	33
Figura 15 - Representação próxima do comportamento típico de um amplificador de potência sem memória e inversa associada. Resposta do PA no limite da saturação devido ao recuo do ganho no ponto máximo, não sendo assegurando neste caso, o mapeamento de um para um [29].	34
Figura 16 - Constituição da cadeia no processo de linearização com bloco DPD [29].	35
Figura 17 - Representação de um Sistema DPD por aprendizagem indireta.	37
Figura 18 - Representação de um Sistema DPD por aprendizagem direta.	39
Figura 19 - Parte estrutural da solução escolhida para a extração dos coeficientes recorrendo à arquitetura de aprendizagem indireta com recurso a algoritmos LMS.	42
Figura 20 - Representação de um Sistema DPD com aprendizagem indireta modificada.	46
Figura 21 - Representação gráfica na frequência do ACPR [49].	50
Figura 22 - Espectro da resposta do modelo do PA estático fornecido.	51
Figura 23 - Respostas AM-AM e AM-PM do modelo do PA estático fornecido.	51

Figura 24 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial para a dimensão de memória 0 para o modelo do amplificador estático.	52
Figura 25 - Espectros da resposta original e modelada de acordo com a variação da potência do ruído para o PA estático, à esquerda com potência de ruído baixa e à direita com potência de ruído elevada.	53
Figura 26 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial para a dimensão de memória 0 e elevada potência do ruído (modelo estático do amplificador).	53
Figura 27 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação da memória de 0 a 12 e grau fixo de valor 6 para o modelo estático do PA.	54
Figura 28 - Espectro da resposta do modelo do PA dinâmico fornecido.	55
Figura 29 - Respostas AM-AM e AM-PM do modelo de PA dinâmico fornecido.	55
Figura 30 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial de 1 a 12 e memória fixa igual a 3 para o modelo comportamental do amplificador dinâmico.	56
Figura 31 - Variação dos valores NMSE de acordo com variação da memória de 0 a 12 e grau polinomial fixo igual a 9 para o modelo comportamental do PA dinâmico.	56
Figura 32 - Espectro da resposta do modelo do PA dinâmico fornecido e modelações AM-AM e AM-PM.	58
Figura 33 - Resposta do PA dinâmico sem bloco DPD, e do bloco DPD.	58
Figura 34 - Modelação AM-AM e AM-PM do bloco PoD e DPD.	59
Figura 35 - Resposta do PA sem e com bloco DPD aplicado.	60
Figura 36 - Valores ACPR ao longo das iterações.	60
Figura 37 - Respostas finais AM-AM e AM-PM quando aplicado o sistema de linearização.	61
Figura 38 - Espectro do sistema sem a implementação do bloco DPD e da última iteração DPD.	61
Figura 39 - Valores ACPR ao longo das iterações.	62
Figura 40 - Respostas finais AM-AM e AM-PM quando aplicado o sistema de linearização.	63
Figura 41 - Espectro do sistema sem a implementação do bloco DPD e da última iteração DPD.	63
Figura 42 - Circuito do PA desenvolvido na ferramenta ADS.	64
Figura 43 - Resposta do sistema sem e com sistema de linearização aplicado, assim como, o respetivo espectro dos sinais.	64
Figura 44 – Equipamentos de medição comerciais constituintes da bancada de linearização.	66
Figura 45 - Constituição da bancada de linearização com o PA comercial para sub-6 GHz.	67
Figura 46 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).	68
Figura 47 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda). ..	68
Figura 48 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).	69
Figura 49 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas). ..	69
Figura 50 - (a) layout do PA, (b) placa de desenvolvimento onde está incorporado o PA, (c) características de operação máximas.	70
Figura 51 - Curvas apresentadas na folha de características do componente das funções de transferência do PA para diversas frequências.	70

Figura 52 - Bancada de linearização com a incorporação do segundo amplificador em teste.....	71
Figura 53 - Segundo PA incorporado na placa de desenvolvimento e testado na bancada de linearização na gama de mais altas frequências.....	72
Figura 54 - Desvios dos valores ACPR entre o PA em teste e o comportamento modelado de acordo com a memória e ordem das não linearidades consideradas. À esquerda encontram-se os gráficos dos desvios ACPR dos canais adjacentes esquerdo e direito para sinais de 1 banda, e à direita os desvios nos mesmos canais, mas para sinais de 2 bandas.....	73
Figura 55 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).	74
Figura 56 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda)..	74
Figura 57 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).....	74
Figura 58 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).	75
Figura 59 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).	75
Figura 60 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 tons).....	76
Figura 61 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).....	76
Figura 62 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).	76
Figura 63 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).	77
Figura 64 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda)..	77
Figura 65 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).....	78
Figura 66 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).	78

Lista de tabelas

Tabela I - Diferentes configurações para a operação de amplificadores [4].....	7
Tabela II - Tipos de configuração do amplificador de acordo com a adaptação [5].....	9
Tabela III - Comparação entre as arquiteturas DPD indireta e direta.....	40
Tabela IV - Comparação entre os resultados dos diferentes testes efetuados.....	78

Lista de siglas e acrónimos

4G - Quarta geração

5G - Quinta geração

ACPR - Adjacent channel power ratio - traduzido no texto para Rácio de potência do canal adjacente

ADS - Advanced Design System

AWG - Arbitrary waveform generator - traduzido no texto para Gerador de ondas arbitrárias

DLA - Direct learning architecture - traduzido no texto para Arquitetura DPD por aprendizagem direta

DPD - Digital pre-distortion - traduzido no texto para Pré-distorção Digital

GMP - Generalized memory polynomial model - traduzido no texto para Polinômio de memória generalizado

ILA - Indirect learning architecture - traduzido no texto para Arquitetura DPD por aprendizagem indireta

IMD - Intermodulation distortion - traduzido no texto para Distorção de intermodulação

IMR - Intermodulation Ratio - traduzido no texto para Rácio de distorção de intermodulação

LMS - Least mean squares - traduzido no texto para Mínimos quadrados médios

LS - Least squares - traduzido no texto para Mínimos quadrados

LUT - Look up table - traduzido no texto para Tabela de pesquisa

MP - Memory polynomial model - traduzido no texto para Polinômio com memória

MSE - Mean squared error - traduzido no texto para Erro quadrático médio

NMSE - Normalized mean square error - traduzido no texto para Erro quadrático médio normalizado

PA - Power Amplifier - traduzido no texto para Amplificador de Potência

RFPA - Amplificadores de potência de radiofrequência

PoD – Pos-distorter - traduzido no texto para Pós-distorsor

PSD - Power spectral density - traduzido no texto para Densidade espectral de potência

RF - Radio frequency - traduzido no texto para Rádio frequência

RLS - Recursive least squares - traduzido no texto para Mínimos quadrados recursivos

VSA - Vector signal analyzer - traduzido no texto para Analisador de sinal vetorial

VSG - Vector signal generator - traduzido no texto para Gerador de sinal vetorial

1. Introdução

Os sistemas de telecomunicações marcam presença obrigatória nos tempos atuais, que devido à possibilidade da criação de comunicação à distância, permitem a melhoria da qualidade de vida dos cidadãos, bem como, o impulsionamento do desenvolvimento global em diversas áreas. Ao longo dos anos, com o intuito de desenvolver novas e melhores tecnologias, mais abrangentes e com maior eficiência, verificou-se como prioritária a investigação e o estudo destes sistemas.

1.1 Motivação e enquadramento

Nos dias de hoje, a necessidade de comunicação apresenta um grande peso na vida de todas as pessoas, sendo essencial para o desenvolvimento dos países, empresas e organizações. É impensável nos tempos modernos não existir acesso à comunicação para as mais diversas atividades humanas.

Esta necessidade por comunicação tem vindo a aumentar a um ritmo elevado nos últimos tempos devido, em grande parte, ao aumento populacional e à adesão em massa às tecnologias de comunicação por parte das pessoas. Esta grande procura obrigou ao desenvolvimento de novas tecnologias para se conseguir dar resposta ao crescente número de utilizadores, bem como, das suas necessidades, tanto a nível da largura de banda e velocidades dos serviços, como a nível da mobilidade.

A melhoria das tecnologias de comunicação possibilita o aumento dos serviços/canais em cima da rede. Este aumento leva a que crescentes números de pessoas usem os diversos serviços de uma forma mais intensa, dado que os serviços de comunicação e informação têm vindo a apresentar um imprescindível papel na vida das pessoas e organizações. O elevado tráfego nas redes de telecomunicações também possibilita que os utilizadores usem os diversos serviços em múltiplas circunstâncias, essencialmente através de vários dispositivos com acesso à rede. Tendo em conta os aspetos apresentados, pode-se considerar esta série de acontecimentos como um efeito avalanche, e este efeito concorrente da rede de telecomunicação exige que as mesmas estejam preparadas para dar resposta ao elevado número de utilizadores, maiores velocidades com larguras de banda maiores e cobertura territorial elevada.

No entanto, o espectro usado nas comunicações rádio é finito e não pode ser ocupado livremente sem regras. Existem, assim, entidades reguladoras que gerem o espectro radielétrico e asseguram que todos os canais e serviços alocados nas diferentes frequências mantenham a sua integridade [1]. Apesar da gestão criteriosa do espectro pelas entidades reguladoras, isso não é suficiente para evitar a saturação do espectro devido à crescente adoção de serviços de telecomunicação por parte dos diferentes utilizadores.

O aparecimento da quinta geração de redes móveis (5G) que vai operar a médias e altas frequências tem como objetivo combater a saturação do espectro radioelétrico. Para além do alargamento espectral, a rede 5G é uma versão melhorada das antigas gerações e contribui também com diversas características favoráveis [2], tais como, o alargamento do volume e da velocidade das comunicações, conexões melhoradas e eficiência energética.

A quinta geração de rede móvel, tem a possibilidade de operar em um largo espectro. O tipo de operação do 5G está dividido em três gamas: baixas, médias e altas frequências.

A primeira gama de operação, bandas de baixas frequências, faz uso das frequências onde também opera a geração anterior, o 4G (entre os 600MHz e os 700MHz). Seguidamente, as bandas de médias frequências encontram-se entre os 2.5GHz e os 3.7GHz. Por fim, na gama de altas frequências, onde as velocidades dos serviços alcançam maiores velocidades, são utilizadas as bandas desde os 24 aos 60GHz.

Esta alocação de novas bandas do espectro rádio elétrico por si só não será suficiente, sendo necessário garantir que todos os canais/serviços estejam bem definidos no espectro, evitando distorções e alargamentos espectrais que possam interferir com os canais adjacentes.

A Autoridade Reguladora Nacional, entidade responsável pela gestão do espectro radio elétrico em Portugal, é a ICP-ANACOM. Esta, estabelece todos os padrões a respeitar por parte de todos os utilizadores do espectro (tanto utilizadores amadores, profissionais como do estado).

Apesar do esforço dos utilizadores na correta utilização do espectro para a emissão legal de rádio nas frequências destinadas a cada atividade, os sistemas de rádio frequência (RF) utilizados, vêm eles mesmos introduzir interferências nos sinais que processam. Estas interferências são maioritariamente resultantes das não linearidades dos sistemas RF. É assim necessário assegurar que as não linearidades dos sistemas RF não interfiram com os sinais ao ponto de causar interferências com os canais e serviços adjacentes, resultando em emissões de rádio ilegais.

Nos sistemas RF utilizados, os efeitos não lineares que deformam os sinais têm origem tanto nos transmissores e recetores, como em elementos passivos presentes nas instalações radioelétricas.

No caso da transmissão dos sinais para a troposfera, é necessário fazer a amplificação da informação modulada antes desta ser entregue com uma certa potência a uma antena para a transmissão. Para esta amplificação recorre-se a amplificadores de potência, que durante a amplificação e devido aos efeitos não lineares, apresentam um papel de destaque na distorção dos sinais causando alargamento espectral, sobrepondo os canais adjacentes e degradando a informação que está modulada. Para além destas não linearidades, existem também efeitos de memória causados pelos elementos passivos nos sistemas RF, que condicionam a dependência da saída, não apenas da entrada do mesmo instante, mas também de amostras anteriores.

1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como objetivo abordar algumas das problemáticas associadas ao processo de amplificação de potência em sistemas de rádio frequência através do dimensionamento e implementação de uma bancada de linearização para amplificadores de potência destinados a sistemas 5G.

Com a introdução de novas tecnologias de rede, como a quinta geração de redes móveis, os mesmos processos de amplificação e transmissão dentro de determinados padrões já implementados para versões

anteriores têm de ser revistas para esta nova versão. As técnicas que lhes estão associadas têm de acompanhar a tecnologia, nomeadamente devido às frequências e às larguras de banda características do 5G.

O tema em destaque durante este trabalho são as não linearidades associadas ao processo de amplificação dos sinais. Neste processo ocorre o alargamento espectral e, com isso, acontece a degradação do sinal, além, da possibilidade de sobreposição de outros canais ou serviços alocados no espectro radioelétrico.

Assim, tendo em conta a existência destas não linearidades são necessários processos para evitar o seu aparecimento, apresentados ao longo desta exposição até se chegar ao projeto final cujo objetivo é linearizar de uma forma iterativa e autónoma, a resposta de um amplificador de potência (PA) a operar na gama de frequências especificada, através da implementação e teste de uma bancada de linearização. Esta tem a base da sua implementação em sistemas de pré-distorção digital em banda base em que todo o seu processamento é feito a nível digital para a linearização da resposta do PA a nível analógico.

O sistema a desenvolver terá que ter a capacidade de linearização da resposta de um amplificador de potência desenvolvido para sistemas 5G a operar entre as gamas de 27 a 31GHz. Qualquer amplificador a operar na gama de frequências consideradas, quando incorporado na bancada de linearização a desenvolver, terá de ter a sua resposta linearizada, resultando num comportamento final com o mínimo de distorção possível e dentro de padrões admissíveis, distorções com o mínimo de potência.

1.3 Estrutura da dissertação

Tendo em conta os objetivos anteriores e para dar resposta ao problema proposto, a dissertação encontra-se estruturada da seguinte forma:

No capítulo 1 é feita uma introdução relacionada com os sistemas de telecomunicações, a sua importância nos tempos atuais que leva a impulsionar o contínuo desenvolvimento e evolução. São apresentadas algumas noções básicas sobre as redes móveis de quinta geração. São também apresentados os objetivos e a estrutura definidos para o trabalho de dissertação.

No capítulo 2 são abordados os conceitos relacionados com os amplificadores de potência, os seus conceitos básicos e os tipos de amplificadores que existem. São apresentadas as figuras de mérito utilizadas na caracterização dos amplificadores de potência de rádio frequência (RFPA), tendo em conta a linearidade e distorção da resposta, e é abordada a necessidade do compromisso entre a linearidade e a eficiência.

No capítulo 3 é apresentado o comportamento típico de sistemas não lineares e métodos para a sua modelação matemática.

No capítulo 4 são expostos os métodos de pré-distorção digital (DPD) como forma de contrariar as distorções e não linearidades dos RFPA. Compara os métodos DPD mais usados e baseados em arquiteturas de aprendizagem indireta e direta.

No capítulo 5 são apresentados os resultados da implementação de sistemas DPD baseados em arquiteturas de aprendizagem indireta. São apresentados os resultados de uma primeira abordagem feita inteiramente em ambiente de simulação e, de seguida, são expressos os resultados conseguidos em ambiente laboratorial, com a bancada de linearização montada e constituída por instrumentos de medida industriais.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões relativas ao do trabalho realizado tendo em conta os objetivos iniciais, assim como possível futuro trabalho.

2. Amplificadores de potência

2.1 Conceitos básicos

Os amplificadores de potência são de extrema importância nos sistemas de comunicações de radiofrequência, uma vez que, o seu objetivo é aumentar a potência dos sinais portadores de informação que lhes são apresentados à entrada para se poderem transmitir. Esta amplificação é necessária, dado que os sinais a transmitir necessitam de uma determinada potência para vencer a atenuação causada pelas adversidades do meio de comunicação. Assim, ao vencer estas adversidades impostas pelo meio, o sinal é transmitido de uma forma eficiente, de modo que os recetores, a uma determinada distância, consigam detetar os sinais com um certo nível de qualidade.

Estes amplificadores costumam estar localizados no final da cadeia de transmissão, mesmo antes de os sinais serem entregues ao meio para a sua propagação, pois é mais fácil processar os sinais a potências mais baixas (caso da modulação dos sinais antes de estes serem entregues ao PA).

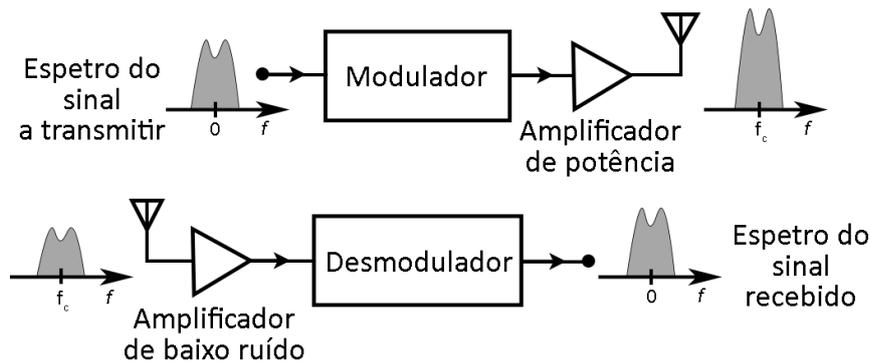


Figura 1 - Constituição simplificada de um sistema de transmissão e recepção de RF e representação do comportamento dos sinais ao longo da cadeia [3].

Como o objetivo dos amplificadores de potência é transformar a energia de uma fonte DC em energia do sinal RF a transferir para o sinal a amplificar, estes são normalmente caracterizados pela capacidade de adicionar potência ao sinal portador de informação através da diferença $P_{out} - P_{in}$ em vez do ganho $G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$.

A seguinte figura 2 apresenta o diagrama de potências envolvidas no funcionamento dos amplificadores de potência. São expressas 4 potências diferentes, P_{in} - fonte sinal, P_{DC} - fonte alimentação, a P_{out} - entregue à saída que, por sua vez, aplicada à carga e a P_{diss} - dissipada por meio de calor.

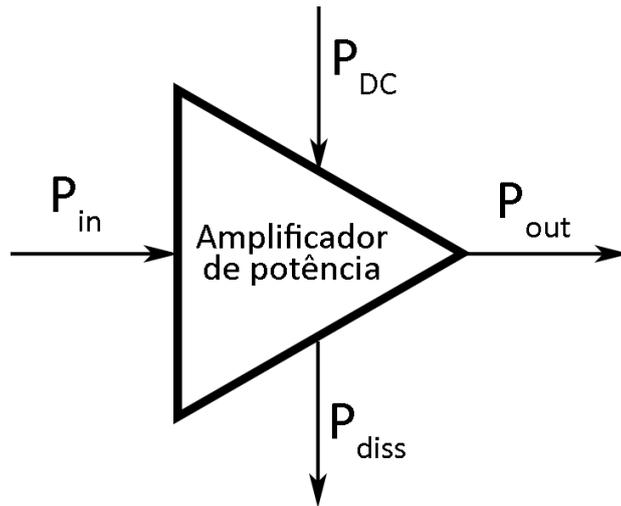


Figura 2 - Diagrama de potências do amplificador de potência.

No processo de amplificação, como é observável, a energia entregue à carga em conjunto com a energia dissipada sob a forma de calor, é igual à soma de energias entregue pelo sinal de entrada e a entregue pela fonte de alimentação DC. Tendo em conta este balanço de energias, o maior desafio que existe na projeção e construção dos amplificadores de potência para sistemas RF é o compromisso ente duas características antagônicas ao seu funcionamento: uma boa eficiência e boa linearidade.

Para a caracterização de amplificadores de potência são considerados diferentes tipos de classes de acordo com o modo de funcionamento. Em radiofrequência, são divididos em dois tipos: os amplificadores lineares e não lineares. Referentes aos amplificadores lineares, estes são divididos nas classes A, AB e B. Nos não lineares, são consideradas as classes C até à F.

Os amplificadores lineares operam usualmente com fontes de corrente controladas e apresentam eficiências mais baixas, enquanto os não lineares, excetuando a classe C, operam com fontes de corrente em modo comutado e a sua eficiência é muito mais elevada. Para além de uma maior eficiência, os amplificadores não lineares apresentam uma elevada potência de saída, no entanto, a linearidade do seu comportamento é comprometida, sendo este tipo de amplificadores altamente não lineares.

A seguinte tabela apresenta um resumo das categorias dos PA de acordo com as suas características de funcionamento.

Classe de amplificação	Descrição	Eficiência	Linearidade	Potência de saída
A	Angulo de condução de 360°	<50%	Muito boa	Média
AB	Angulo de condução de 180° a 360°	50% a 79%	Boa	Média
B	Angulo de condução de 180°	<79%	Boa	Média
Não linear C	Angulo de condução inferior a 180°	<85%	Moderada	Baixa
Não linear D a T	Comutação não linear ON-OFF	>90%	Muito má	Alta

Tabela I - Diferentes configurações para a operação de amplificadores [4].

2.2 Figuras de mérito

De modo a se poder comparar os diferentes amplificadores, são consideradas figuras de mérito que avaliam de uma forma qualitativa o seu desempenho independentemente das arquiteturas utilizadas por cada um. Estas grandezas permitem também estimar o cumprimento de metas impostas para o funcionamento de determinado sistema nomeadamente no que diz respeito às distorções do sinal em sistemas de radiofrequência.

São apresentadas a seguir algumas figuras de mérito utilizadas para a caracterização de amplificadores de potência.

- **Linearidade e Distorção**

No caso de ser possível desenvolver amplificadores ideais, estes apresentariam respostas totalmente lineares, em que a potência à saída seria proporcional à potência de excitação na entrada. No entanto, amplificadores de potência ideais não existem e são impossíveis de implementar na prática, uma vez que para além de diversos fatores que limitam o comportamento do PA como por exemplo os diferentes componentes utilizados na sua construção, em último caso, vai apresentar sempre limites impostos pela potência máxima que a fonte de alimentação é capaz de entregar. A linearidade das respostas apenas é possível abaixo desses limites, em que a saída é proporcional à entrada. À medida que o nível de potência de saída se aproxima dos limites impostos, a resposta tende a se tornar não linear, com uma compressão cada vez mais acentuada do seu comportamento. Neste comportamento em regime não linear, as formas de onda dos sinais começam a ficar saturados, originando incrementos de potência à saída cada vez mais inferiores e conseqüentemente a compressão do ganho.

O estudo do comportamento não linear dos amplificadores é de grande importância tanto para a projeção de amplificadores, como para se determinar os limites em termos de potência fornecida, como também para o desenvolvimento de sistemas de linearização para a diminuição do impacto das distorções em sistemas que assim o exijam.

- Ganho

Na caracterização dos amplificadores, uma das figuras de mérito considerada é o ganho que define o rácio entre a potência de saída e a potência de entrada. A sua observação ao longo das potências de saída, fornece uma visão da distorção introduzida na modulação em amplitude do sinal de entrada.

Relativamente ao cálculo do ganho, existem 3 diferentes considerações dependendo das potências consideradas à entrada e saída do amplificador. Tendo como referência a figura 3, em [5] são definidos diferentes tipos de ganhos:

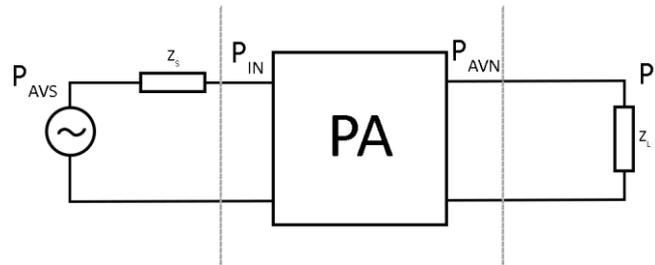


Figura 3 - Representação do PA em quadripolo e as potências associadas utilizadas no cálculo dos diferentes ganhos.

Ganho disponível (G_A): resulta do rácio entre a potência disponível à saída do amplificador com carga adaptada (P_{AVN}) e a potência disponível na fonte para uma carga adaptada (P_{AVS}).

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad 2.1$$

Ganho de potência (G_P): é o rácio entre a potência entregue à carga (P_L) e a potência entregue na entrada do quadripolo (P_{IN}).

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} \quad 2.2$$

Ganho de transdução (G_T): é definido pelo rácio entre a potência entregue à carga (P_L) e a potência disponível na fonte para uma carga adaptada (P_{AVS}).

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad 2.3$$

De acordo com o tipo de adaptações feitas nas ligações dos amplificadores, é possível dimensionar sistemas de amplificação com diferentes comportamentos para diferentes necessidades. Assim, conforme o modo como a saída ou a entrada é adaptada, é possível ter 3 tipos de amplificadores: de ganho, de baixo ruído e de potência.

	Adaptação de impedâncias	
	Entrada	Saída
Amplificador de ganho	Conjugada com a impedância do gerador	Conjugada com a impedância da carga
Amplificador de baixo ruído	Impedância de mínimo ruído	Conjugada com a impedância da carga
Amplificador de potência	Conjugada com a impedância do gerador	Impedância de máxima potência

Tabela II - Tipos de configuração do amplificador de acordo com a adaptação [5].

- Distorções harmônicas (caracterização de 1 tom)

As distorções harmônicas resultam do aparecimento de componentes espectrais múltiplas da frequência do tom aquando da resposta de um sistema não linear a sinais de uma única portadora aplicados à entrada de um PA. Estas distorções, como são múltiplas da frequência do tom, estão afastadas da largura de banda da informação modulada, não apresentando elevada gravidade devido à possibilidade de filtração.

Esta caracterização a 1 tom dos amplificadores é essencial para derivar figuras de mérito como o rendimento, ganho de transdução e o ponto de compressão a 1 dB (P1dB).

- Modulação não linear do ganho pela amplitude (AM-AM)

Durante os efeitos não lineares dos amplificadores, existem componentes de distorção que coincidem com as frequências fundamentais dos sinais, sendo impossível de se observarem de uma forma independente. Estas componentes de distorção vão ser somadas às componentes fundamentais $\pm\omega_c$ dos sinais.

No caso da conversão AM-AM pode existir a compressão ou expansão do ganho. Este comportamento de compressão ou expansão é determinado pela relação destrutiva ou construtiva entre as contribuições de 1ª e de 3ª ordem. A interferência destrutiva resulta da soma das contribuições de 1ª e 3ª ordem (a de 3ª ordem tem uma resposta 3 dB/dB que vai ficando mais marcante, acabando por saturar mais rápido em comparação ao crescimento de 1 dB/dB da 1ª ordem que é um comportamento linear). Pela mesma razão, a subtração entre as contribuições de 1ª e 3ª ordem originam as interferências construtivas. Em suma, a conversão AM-AM é descrita como o resultado da modulação na saída causada pela amplitude de excitação do sinal na entrada [6].

- Ponto de compressão de 1 dB

Como o amplificador apresenta uma resposta linear para sinal fraco, e uma resposta não linear à medida que a potência sobe – modulação AM-AM com compressão do ganho, é necessário definir na prática um ponto de referência para o limite entre os dois regimes. É assim considerado o ponto em que a potência à saída do

amplificador, caiu 1 dB em relação ao comportamento linear característico do regime de sinal fraco (ponto de compressão de 1 dB).

Assim sendo, este ponto marca uma referência a partir da qual a linearidade da resposta começa a ser comprometida. É através deste ponto que também é possível extrair a impedância ótima à saída para a qual a potência entregue pelo dispositivo é máxima. Para além desta referência e de acordo com o grau de linearidade requerido, é possível definir outros pontos de referência para além do ponto de compressão a 1 dB.

- Modulação não linear da fase pela amplitude (AM-PM)

Na conversão AM-PM as variações de amplitude do sinal de entrada causam modulações também na fase dos sinais de saída. Esta conversão pode ser analisada pelo comportamento dos vetores das contribuições de 1ª e 3ª ordem na saída do sistema, figura 4. Caso a amplitude dos sinais seja alterada, como a contribuição 3ª ordem apresenta uma razão de crescimento de 3 dB/dB comparando como crescimento de 1 dB/dB da ordem linear, o resultado do sinal à saída vai sofrer uma alteração de fase, pois os vetores que o constituem apresentam diferentes razões de crescimento, não conservando a fase inicial [6], [7].

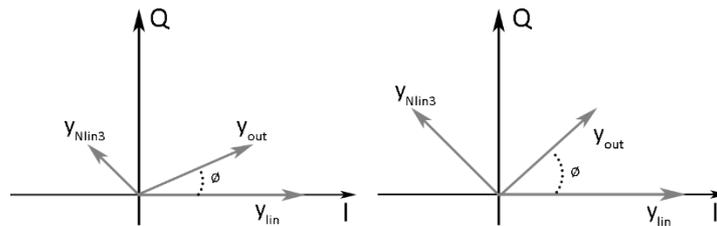


Figura 4 - Representação fasorial da variação da amplitude e fase do sinal de saída em função da variação do sinal de entrada.

É visível que esta conversão AM-PM é cada vez maior, quanto mais próximas se apresentam as potências de saída ao ponto de compressão de 1 dB, pois as distorções ficam mais marcantes com a saturação do amplificador.

- Distorções de intermodulação (caracterização de 2 tons)

As distorções de intermodulação são referentes aos sistemas multiportadora (2 ou mais tons) e caracterizam-se pelo aparecimento de componentes espectrais com combinações das frequências dos tons a que estão os sinais.

Na literatura são tidas em conta intermodulações até à terceira ordem. Esta consideração é deduzível pelo aparecimento das diferentes componentes espectrais com a combinação das frequências dos tons, e é até à terceira ordem que as distorções apresentam um efeito mais negativo na integridade dos sinais, pois aqui, as contribuições na banda de interesse apresentam maiores potências. A partir da 3ª ordem, apesar de também poder haver contribuições perto da banda de interesse, estas não têm grande impacto devido à sua potência

mais baixa, ou seja, com o aumento da ordem de intermodulação, a potência associada a cada componente gerada vai diminuindo.

Intermodulação de 2ª ordem: Não são normalmente críticas, uma vez que, geram componentes espectrais ao dobro da frequência do tom. Como as componentes estão fora da banda passante, as mesmas são facilmente filtradas.

Intermodulação de 3ª ordem: São caracterizadas por apresentar um comportamento mais crítico devido à geração de componentes dentro da banda passante. Neste caso, a única solução é evitar a sua formação pela impossibilidade de uma filtragem eficiente.

Na figura 6 são apresentadas espacialmente as componentes das diversas distorções (componentes harmónicas e de intermodulação).

- Rácio de distorção de intermodulação (IMR)

A relação IMR ou Sinal/Distorção de Intermodulação (C/I) é definida com base na potência do sinal à frequência de um tom na saída com a potência do sinal à frequência da distorção numa das bandas adjacentes (intermodulação de 3ª ordem). Em sistemas que a resposta em frequência cause distorções assimétricas nas bandas adjacentes, é necessário definir dois tipos de IMR para ambos os lados. No caso de se verificar uma resposta simétrica, o valor IMR é conseguido através da seguinte relação:

$$IMR = \frac{P_{fundamental}}{P_{IMD}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad 2.4$$

Como $P(\omega_1)$ tem um crescimento de 1 dB/dB e $P(2\omega_1 - \omega_2)$ um crescimento de 3 dB/dB como demonstrado pela figura 5, o valor IMR diminui à medida que o valor da potência de entrada aumenta.

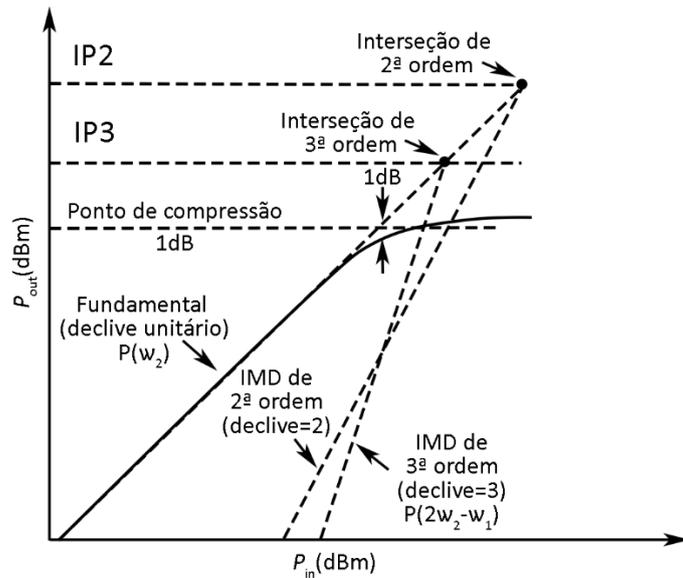


Figura 5 - Representação dos pontos IP2 e IP3 assim como as retas de distorção de intermodulação de 2ª e 3ª ordem [8].

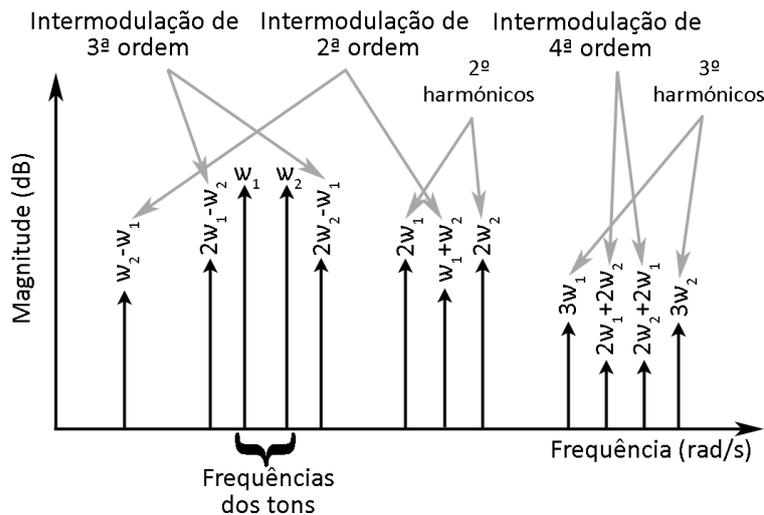


Figura 6 - Contribuições de intermodulação até à 4ª ordem para sistemas não lineares excitados com sinais de dois tons, ω_1 e ω_2 [9].

- Ponto de interseção de 3ª ordem (IP3)

O ponto IP3 apresenta-se como um ponto fictício em regime de sinal forte e resulta da interceção das retas prolongadas da potência à componente fundamental e da potência de distorção de intermodulação de terceira ordem (IMD – *Intermodulation Distortion*) em regime de sinal fraco. Este ponto pode ser observado na figura 5, assim como, as retas da potência da componente da fundamental e da potência de distorção de intermodulação de 3ª ordem.

Este ponto IP3 não existe na prática devido à saturação do comportamento em regime não linear, servindo apenas como indicador da degradação da linearidade do dispositivo. No entanto, teoricamente o ponto IP3, indica o ponto fictício onde a potência da reta em regime linear iguala a reta de potência de intermodulação de 3ª ordem e, neste ponto, o IMR adquire o valor máximo igual 1 onde não existe degradação da linearidade.

- **Rendimento**

O rendimento é a figura de mérito associada à conversão de potência entre o domínio contínuo (DC) e de radiofrequência. O rendimento pode ser calculado de 3 formas diferentes:

Rendimento de dreno (η): Caracteriza a conversão da potência fornecida em DC em potência à saída em RF, à frequência da fundamental, não tendo em conta a potência RF presente no sinal à entrada do dispositivo (PIN).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad 2.5$$

Rendimento de potência adicionada (PAE – Power added efficiency): Faz a caracterização da conversão de potência fornecida em DC em potência adicionada ao sinal da entrada, ou seja, tem em conta apenas a potência de saída obtida ($P_{out} - P_{in}$) pela conversão da potência DC fornecida.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad 2.6$$

Rendimento global (η_{global}): Faz a caracterização total da potência fornecida ao sistema (DC e RF) em potência RF à saída. Esta medida de potência é mais objetiva pois tem em conta todos os N elementos consumidores de potência nos diferentes andares de amplificação que constituem os transmissores RF, estando ligado ao dimensionamento dos mesmos.

$$\eta_{global} = \frac{P_{RFout}}{P_{DC} + \sum_{n=0}^N P_n} \quad 2.7$$

2.3 Compromisso entre linearidade e eficiência

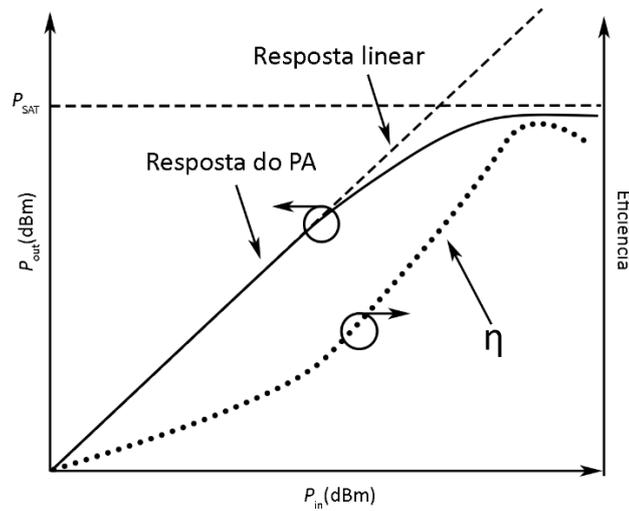


Figura 7 - Resposta típica de um PA relativamente às potências de entrada e saída assim como a eficiência de sua operação [10].

A respostas típica de um amplificador está de acordo com a figura 7. É visível que para níveis baixos de potência de entrada, o PA apresenta um comportamento linear. Contudo, apesar de apresentar um comportamento linear, este opera de uma maneira não eficiente. À medida que a potência aumenta, a eficiência fica cada vez mais elevada, e é este compromisso entre a elevada linearidade e elevada eficiência que não é possível respeitar diretamente. É o alcance destas duas características incompatíveis, a alta eficiência e alta linearidade, um dos maiores desafios na projeção dos PA, pois os pontos ótimos para o funcionamento dos PA apresentam-se em zonas não lineares das respostas, onde os valores de eficiência são mais elevados [11], [12].

Para assegurar esta elevada eficiência e ao mesmo tempo o comportamento linear, recorre-se a processos de linearização. Assim, mesmo os PAs a funcionar na zona de saturação, a resposta final do sistema é linear. As técnicas mais utilizadas e largamente apresentadas pela literatura para a linearização da resposta de amplificadores de potência em sistemas RF são denominadas por pré-distorção digital em banda base, descrita nos capítulos seguintes.

3. Modelação comportamental

3.1 Comportamento típico de sistemas não lineares

A modelação comportamental dos amplificadores de potência para RF consiste na representação do comportamento real deste circuito através de modelos matemáticos. Existem dois tipos de representações que é possível fazer, através de modelos físicos e modelos empíricos.

Os primeiros apresentam-se como modelos comportamentais que exigem maior poder computacional devido à capacidade de representar o sistema com elevada quantidade de detalhe como pela capacidade de representar os fenómenos físicos associados. Nesta abordagem é necessário saber a constituição dos elementos que compõem o amplificador. Estes fatores levam a que o modelo físico apresente maior flexibilidade caso sejam alteradas as condições nas quais foi extraído, respondendo de uma forma mais espectável em diferentes condições de excitação. Por outro lado, os modelos empíricos são caracterizados pela modelação a nível do sistema devido, muitas vezes, à dificuldade de saber, à partida, o circuito equivalente do amplificador de potência de RF [13]. Como a extração é feita a nível do sistema, o modelo falha na representação dos fenómenos físicos existentes, podendo o mesmo responder de forma imprevisível quando submetido a excitação fora das condições onde foi extraído.

A figura 8 apresenta o processo básico em que assenta a modelação de RFPA por modelos empíricos.

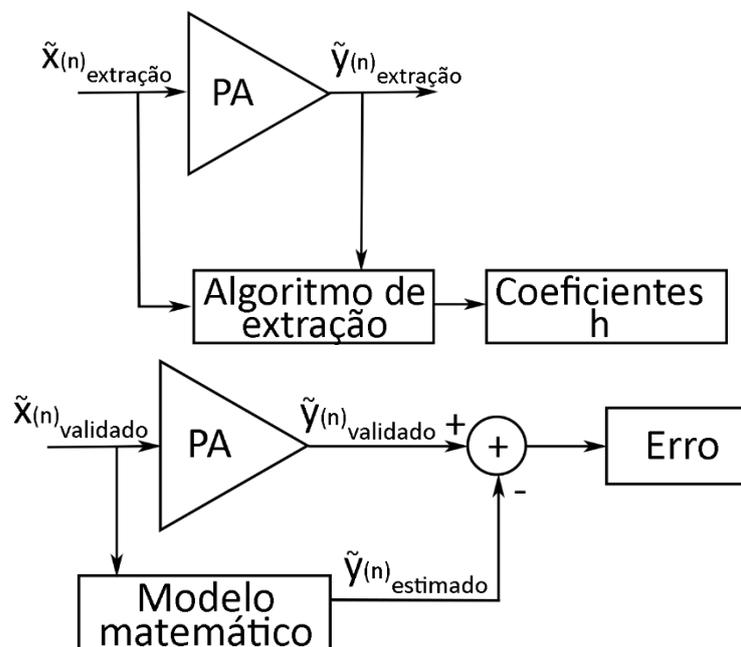


Figura 8 - Processo de modelação de sistemas.

Para a linearização de amplificadores faz-se uso de sistemas DPD e, para este ser implementado, é necessário haver um modelo matemático capaz de representar o comportamento do PA. Como os modelos empíricos são menos complexos e não têm em conta os fenômenos físicos do sistema, figuram-se a opção mais indicada pela sua facilidade em descrever tanto o modelo comportamental do PA como o seu inverso. Esta modelação inversa do PA é necessária para a implementação dos sistemas DPD.

Este modelo é conhecido como o modelo da caixa-preta e é conseguido apenas com a entrada e a saída do PA, excitando o amplificador e extraíndo a sua resposta. Estes conjuntos de dados de entrada e saída do amplificador são aplicados ao algoritmo de extração desenvolvido, de modo a extraírem-se os coeficientes para o cálculo do modelo matemático.

Como visto anteriormente, os sistemas RF apresentam características não lineares, e estas podem ser modeladas matematicamente. Uma das possibilidades para modelar a não linearidade de um sistema é através da expansão de séries de Taylor.

As séries de Taylor são usadas para sistemas que apresentam não linearidades pouco acentuadas. Para sistemas altamente não lineares, o recurso a esta ferramenta matemática não garante que com os termos considerados a aproximação seja feita devidamente, ou ainda que a convergência da série não aconteça para a resposta em causa.

Para efeitos ilustrativos, são apresentados a seguir alguns dos tipos de resposta de sistemas não lineares. Recorrendo às séries de Taylor para a representação de sistemas não lineares genéricos é considerado a seguir o exemplo do modelo até à 3ª ordem como abordado em [13] temos.

$$y(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} c_n x^n(t) \approx a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \dots \quad 3.1$$

$x(t)$ – Sinal de entrada

$y(t)$ – Sinal de saída

a_0 – Coeficiente da componente DC

a_1 – Coeficiente da componente linear

a_2 – Coeficiente da componente de 2ª ordem

a_3 – Coeficiente da componente de 3ª ordem

À entrada do sistema não linear, para visualização dos efeitos de intermodulação, é considerado o sinal $x(t)$. Trata-se de um sinal de dois tons com frequências ω_1 e ω_2 e respetivas amplitudes A_1 e A_2 .

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad 3.2$$

Podemos observar a contribuição de cada termo de $y(t)$ na resposta global do sistema analisando individualmente cada um. Desta forma, podemos perceber melhor a influência das várias potências de x na saída y .

Assim, para se conseguir observar a resposta linear do sistema, é tido em conta apenas o termo linear da série ($a_1x(t)$). A resposta linear é dada por:

$$y_1(t) = a_1x(t) = a_1(A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)) \quad 3.3$$

Verifica-se que nesta resposta não houve distorção dos sinais. Neste tipo de resposta, a saída é uma réplica da entrada a menos de um fator de ganho.

Para se observar a resposta não linear de 2ª ordem do sistema, é considerado apenas o termo de segunda ordem ($a_2x^2(t)$), e os restantes termos da série não são tidos em conta. Assim:

$$\begin{aligned} y_2(t) &= a_2x^2(t) = a_2(A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 \\ y_2(t) &= \frac{1}{2}a_2(A_1^2 + A_2^2) + \frac{1}{2}a_2A_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2}a_2A_2^2 \cos(2\omega_2 t) \\ &\quad + a_2A_1A_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + a_2A_1A_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) \end{aligned} \quad 3.4$$

É visível na resposta de 2ª ordem de um sistema não linear, que para além de não existir contribuições na frequência original do sinal, ocorreu o aparecimento de vários tipos de contribuições, não sendo o resultado final, uma réplica do sinal inicial. Estamos, portanto, na presença de não linearidades que causaram a distorção do sinal original através da geração de componentes espectrais com combinação das frequências fundamentais. Ocorreu a conversão de ω_1 e ω_2 em componentes a DC, em harmónicos à frequência $2\omega_1$ e $2\omega_2$, e ainda componentes de distorção de intermodulação de segunda ordem com frequência à diferença e soma das frequências fundamentais do sinal, $\omega_1 \pm \omega_2$.

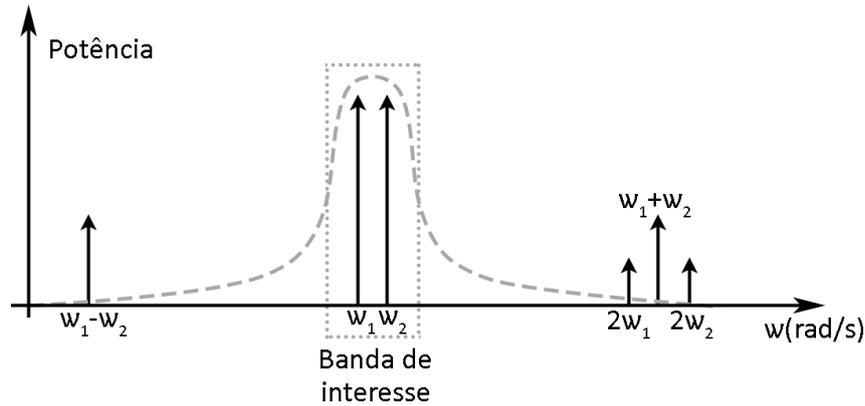


Figura 9 - Representação na frequência das componentes resultantes da resposta de um sistema não linear até à 2ª ordem [14].

As componentes espectrais encontram-se bastante afastadas da banda de interesse. O sinal resultante é, portanto, facilmente filtrado através de um filtro passa-banda, como se pode ver na figura 9.

Por fim, para se obter a resposta não linear característica de 3ª ordem, é considerado apenas o termo de terceira ordem da série de potências. Assim:

$$\begin{aligned}
 y_3(t) &= a_3 x^3(t) = a_3 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^3 \\
 y_3(t) &= \cos(\omega_1 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1 A_2^2 + a_3 A_1 A_2^2 \right] \\
 &+ \cos(\omega_2 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1^2 A_2 + a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 &+ \cos(3\omega_1 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_1^3 \right] + \cos(3\omega_2 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_2^3 \right] \\
 &+ \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 &+ \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 &+ \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \\
 &+ \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right]
 \end{aligned}$$

3.5

Como é visível pela expansão da série anterior, a resposta que resulta de um sistema de terceira ordem não é típico de um sistema linear. São geradas distorções não lineares através do aparecimento das várias componentes com contribuições das duas frequências fundamentais consideradas ω_1 e ω_2 . Dentro das contribuições é visível as distorções harmónicas de terceira ordem ($3\omega_1$ e $3\omega_2$) e distorções de intermodulação

de terceira ordem com as combinações das frequências fundamentais ($2\omega_1 \pm \omega_2$ e $2\omega_2 \pm \omega_1$). Verifica-se que algumas das componentes estão localizadas na banda de interesse contribuindo para a expansão ou compressão do ganho.

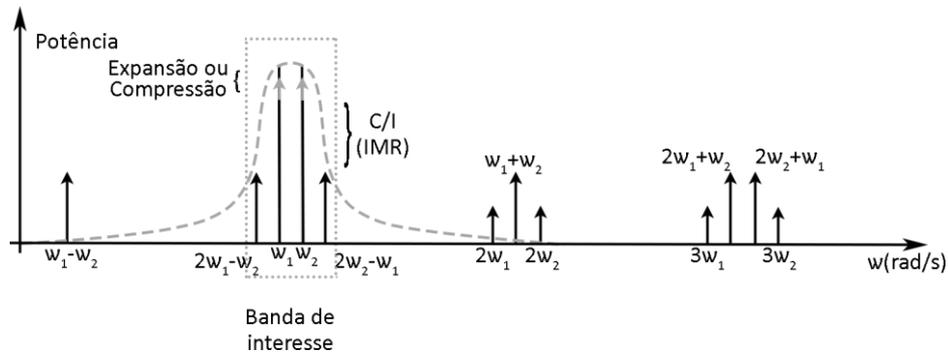


Figura 10 - Representação na frequência das componentes resultantes da resposta de um sistema não linear até à 3ª ordem [14].

Ao contrário da resposta de segunda ordem, nesta situação já se verifica o aparecimento de componentes espectrais muito próximas das componentes fundamentais dos sinais, próximas da banda de interesse, impossibilitando uma filtragem eficiente, como se vê na figura 10. Começa-se também a verificar o aparecimento de alguma compressão ou expansão da potência das componentes espectrais do sinal na banda de interesse, causada pelas componentes de intermodulação.

3.2 Equivalente passa-baixo na modelação comportamental

Como é sabido, na modulação da informação para a sua transmissão, a frequência da portadora é maior que a largura de banda do sinal que a modula (figura 11 (a)). Na representação em equivalente passa-baixo apenas é considerada a amplitude e a fase do sinal modulante (envolvente do sinal) sem a frequência da portadora, ficando a sua representação em banda base (figura 11 (b)). Nesta configuração, em banda base, apesar de já não existir a frequência da portadora, o sinal continua a conter a informação original.

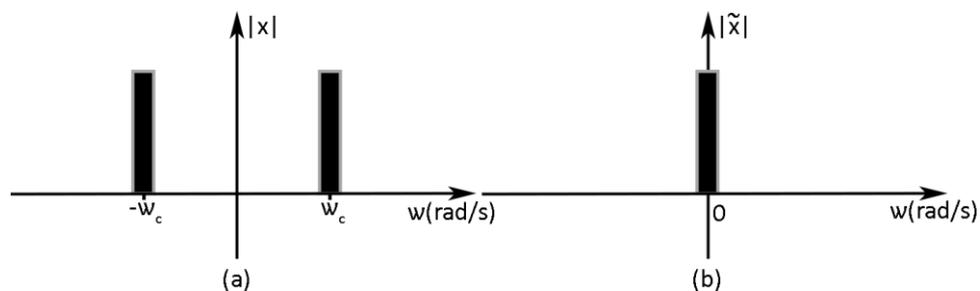


Figura 11 - Exemplo da representação na frequência de um sinal para excitação de um PA (a) e a envolvente complexa correspondente (b) [15].

No processo de modelação comportamental, a redução do esforço computacional é tida em conta. Assim, é preferível que o processamento dos sinais a nível digital seja feito recorrendo à representação nos seus equivalentes passa-baixo – $\tilde{x}(n)$ e $\tilde{y}(n)$. Considerando apenas os sinais no seu equivalente passa-baixo, é conseguida uma redução da frequência de amostragem, ficando esta, na ordem da largura de banda da envolvente do sinal, em vez de ter em conta a frequência da portadora. É assim possível fazer a representação dos sinais originais, $x(t)$ e $y(t)$, de uma forma mais simplificada [16], [17].

Quando um sinal de radio frequência de 2 tons é aplicado a um sistema não linear genérico, o sinal na saída apresenta componentes espectrais múltiplas da frequência da fundamental ($0\omega_c, 2\omega_c, 3\omega_c \dots$) – distorções harmónicas, e componentes espectrais em torno dos harmónicos e da zona fundamental – distorções de intermodulação, sendo estas últimas as causadoras do alargamento espectral.

No caso dos RFPA, estes são muito diferentes dos sistemas genéricos, pois apresentam mecanismos para a atenuação forte das distorções harmónicas fora da banda de interesse. Assim, um PA, ou os circuitos que o rodeiam e a própria antena, tem a capacidade de filtrar as componentes DC e harmónicas de 2ª e 3ª ordem. Visto isto, para determinar o seu modelo comportamental são necessárias ter em consideração apenas as contribuições na zona fundamental, e são estas que influenciam negativamente a integridade da informação modulada nos sinais aplicados aos RFPA. A figura 12 apresenta a resposta típica de um PA, em que o alargamento do espectro ocorre apenas em torno da fundamental: em (a) está presente o sinal original de 2 tons usados na excitação do PA e apresentado pela figura 11 (a), assim como, alargamento espectral resultante e apresentado na saída do PA, e em (b), é apresentado a envolvente do sinal à saída do PA.

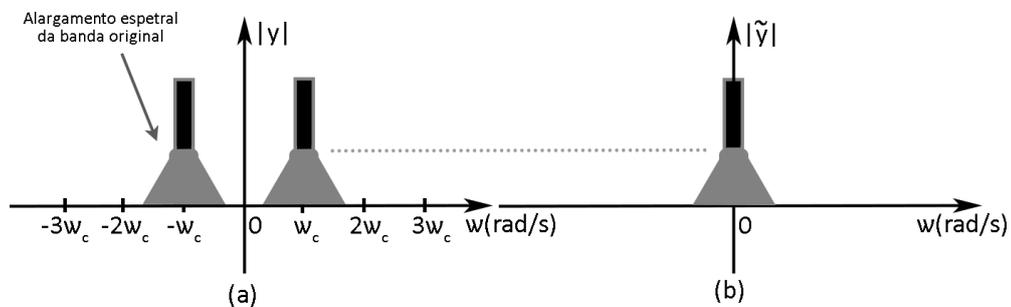


Figura 12 - Representação espectral do sinal à saída do PA (a) e a envolvente correspondente (b) [15].

Acrescido à consideração de se ter em conta apenas as contribuições na zona fundamental, tem de se ter em consideração também a fase da resposta.

Recorrendo à série de potências truncadas para a representação de sistemas genéricos não lineares apresentada anteriormente, os termos à frequência da fundamental apresentam sempre a mesma fase, igual ao do sinal original. Por exemplo, a resposta de ordem 2 (3.7) da série apresentada por (3.1) ao sinal (3.6) está de acordo com:

$$x(t) = a(t) \cos(\omega_c t + \Phi(t)) \quad 3.6$$

$$\begin{aligned} y_2(t) &= A_1 x(t) + A_2 x^2(t) \\ &= A_1 a(t) \cos(\omega_c t + \Phi(t)) + A_2 (a(t) \cos(\omega_c t + \Phi(t)))^2 \\ &= A_1 a(t) \cos(\omega_c t + \Phi(t)) \\ &\quad + A_2 a(t)^2 \frac{1 + \cos(2\omega_c t + 2\Phi(t))}{2} \end{aligned} \quad 3.7$$

Pelo resultado observado para a resposta de segunda ordem, é visível que os termos correspondentes à fundamental $1\omega_c$, apresentam a sua fase inalterada e igual à fase do sinal original $\Phi(t)$. Como para a modelação comportamental do PA apenas é necessário considerar as contribuições em torno da frequência da fundamental $1\omega_c$, e como a fase análoga a esses termos na resposta é inalterada, verifica-se necessário conservar também o seu valor. Assim, de acordo com o modelo comportamental considerado, para além de se considerar apenas as contribuições em torno da fundamental (como as fases correspondentes a esses termos continuam inalteradas), também tem de se garantir que as mesmas permanecem iguais.

Seguindo os conceitos apresentados, se para o modelo comportamental forem considerados os sinais de entrada na sua forma normal visível no resultado $y_2(t)$, a saída do modelo não conserva as contribuições apenas na fundamental fazendo aparecer combinações desta com o parâmetro $2\omega_c$ e, conseqüentemente, o aparecimento da fase alterada com $2\Phi(t)$. Assim sendo, como são geradas contribuições localizadas no dobro da frequência da fundamental e dobro da fase, não é possível utilizar a representação anterior para a modelação dos amplificadores de potência.

Para se ter em conta apenas as contribuições na fundamental, são considerados as envolventes dos sinais (na sua representação em equivalente passa-baixo $\tilde{x}(t) = a(t)e^{j\Phi(t)}$). Nesta representação, o resultado já não apresenta harmónicos por não conter a frequência da portadora. Assegura-se, assim, o cumprimento da primeira condição em relação ao resultado com contribuições apenas na fundamental, retratada a seguir por $\tilde{y}_2(t)$.

$$\tilde{y}_2(t) = A_1 \tilde{x}(t) + A_2 \tilde{x}^2(t) = A_1 a(t)e^{j\Phi(t)} + A_2 a(t)^2 e^{j2\Phi(t)} \quad 3.8$$

Verificando a igualdade anterior, apesar de não gerar harmônicas por não conter a frequência da portadora ω_c , o resultado $\widetilde{y}_2(t)$ em equivalente passa-baixo também não conserva a fase, observando-se o aparecimento da parcela $2\Phi(t)$ no segundo termo.

A solução usada, e descrita pela literatura, para a conservação da fase é feita através da introdução do módulo no modelo e, assim, tanto a fase quanto a geração de harmônicos é respeitada. A seguinte expressão apresenta a forma final a ter em consideração no processamento dos sinais para modelos estáticos.

$$\widetilde{y}_{modelo}(t) = A_1\tilde{x}(t) + A_2\tilde{x}(t)|\tilde{x}(t)|^1 + A_3\tilde{x}(t)|\tilde{x}(t)|^2 \dots \quad 3.9$$

Através deste modelo, a fase não é alterada devido à presença do módulo nos sinais da envolvente, estando apenas a amplitude do sinal suscetível a alterações, pois a parte complexa é anulada. Assim, os produtos $\tilde{x}(t)|\tilde{x}(t)|$ por exemplo, apenas tem contribuições na zona fundamental (por não alterar a frequência da portadora) e, nesta situação, substitui o termo \tilde{x}^2 na série de potências.

Em resumo, numa situação real, cada valor complexo do sinal de radiofrequência apresenta uma informação na zona da portadora ω_c e a envolvente do sinal $\tilde{x}(t)$ está relacionado com este sinal de acordo com $x(t) = |\tilde{x}(t)| \cos(\omega_c t + \Phi(t))$.

Para sinais passa-banda, o produto de terceira ordem à saída de um amplificador é igual a $x(t)|x(t)|^2 = a^1(t)e^{j(\omega_c + \Phi(t))}a^2(t)e^0 = a^3(t)e^{j(\omega_c + \Phi(t))} \Rightarrow a^3(t) \cos((1 + 0 + 0)\omega_c t + \Phi(t)) = a^3(t) \cos(\omega_c t + \Phi(t))$, e apenas tem contribuição em $1 \omega_c$ [17]. Em equivalente passa-baixo o resultado é semelhante ao anterior a menos da frequência da portadora: $\tilde{x}(t)|\tilde{x}(t)|^2 = a^1(t)e^{j\Phi(t)}a^2(t)e^0 = a^3(t)e^{j\Phi(t)}$.

A seguir é apresentado os conceitos relacionados com a representação passa-baixo de um sinal. Como abordado anteriormente, a representação do modelo passa-baixo está de acordo com a seguinte expressão:

$$\tilde{x}(\tau) = a(\tau)e^{j\Phi(\tau)} \quad 3.10$$

Para a transmissão de informação, visualizando os tipos de sinais transmitidos, observa-se que se tem a liberdade de modificar dois parâmetros (a amplitude e a fase do sinal) para se poder modular a informação. Para a transmissão da informação, são considerados dois tipos de sinais: o sinal da portadora e o sinal a transmitir. Neste último, são utilizados dois tempos devido à diferença entre a cadência da portadora (alta frequência) e a cadência do sinal modulador (largura de banda da informação do sinal a transmitir).

Sinal da portadora: $P(t) = A \cos(\omega t + \Phi)$

Sinal a transmitir: $x(t, \tau) = a(\tau) \cos(\omega(\tau)t + \Phi(\tau))$

O sinal da portadora é um sinal periódico com frequência fixa, não contendo nenhuma informação modulada. No sinal a transmitir, os tempos t e τ , apesar de representarem a mesma grandeza (tempo), estão relacionados com as variações da portadora (com um período pequeno) e a informação modulada no sinal (com um período grande), respectivamente. É composto pela modificação da portadora em ordem ao tempo e apresenta 2 graus de liberdade a sua modificação: amplitude $a(\tau)$ e a fase $\Phi(\tau)$ /frequência $\omega(\tau)$.

Como as variações de fase estão relacionadas com a frequência, é possível representar a expressão anterior no que diz respeito às variações de frequência, fixando a frequência fundamental (ω_c) e apenas variando a fase $\Phi(\tau)$ pois, variações na frequência, podem ser expressas através da integração da fase.

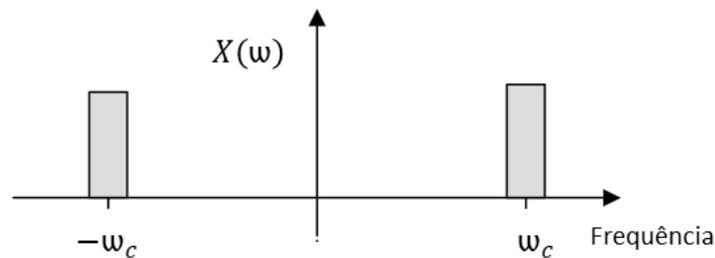
Modulação em fase: $x(t, \tau) = a(\tau)\cos(\omega_c t + \Phi(\tau))$

Modulação em frequência: $x(t, \tau) = a(t)\cos(\omega_c t + \int_{t_1}^{t_2} \Phi(\tau) dt)$

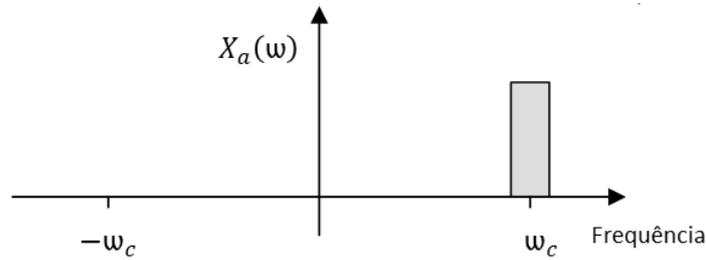
Na expressão, $\Phi(\tau)$ fica responsável por variar frequência/fase para modulação da informação no sinal a transmitir.

Pegando no sinal $x(t, \tau)$ na sua representação passa-banda, podemos calcular o sinal da envolvente através do cálculo do sinal analítico e do posterior batimento com a exponencial complexa à frequência da portadora, como é apresentado pela figura seguinte [18] [19]:

$$x(t, \tau) = a(\tau)\cos(\omega_c t + \Phi(\tau)) = \frac{1}{2}(a(\tau)e^{j(\omega_c t + \Phi(\tau))} + a(\tau)e^{-j(\omega_c t + \Phi(\tau))}) \quad 3.11$$



$$\begin{aligned} x_a(t, \tau) &= a(\tau)e^{j(\omega_c t + \Phi(\tau))} \\ &= a(\tau)\cos(\omega_c t + \Phi(\tau)) + ja(\tau)\sin(\omega_c t + \Phi(\tau)) \end{aligned} \quad 3.12$$



$$x_e(\tau) = x_a(t, \tau)e^{-j\omega_c t} = a(\tau)e^{j\phi(\tau)} = a(\tau) \cos(\phi(\tau)) + ja(\tau) \sin(\tau) \quad 3.13$$

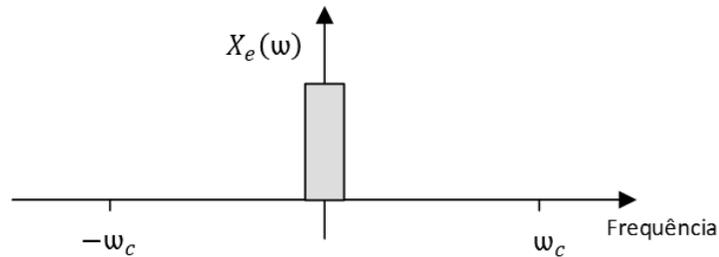


Figura 13 - Representação na frequência dos sinais durante as etapas da sua aquisição em equivalente passa-baixo [18].

Recorrendo à figura 13, o sinal sinusoidal é representado no seu equivalente passa-banda através da expressão apresentada $x(t, \tau)$ (representação temporal), que na representação em frequência $X(\omega)$ apresenta duas componentes espectrais centradas em $-\omega_c$ e $+\omega_c$. Numa segunda etapa, a representação sinusoidal do sinal $x(t, \tau)$ é alterada para uma representação aproximada, resultando num sinal de valor complexo $x_a(t, \tau)$ denominado na literatura por sinal analítico. $X_a(\omega)$ é a representação de $x_a(t, \tau)$ na frequência e apresenta uma única componente localizada em $+\omega_c$, uma vez que, apenas são tidas em conta as componentes espectrais com valores positivos. Esta supressão na frequência das componentes negativas, leva a que $X_a(\omega)$ se apresente como um par assimétrico. Esta assimetria é a causa do sinal $x_a(t, \tau)$ apresentar valores complexos na sua representação analítica. Finalmente, numa última etapa é obtido a envolvente do sinal através do deslocamento na frequência do sinal analítico $x_a(t, \tau)$ em ω_c . Com este deslocamento, é determinado o sinal no seu equivalente passa-baixo $x_e(\tau)$ e a sua representação na frequência $X_e(\omega)$ passa a conter apenas uma componente espectral localizada a DC.

Na bancada de linearização, a aquisição do sinal em equivalente passa-baixo vai estar a cargo do equipamento VSA que processa os sinais provenientes do amplificador.

3.3 Modelação comportamental através de séries de Volterra

Para a modelação comportamental dos PAs, não é eficiente usar modelos não lineares genéricos. Devem-se seleccionar modelos que garantam uma boa descrição dos efeitos do PA, devido à maior facilidade de modelar o seu comportamento complexo.

Verifica-se que os efeitos de memória causam variações na função de transferência do PA. É então necessário considerar estes efeitos quando o PA necessita de linearização, uma vez que, nesta situação, as distorções excedem os limites máximos aceitáveis, podendo haver sobreposição dos canais no espectro radioelétrico e, conseqüentemente, ocorrer emissões rádio ilegais.

Os efeitos de memória podem ser divididos em duas categorias: memória de curto prazo e memória de longo prazo [20]. No caso da memória de curto prazo, a resposta da saída do PA depende tanto da amostra presente na entrada como das amostras em tempos passados na escala de tempo RF. No caso da memória de longo prazo (ou memória da envolvente), a resposta da saída do PA depende da amostra atual do sinal aplicado à entrada do PA e das amostras passadas na escala de tempo da envolvente. A memória da envolvente é a responsável pela deterioração do comportamento do sistema RF com a degradação da magnitude do vetor de erro (EVM) piorando o valor da taxa de erro de bit (BER).

Visto isto, os efeitos de memória de longo prazo do PA são visíveis na envolvente do sinal e acontecem devido a mecanismos não lineares, levando à existência de variações dos valores IMD com o espaçamento entre os 2 tons do sinal. A sua origem está na sensibilidade do comportamento dos circuitos à frequência de conversão $\omega_2 - \omega_1$ para o caso da excitação com sinais de 2 tons (expressão seguinte), logo, o efeito de dispersão de baixa frequência manifesta-se como memória na envolvente do sinal à saída do PA [20].

$$x(t) = A\cos(\omega_1 t) + A\cos(\omega_2 t) = 2A\cos\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}t\right)\cos\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}t\right) \quad 3.14$$

$$\cos\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}t\right) \text{ é referente ao envelope; } \cos\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}t\right) \text{ é referente à portadora}$$

Estas manifestações podem ter origem em características intrínsecas ao PA através, por exemplo, dos efeitos de memória térmica, ou a circuitos externos ao PA através dos efeitos de memória elétrica. Os efeitos de memória de longo prazo são causados maioritariamente pelos componentes nas fontes de alimentação ou circuitos de polarização. O modo como a polarização é feita impõe diversas restrições no modo de operação do PA.

Os efeitos térmicos tentam ser mitigados através de sistemas de arrefecimento mantendo a temperatura do PA o mais constante possível. No entanto, é impossível conseguir-se uma temperatura perfeitamente constante devido a flutuações dos sinais na entrada. Verifica-se, nesta situação, que os possíveis causadores

para diferenças significativas nos valores IMD3 aquando da variação do espaçamento entre os tons do sinal, sejam os efeitos de memória térmica [21].

Os efeitos de memória elétrica estão relacionados com os circuitos externos, como os circuitos de polarização do amplificador e de adaptação de impedâncias. O circuito de adaptação de impedâncias, como funciona em passa-banda, tem maior influência na banda fundamental. Este normalmente reflete os harmónicos de volta ao PA. O circuito de polarização funciona como um filtro passa-baixo, bloqueando o sinal RF e deixando apenas passar o sinal DC. Este tem maior impacto nos produtos de intermodulação na faixa de frequência de banda-base. Nesta situação, todos os sinais refletidos pelos circuitos externos ao PA são misturados por meio de não linearidades com a frequência da fundamental. Devido à presença de condensadores e bobinas nos sistemas RF, observa-se variações das impedâncias com a frequência nos nós entre o PA e os circuitos externos, e estas são as causadoras dos efeitos de memória elétrica dependentes da frequência [21].

Depois desta breve abordagem dos efeitos de memória, procura-se então determinar um modelo comportamental com capacidade de considerar as não linearidades, manipular a envolvente dos sinais e expressar a relação não linear entre a envolvente dos sinais de entrada e de saída, e também, com capacidade de considerar os efeitos de memória,

As séries de Taylor são usadas para aproximar uma função não linear, e a precisão da representação aumenta com a ordem polinomial. Como anteriormente apresentado pela expressão (3.1), $y(t)$ representa a saída do PA, $x(t)$ a entrada e os parâmetros a_1, a_2, \dots são os coeficientes da série. É através dos coeficientes do modelo que se consegue ajustar a série para representar a função de transferência pretendida. Com uma representação deste tipo não é possível incluir os efeitos de memória, a saída é determinada para cada instante temporal da entrada. Para ser possível incluir memória no modelo é necessário considerar o modelo do PA em vários instantes de tempo.

Para se explicar a inclusão da memória num sistema linear recorre-se ao integral da convolução da entrada do sistema com a resposta impulsional do sistema. Este integral é dado por [22]:

$$y(t) = \int_0^{+\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad 3.15$$

Na expressão, $y(t)$ representa a saída do PA, $x(t)$, a entrada, e h a resposta do PA ao impulso. A variável t representa o tempo e τ está relacionado com o cálculo da convolução.

Através da série de Volterra, a representação anterior de sistema linear com memória é generalizada para um sistema não linear com memória (expressão $y(t)$ seguinte) [22]. Ao contrário das séries de Taylor que considera apenas a entrada no instante t , as séries de Volterra têm em consideração o integral da entrada em diferentes instâncias de tempo.

$$\begin{aligned}
y(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) \cdot x(t - \tau_1) d\tau_1 \\
&+ \int \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\
&+ \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \\
&\cdot x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Em resumo, as séries de Taylor podem ser usadas na aproximação de respostas de sistemas não lineares quando a saída depende diretamente da entrada no instante de tempo considerado. Por outro lado, as séries de Volterra têm a capacidade de inclusão de efeitos de memória aquando da modelação de sistemas com memória, considerando não apenas a dependência instantânea entre a entrada e a saída, mas também a dependência da saída na entrada em instantes de tempo passados. Estas representações comportamentais com recurso a séries de Volterra são feitas no domínio de tempo discreto.

No caso dos RFPA, os efeitos de memória desvanecem, uma vez que, com o passar do tempo, as amostras mais atrasadas vão ter menos implicações na presente saída. Com isto, é possível considerar um limite para a memória a ter em conta na modelação comportamental através das séries, usualmente denominado por duração ou profundidade de memória.

A inclusão de memória pelos modelos matemáticos em tempo discreto, pode ser feita com apenas um tipo atraso denominado de 1D - unidimensional, com dois tipos de atrasos diferentes denominado de 2D - bidimensional e assim sucessivamente. Os termos unidimensionais (1D) consideram as contribuições da entrada com um único instante de tempo $|\tilde{x}(n - m_1)|\tilde{x}(n - m_1)$ e os bidimensionais (2D) são do tipo $|\tilde{x}(n - m_1)|\tilde{x}(n - m_2)$ que consideram dois tempos distintos, independentemente da ordem polinomial da série. A variável n representa o instante de tempo da amostra atual.

A saída da série, para além de ser caracterizada pelos efeitos de memória, é constituída pela representação das funções polinomiais das contribuições da entrada, e estas funções polinomiais especificam a ordem da série de Volterra, ordem de truncagem polinomial. Assim, para a primeira ordem, a saída é proporcional à entrada, para a segunda ordem, a saída é apresentada como o produto de duas entradas e assim sucessivamente até à ordem infinita. Como é de se esperar, a representação infinita não existe na prática, razão pela qual existe o truncamento polinomial da série representado pela letra P que são as não linearidades a considerar.

Em [15] é apresentada a série de Volterra não completa, em tempo discreto e em banda base.

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \sum_{m_3=m_2}^M \cdots \sum_{m_{p+1}=m_p}^M \tilde{h}_{p+1,m_1,m_2,\dots,m_{p+1}} \tilde{x}(n-m_1) \prod_{j=1}^p |\tilde{x}(n-m_{j+1})| \quad 3.17$$

Os termos $\tilde{h}_{p+1,m_1,m_2,\dots,m_{p+1}}$ são os coeficientes complexos da série de Volterra e a variável n representa o instante de tempo da amostra atual. Apesar das séries de Volterra fazerem a representação não linear de sistemas através da relação não linear entre o conjunto de entradas e a saída respetiva, as mesmas são lineares nos seus parâmetros. Esta característica de linearidade nos parâmetros das séries de Volterra, possibilita a extração dos seus coeficientes $\tilde{h}_{p+1,m_1,m_2,\dots,m_{p+1}}$ por técnicas de identificação linear de sistemas como, por exemplo, o uso de algoritmos de mínimos quadrados (LS).

Finalmente, como estas representações apresentam truncamentos, tanto a nível de memória M a considerar como de ordem polinomial P , estes vão afetar a precisão da modelação, e para sistemas dinâmicos, quanto maior M e P , maior a precisão da representação comportamental. Apesar deste aumento, traduzir uma melhor aproximação do comportamento do sistema, a quantidade de parâmetros cresce exponencialmente, contrariando a necessidade de baixo custo computacional na modelação comportamental. A extração dos coeficientes da série através de algoritmos de mínimos quadrados pode também ser afetada pelo elevado número de coeficientes h , uma vez que, a matriz inversa a ser calculada pelo algoritmo pode tender a um mau condicionamento.

Para reverter esta situação da escalada dos parâmetros h , foram desenvolvidas novas variantes baseadas na serie de Volterra completa, que apesar de serem menos complexas, garantem uma boa aproximação comportamental.

Uma variante bastante simplificada das séries de Volterra é o polinómio sem memória representado a seguir.

$$\tilde{y}(n) = \tilde{x}(n) \sum_{k=1}^P h_k |\tilde{x}(n)|^{k-1} \quad 3.18$$

Nesta representação $\tilde{x}(n)$ e $\tilde{y}(n)$ são as representações da envolvente complexa da entrada e saída, respetivamente, P é a ordem polinomial considerada e h_k são os coeficientes do modelo. No entanto, esta variante tem uma desvantagem, uma vez que, não tem em consideração a memória, característica fundamental no comportamento dos RFPA na prática.

Outra variante que tem sido apresentada na literatura são os modelos unidimensionais com base em polinómios com memória (modelo MP). Nestes modelos são apenas consideradas as contribuições no mesmo instante temporal, ou seja, os termos da envolvente da entrada considerada na série apresentam o mesmo atraso temporal. A sua representação está se acordo com a relação seguinte:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=1}^{P_m} \sum_{m=0}^M h_{k,m} \tilde{x}(n-m) |\tilde{x}(n-m)|^{k-1} \quad 3.19$$

Na representação, $\tilde{x}(n)$ e $\tilde{y}(n)$ correspondem à envolvente complexa da entrada e saída respetivamente, P_m é a ordem polinomial considerada, $b_{k,m}$ são os coeficientes do modelo e M é a duração da memória. Com este modelo já é possível fazer a modelação comportamental de amplificadores de potência para radiofrequência, uma vez que, a memória já é considerada. Como se trata de um modelo unidimensional, quando comparado o comportamento com os modelos bidimensionais ou de maior ordem, para a mesma ordem polinomial e mesma duração de memória, o número de parâmetros gerados é significativamente menor. Esta característica unidimensional vai resultar numa diminuição de parâmetros e, consequentemente, numa menor exatidão na modelação.

Considerando um exemplo simples para determinação dos coeficientes da variante do polinómio com memória unidimensional anterior e com profundidade de memória $M = 1$ e ordem polinomial $P_m = 2$, cada amostra de saída, no instante n , é conseguida pela combinação das amostras de entrada de acordo com a seguinte expressão:

$$y(n) = h_{1,0}x(n-0) + h_{1,1}x(n-1) + h_{2,0}x(n-0)|x(n-0)| + h_{2,1}x(n-1)|x(n-1)| \quad 3.20$$

Esta expressão pode ser substituída por uma representação de produtos escalares entre vetores da seguinte forma:

$$y(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad x(n)|x(n)| \quad x(n-1)|x(n-1)|] \begin{bmatrix} h_{1,0} \\ h_{1,1} \\ h_{2,0} \\ h_{2,1} \end{bmatrix} \quad 3.21$$

Por fim, considerando apenas 5 amostras de entrada, y pode ser escrito de acordo com:

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ y(4) \\ y(5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(1) & x(1-1) & x(1)|x(1)| & x(1-1)|x(1-1)| \\ x(2) & x(2-1) & x(2)|x(2)| & x(2-1)|x(2-1)| \\ x(3) & x(3-1) & x(3)|x(3)| & x(3-1)|x(3-1)| \\ x(4) & x(4-1) & x(4)|x(4)| & x(4-1)|x(4-1)| \\ x(5) & x(5-1) & x(5)|x(5)| & x(5-1)|x(5-1)| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1,0} \\ h_{1,1} \\ h_{2,0} \\ h_{2,1} \end{bmatrix} \quad 3.22$$

E na sua forma matricial por ser linear nos parâmetros, da seguinte forma:

$$Y = \mathbf{X}H \quad 3.23$$

Em que \mathbf{X} é a matriz das contribuições das entradas, Y é o vetor das saídas e H é o vetor dos coeficientes do modelo.

Para problemas sobredimensionados recorre-se à forma matricial dos sistemas de equações para determinar o vetor dos coeficientes H através da regressão linear (método dos mínimos quadrados). Este extrai os coeficientes aproximando-os dos coeficientes ótimos, pela seguinte equação:

$$H = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H Y \quad 3.24$$

O vetor dos coeficientes H é assim determinado através da pseudo-inversa da matriz \mathbf{X} , $(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$. \mathbf{X} contém as contribuições das entradas do sistema multiplicada pelo vetor Y , que contém o valor das saídas. O operador $(.)^H$ representa o complexo conjugado da matriz transposta e é denominado por transposto Hermitiano. Assim, $\mathbf{X}^H = ((\mathbf{X})^*)^T$, e o operador $(.)^*$ representa o conjugado da matriz de valores complexos e $(.)^T$ representa a transposta [23].

Uma outra abordagem também apresentada na literatura consiste no uso do polinómio com memória bidimensional (polinómio com memória generalizado - GMP), uma variante das séries de Volterra que também apresenta um baixo custo computacional [24].

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \tilde{h}_{p,m_1,m_2} |\tilde{x}(n - m_1)|^p \tilde{x}(n - m_2) \quad 3.25$$

Nesta abordagem GMP modificado, é introduzido um truncamento adicional S , e variando este valor, são alterados o número de parâmetros da série. No seu funcionamento, são inclusas todas as contribuições unidimensionais e bidimensionais se o valor S for igual ao máximo $P-1$. Se S for menor que $P-1$, algumas das contribuições 1D e 2D são desprezadas e a complexidade computacional é diminuída de acordo com a diminuição deste valor. A equação desta variante está de acordo com:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{\substack{s=0 \\ se\ s+p < P}}^S \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \tilde{h}_{p,s,m_1,m_2} |\tilde{x}(n-m_1)|^p |\tilde{x}(n-m_2)|^s \tilde{x}(n-m_2) \quad 3.26$$

A variável M representa a dimensão da memória, o valor P representa o truncamento polinomial, S o valor de truncamento de ordem polinomial adicional e \tilde{h}_{p,s,m_1,m_2} os parâmetros da série. Reduzindo o valor do parâmetro S a 0, o modelo coincide com o modelo GMP.

4. Pré-distorção digital

4.1 Conceitos básicos

Para satisfazer as normas impostas pelas entidades de gestão do espectro radioelétrico relativamente ao nível da distorção causada nos sinais e com vista a aumentar a eficiência dos RFPAs faz-se uso de sistemas de pré-distorção digital para a linearização da resposta do sistema de RF.

De entre os métodos disponíveis para linearização de sistemas (tais como a alimentação para a frente, pré-distorção, pós-distorção), um dos métodos mais utilizados na linearização das respostas em sistemas RF é a utilização de sistemas de pré-distorção digital devido ao seu custo-benefício. Ao fazer-se uso de blocos DPD, como a sua principal característica é aplicar a função de transferência inversa do amplificador ao sinal, a resposta à saída do sistema é idealmente linear.

Com a introdução de sistemas DPD, o sinal que vai ser transmitido com uma determinada largura de banda passa por processos digitais de pré-distorção não linear inversa à distorção característica do PA. No fim deste processo, o sinal pré-distorcido apresenta maior largura de banda comparativamente ao sinal original. Este novo sinal é aplicado ao transmissor RF, e depois de passar por diversos componentes, é aplicado ao PA. Este distorce o sinal aquando da amplificação de acordo com a sua função de transferência não linear, e esta nova distorção, vai cancelar a distorção feita anteriormente pelo bloco DPD resultando numa resposta final linear, figura 14. O sinal resultante, afetado pelo ganho do PA, apresenta-se assim livre de distorções e com a mesma largura de banda do sinal original.

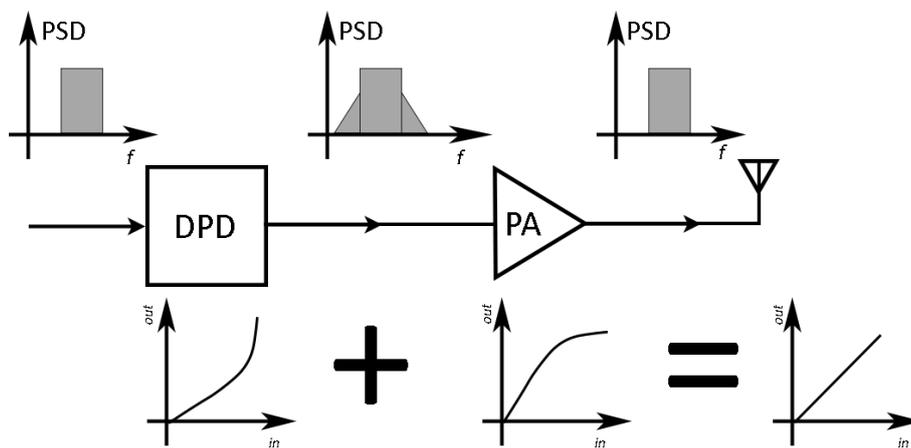


Figura 14 - Representação macroscópica de um sistema DPD e seu funcionamento [25] [26].

Em resumo, é visível pela figura o comportamento ideal do sinal ao longo da cadeia, e quando se junta as características não lineares do bloco DPD e do PA em cascata, o sinal de saída apresenta um comportamento linear, comportamento este desejável no dimensionamento e implementação de sistemas DPD.

Nos sistemas DPD, tanto os modelos comportamentais do DPD como do PA são versões discretas do seu comportamento contínuo, uma vez que, os sinais em tempo contínuo podem ser representados em tempo discreto através da amostragem. Para se poder aplicar os modelos comportamentais de uma forma correta é necessário ter em atenção o período de amostragem, dado que este tem de ter um valor constante e suficiente para albergar todo o conteúdo espectral distorcido da envolvente do sinal que é modulado.

Para o dimensionamento do bloco DPD é necessário a implementação de uma função de transferência inversa. Esta função inversa tem de ser explícita [27] em relação às amostras atuais e passadas e também ser estável. De um modo geral, a função inversa é obtida com a entrada e a saída do PA trocadas entre si, e para limitar o comportamento através de uma função explícita, é necessário que o mapeamento das amostras seja de um para um, ou seja, para cada valor da entrada, existe apenas um valor de saída [28].

A seguinte figura 15 apresenta as curvas teóricas do comportamento típico aproximado de um PA e da inversa associada não contemplando memória.

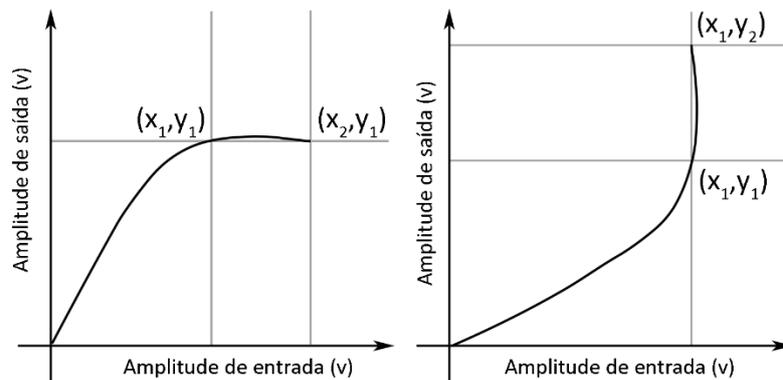


Figura 15 - Representação próxima do comportamento típico de um amplificador de potência sem memória e inversa associada. Resposta do PA no limite da saturação devido ao recuo do ganho no ponto máximo, não sendo assegurado neste caso, o mapeamento de um para um [29].

Na modelação comportamental de PA, o mapeamento entre a saída e a entrada é feito de um para um, independente da existência de saturação na resposta ou não. Esta relação de mapeamento de um para um é assegurada se, por exemplo, o limite de saturação não for ultrapassado levando à existência de valores na saída que podem ser atingidos através de dois valores de entrada. Nesta situação não é possível obter o comportamento do PA, pois o mapeamento é de um para dois. A correta extração dos coeficientes do modelo só é assegurada para respostas abaixo do limite de saturação. Na prática, a resposta do PA pode decrescer quando a saturação é muito elevada. Este não é o modo de operação normal e o componente encontra-se a funcionar no seu limite, acabando por queimar uma vez que se ultrapassa a potência máxima de excitação.

4.2 Implementação de sistemas de pré-distorção digital

De uma forma mais objetiva, o funcionamento de um sistema de pré-distorção digital pode ser representado por uma cadeia de blocos. O amplificador é representado por uma função que faz a manipulação de forma não linear da envolvente do sinal de entrada, ou seja, o amplificador é representado por um funcional G , que manipula o sinal complexo apresentado à sua entrada $x(n)$ originando à saída $y(n)$: $y(n) = G[x(n)]$. A necessidade da inserção de um bloco DPD em banda base prende-se pelo facto da necessidade de se ter à saída um sinal $y(n)$ igual ao sinal $x(n)$ a menos de um fator de ganho. O DPD tem, assim, de descrever uma função F para garantir a relação anterior. Como a saída do DPD $x(n) = F[u(n)]$ é igual à entrada do PA e a saída do PA é igual à entrada do DPD, a função implementada pelo bloco DPD tem de ser obrigatoriamente o inverso da função implementada pelo PA: $F = G^{-1}$.

Assim a relação entre as funções da cascata de um sistema de linearização digital é dada por: $y(n) = G\{F[u(n)]\} = G\{G^{-1}x(n)\} = u(n)$, figura 16.

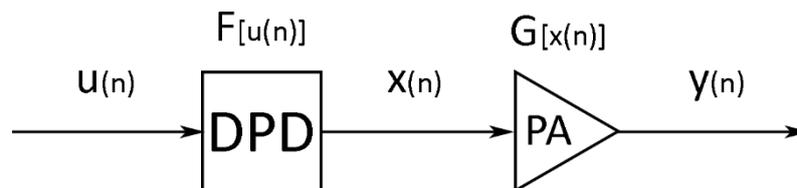


Figura 16 - Constituição da cadeia no processo de linearização com bloco DPD [29].

No desenvolvimento de uma bancada de linearização para PA, podem ser consideradas três categorias de plataformas DPD [30]:

- Software de simulação/plataformas DPD baseadas em máquina.
- Plataformas DPD baseadas em instrumentos de medição comercial.
- Plataformas DPD baseadas em placas de avaliação digital e analógicas.

No primeiro caso, os sistemas DPD são baseados em algoritmos desenvolvidos com suporte a modelos matemáticos e executados por máquinas com capacidade de processamento computacional como, por exemplo, computadores com Matlab e Simulink. Esta categoria de plataformas DPD é recomendada para estágios iniciais do desenvolvimento DPD.

Na segunda variante, os testes DPD são executados com o apoio de instrumentos de medida comerciais e o seu funcionamento está de acordo com as seguintes etapas: primeiramente são gerados os dados por um gerador de ondas arbitrárias que de seguida são convertidos para a frequência da portadora. O sinal é depois amplificado através de um PA e a sua saída é aplicada a um atenuador. Este sinal atenuado é aplicado um analisador de sinal vetorial (VSA) síncrono com o gerador, e este converte o sinal adquirido para banda base. Os algoritmos DPD podem ser gerados por modelos matemáticos no Matlab ou Simulink e processados por

uma máquina com poder computacional. Estes algoritmos têm como função a recepção dos dados provenientes do VSA para posterior controlo do gerador de ondas arbitrárias.

Por fim, em plataformas DPD baseadas em placas de avaliação digital e analógica, são usadas placas de circuitos eletrónicos que incorporam DAC e ADC de elevado desempenho e elevadas taxas de frequência de amostragem para avaliação do DPD. Estas placas são capazes de fazer boas representações dos sinais devido à sua gama dinâmica e reduzido ruído para posterior modelação dos DPD.

De acordo com a topologia do modelo comportamental a adotar para a projeção de sistemas DPD, os modelos devem ter a capacidade de:

- Considerar as não linearidades intrínsecas aos PA devido aos diversos fatores apresentados ao longo desta exposição.
- Considerar os efeitos de memória presentes nos amplificadores de potência.
- Fornecer as relações não lineares entre o sinal na entrada e saída do amplificador.
- Executar o menor número de cálculos possíveis com vista a um menor custo computacional.
- Fácil de implementar.

Os métodos de modelação comportamental mais comuns utilizados na projeção de sistemas DPD são a utilização de tabelas de pesquisa (LUT), redes neurais artificiais e o recurso a séries de Volterra. Todas as variantes apresentam coeficientes ajustáveis, e estes podem ser determinados através de arquiteturas de aprendizagem para a identificação comportamental em banda base. Estas arquiteturas de aprendizagem são necessárias devido ao problema de não se saber à partida a saída desejada do DPD para um determinado sistema ou por não se saber inicialmente a função de transferência inversa do PA. Os modelos comportamentais são assim adaptados por aprendizagem até conseguirem modelar um sistema não linear dentro de um determinado erro.

4.3 Abordagem comparativa entre sistemas DPD com arquiteturas de aprendizagem direta e indireta

A capacidade de linearização dos sistemas de linearização está diretamente relacionada com os coeficientes complexos estimados aquando da modelação comportamental do PA em estudo. De entre as técnicas apresentadas pela literatura, são largamente usados algoritmos matemáticos com capacidade de modelação comportamental não linear e que contemplam efeitos de memória. O processo de modelação comportamental pode ser realizado através de um conjunto de amostras de entrada e saída em tempo real (método online) ou com amostras previamente adquiridas (método offline) [31] [32].

Como nos processos de linearização, os coeficientes do modelo do PA em teste não são conhecidos à partida, torna-se necessário a implementação de arquiteturas de aprendizagem que fazem uso de algoritmos matemáticos como o método dos mínimos quadrados (LS), mínimos quadrados médios (LMS) ou mínimos quadrados recursivos (RLS) para uma melhor estimativa do modelo inverso do amplificador, necessário no processo de pré-distorção.

Neste processo de estimativa do modelo inverso do PA, são comumente apresentadas duas abordagens para determinar os coeficientes: arquiteturas de aprendizagem do tipo indireto (ILA – indirect learning architecture) [32], [33], [34], [35] e [36] e do tipo direto (DLA – direct learning architecture) [31], [37], [38], [39] e [40].

Na implementação de ambas as arquiteturas, é necessário ter em consideração o fator de ganho G . Este valor é calculado na primeira iteração e usado para dividir o sinal $y(n)$ à saída do PA a cada iteração. O valor de G é determinado através do ponto máximo de excitação da resposta do PA. Assim, através deste ganho, é garantido que a linearização é feita para o ponto máximo de excitação do PA e que os modelos gerados não vão alterar os sinais para além do máximo de potência de excitação que o PA consegue lidar. O sinal aplicado ao DPD é distorcido, e como é limitado pelo ganho máximo, o ganho aplicado pelo modelo DPD ao sinal não excede o máximo de potência considerado para o PA em teste, conservando a integridade do componente e evitando que o mesmo queime por ser ultrapassado o máximo de excitação à sua entrada.

Na arquitetura de aprendizagem indireta, são identificados os parâmetros de um modelo pós-distorsor (PoD) localizado à saída do PA. Esta identificação é feita através do processamento dos sinais presentes à entrada e saída do PA, e não é necessário à partida conhecer o modelo do amplificador. No entanto, para determinar a função inversa do modelo comportamental do PA, os sinais são trocados, a saída $y(n)$ do sistema dividida pelo ganho máximo do PA é aplicada à entrada do PoD, e a entrada $x(n)$ do PA é aplicada à saída do PoD. No caso de se utilizar séries de Volterra ou variantes desta para a modelação comportamental, tanto o modelo matemático do DPD como do PoD são baseados em polinómios truncados lineares nos seus coeficientes. Devido a esta linearidade, os coeficientes podem ser extraídos por algoritmos lineares como os mínimos quadrados, e quando extraídos, estes são copiados do PoD para o DPD devido à semelhança apresentada entre os modelos polinomiais dos dois blocos [41]. A aprendizagem consiste na atualização dos coeficientes do DPD através das estimativas feitas no PoD com o objetivo de diminuir o erro entre as saídas do DPD e do PoD. A arquitetura de aprendizagem indireta é feita em malha aberta uma vez que o bloco do DPD não é envolvido diretamente na estimativa dos coeficientes ao longo das iterações, como se pode pela figura 17.

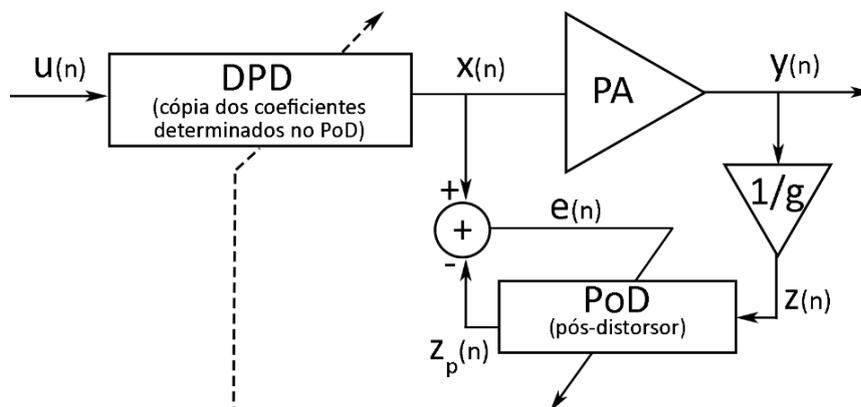


Figura 17 - Representação de um Sistema DPD por aprendizagem indireta.

Fonte: Modificada dos exemplos existentes na literatura.

O funcionamento do sistema DPD por aprendizagem indireta assenta num processo iterativo, em que os sinais vão tendo formas diferentes (largura espectral) conforme a duração do funcionamento do sistema. Na primeira iteração, o sinal que excita o PA não é previamente distorcido. Na sequência da amplificação do sinal feita pelo PA são geradas à sua saída distorções. São estes dois sinais, sinal inicial sem pré-distorção e sinal à saída do PA, que são utilizados na aquisição do modelo inverso do PA. Nas restantes iterações, ambos os sinais apresentam distorção. Em relação ao erro associado no processo de modelação, este é um sinal puro na medida que no seu cálculo, apresenta dois sinais com origem numa função linear nos parâmetros, $x(n)$ e $z_p(n)$.

Nas restantes iterações, como já se encontra o bloco DPD no sistema a implementar a inversa, o sinal a aplicar ao PA já apresenta pré-distorções e a sua largura de banda é da ordem de P vezes a largura de banda do sinal original, sendo o valor P , a ordem polinomial das não linearidades consideradas na modelação.

Como não se sabe à partida os coeficientes ótimos do modelo DPD, é necessário que o processo de extração seja repetido de um modo iterativo, levando a que o erro gerado entre a saída do PoD e do DPD seja cada vez menor.

Este processo de treino pode ser feito tanto de forma offline como online através de algoritmos matemáticos como os mínimos quadrados ou a variante adaptativa como mínimos quadrados médios ou mínimos quadrados recursivos.

A simplicidade da implementação da arquitetura indireta está na base do seu uso, no entanto apresenta duas desvantagens que é necessário considerar: os resultados determinados pelos algoritmos utilizados podem convergir para soluções não ideais devido à presença de ruído à saída do PA (originando coeficientes mal-condicionados) e o modelo DPD determinado por aprendizagem indireta tende a apresentar um desempenho pior quando o comportamento do PA se aproxima cada vez mais da zona de saturação. Uma forma de contornar o problema do ruído no desempenho do DPD é recorrer ao modelo teórico do PA em vez do PA real na obtenção da saída para identificação do modelo inverso, no entanto, o sucesso desta solução está limitada pelo desempenho do modelo utilizado, pois os mesmos não são representações muito aproximadas dos PA em teste. No que diz respeito à outra desvantagem (PA próximo da zona de saturação), pode-se escolher o modo em que o PA opera, no entanto, quanto mais afastado da zona de saturação menor é o seu rendimento [42].

As duas desvantagens acima mencionadas para o caso de aprendizagem indireta não se fazem sentir caso o sistema DPD fizer uso de arquiteturas de aprendizagem direta para o cálculo dos coeficientes do modelo inverso do PA. Neste caso, à semelhança do que foi observado para as arquiteturas de aprendizagem indireta, os dados podem ser processados pelo sistema a implementar de uma forma online ou offline.

Na arquitetura de aprendizagem direta, são identificados diretamente os parâmetros da função inversa do DPD com o objetivo de que a saída do PA seja uma replica, a menos do ganho, da entrada do DPD. Assenta nas mesmas diretrizes que a arquitetura anterior, na diminuição do erro quadrático entre os sinais de entrada do DPD e da saída do PA dividida pelo ganho máximo, não sendo também conhecida inicialmente a saída do DPD.

Como o PA apresenta um comportamento não linear, manipula a saída do DPD de uma forma não linear, e apesar do modelo DPD ser linear nos parâmetros o sinal de erro gerado entre a diferença do sinal de entrada e saída do sistema completo, resulta numa função não linear. Devido ao erro não resultar numa função linear, não é possível a sua otimização por algoritmos dos mínimos quadrados como na aprendizagem indireta, sendo necessário utilizar ferramentas como, por exemplo, algoritmos de Gauss-Newton ou Levenbeg-Marquardt.[43], [44]. No entanto, para a utilização destas ferramentas de otimização não linear, são necessárias estimativas iniciais que condicionam fortemente o devido funcionamento dos algoritmos, podendo ser necessário algoritmos adicionais para assegurar o correto funcionamento global destas ferramentas de otimização.

A estrutura apresentada pela figura 18, fica assim mais complexa e podem ocorrer problemas relativos à convergência, com a possibilidade de esta se tornar muito lenta.

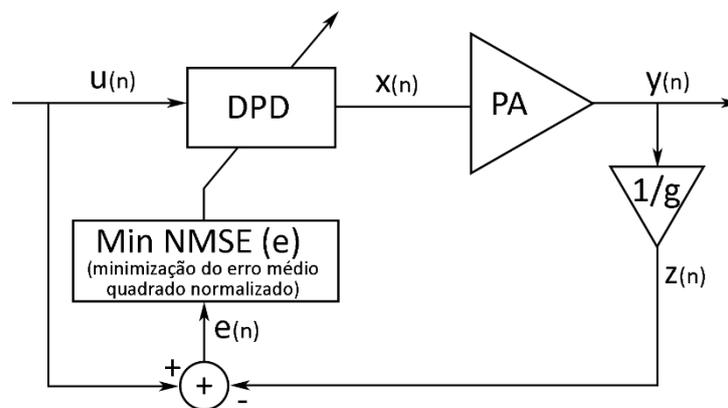


Figura 18 - Representação de um Sistema DPD por aprendizagem direta.

Fonte: Modificada dos exemplos existentes na literatura.

Comparativamente ao que acontece na arquitetura de aprendizagem indireta, na arquitetura de aprendizagem direta também são necessários processos iterativos para aproximar os coeficientes do modelo DPD dos coeficientes ótimos. A arquitetura de aprendizagem direta é feita em malha fechada, uma vez que, o bloco do DPD é envolvido na estimativa dos coeficientes ao longo das iterações.

A seguir é apresentado um quadro comparativo com as características globais entre as arquiteturas de aprendizagem direta e indireta.

Comparação entre as arquiteturas	
Método indireto	Método direto
Os parâmetros do DPD são calculados de forma indireta (erro definido entre a entrada do amplificador e saída do PoD).	Os parâmetros do DPD são calculados de forma direta (erro definido entre a entrada do DPD e saída do amplificador).
Sinal de erro é uma função linear nos parâmetros (subtração de sinais provenientes de funções lineares nos parâmetros – saída do DPD e saída do PoD, sinais com propriedades iguais).	Sinal de erro é uma função não linear nos parâmetros (sinal de erro com origem na subtração do sinal não linear proveniente do PA pelo sinal linear à entrada do DPD).
Menor complexidade (otimização por algoritmos lineares).	Maior complexidade (otimização por algoritmos não lineares) sendo possível a aproximação por métodos lineares.

Tabela III - Comparação entre as arquiteturas DPD indireta e direta.

Fonte: O autor.

4.4 Sistemas DPD com algoritmos LMS

Para dar resposta ao problema em estudo neste documento, sobre a linearização de PA para implementação em sistemas 5G, e observando os vários métodos apresentados, bem como, as desvantagens e vantagens associadas a cada um, a solução DPD por aprendizagem indireta recorrendo a MP apresentada em [32], [34], [45] e [46], verifica-se como uma solução simples, de baixo custo computacional e com promissores resultados. A figura 19 apresenta a parte estrutural da solução recorrendo à arquitetura de aprendizagem indireta com recurso a algoritmos LMS para fazer a atualização dos coeficientes do modelo DPD. De acordo com a figura 19, o bloco PoD determina a pós inversa do PA através do sinal $z_p(n)$ proveniente do PA. O bloco DPD é uma réplica do PoD sendo a sua entrada o sinal representado por $u(n)$ e a sua saída o sinal pré distorcido representado por $x(n)$.

A saída $x(n)$ do bloco DPD é o resultado das combinações das contribuições do sinal de entrada $u(n)$ atrasadas e m amostras.

$$x(n) = \sum_{k=1}^{P_m} \sum_{m=0}^M b_{k,m} u(n-m) |u(n-m)|^{k-1} \quad 4.1$$

E a saída $z_p(n)$ do bloco PoD é o resultado das contribuições do sinal à saída $y(n)$ do PA a menos do ganho máximo G originando o sinal $z(n)$. Assim:

$$z(n) = \frac{y(n)}{G_{max}} \quad 4.2$$

$$z_p(n) = \sum_{k=1}^{P_m} \sum_{m=0}^M b_{k,m} z(n-m) |z(n-m)|^{k-1} \quad 4.3$$

Em ambos os casos, as representações comportamentais apresentam os mesmos coeficientes, uma vez que ambos os blocos apresentam o modelo inverso do PA.

Na representação matricial, $z_p(n)$ está de acordo com a expressão seguinte.

$$z_p(n) = \mathbf{Z}(n)^H \mathbf{B}(n) = \mathbf{B}(n)^H \mathbf{Z}(n) \quad 4.4$$

Em que \mathbf{Z} é a matriz com as contribuições das entradas z , e $\mathbf{Z}(n)$, é o vetor relativo à amostra n da matriz \mathbf{Z} . A matriz \mathbf{Z} e o vetor $\mathbf{Z}(n)$ apresentam a seguinte forma:

$$\mathbf{Z}(n) = \sum_{k=1}^{P_m} \sum_{m=0}^M z(n-m) |z(n-m)|^{k-1} \quad 4.5$$

$$\mathbf{Z}(n) = [z_{10}(n), \dots, z_{P_m 0}(n), \dots, z_{1M}(n), \dots, z_{P_m M}(n)]^T \quad 4.6$$

E o vetor dos coeficientes apresenta a seguinte forma:

$$\mathbf{B}(n) = [b_{10}, \dots, b_{P_m 0}, \dots, b_{1M}, \dots, b_{P_m M}]^T \quad 4.7$$

Por fim, observa-se o aparecimento de um sinal de erro, e este, está relacionado com a diferença entre o sinal à saída do DPD e o sinal à saída do bloco PoD, de acordo com a seguinte expressão:

$$e(n) = x(n) - z_p(n) = x(n) - \mathbf{B}(n)^H \mathbf{Z}(n) = x(n) - \mathbf{Z}(n)^H \mathbf{B}(n) \quad 4.8$$

Uma vez que não se sabe à partida os coeficientes ótimos do modelo do PA, é necessário repetir o processo de extração dos coeficientes. Assim, durante todo o processo iterativo, faz-se uso de algoritmos LMS com o objetivo de minimizar o erro quadrático médio $E|e(n)|^2$ entre a saída do bloco PoD e a entrada do PA (saída do DPD) para identificar os coeficientes B .

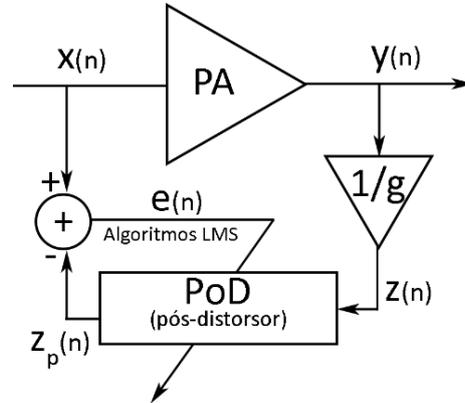


Figura 19 - Parte estrutural da solução escolhida para a extração dos coeficientes recorrendo à arquitetura de aprendizagem indireta com recurso a algoritmos LMS.

Fonte: Modificada dos exemplos existentes na literatura.

Como descrito em [45] e [47], na base do funcionamento do algoritmo LMS está a minimização do erro médio quadrático (MSE) através da aproximação dos coeficientes ideais B obtidos através da equação Wiener-Hopf com pesos $R^{-1}P$.

$$\hat{B} = (\mathbf{Z}^H \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H X = \mathbf{R}_{ZZ}^{-1} \mathbf{P}_{ZX} \quad 4.9$$

A matriz \mathbf{R} representa a autocorreção dos sinais de entrada $z(n)$ do bloco PoD e a matriz \mathbf{P} representa a correlação cruzada entre o sinal de entrada $z(n)$ do PoD e o sinal desejado $x(n)$ e aplicado ao PA.

Este processo é feito através da atualização sucessivas dos coeficientes B extraídos a cada iteração de forma que estes converjam para os coeficientes ideais. São utilizados algoritmos de gradiente do erro médio quadrático (gradiente MSE). Este gradiente, se positivo implica que o erro continua a subir e é necessário diminuir os pesos do filtro, por outro lado, se o inverso acontecer e o gradiente for negativo, a implicação dos pesos na atualização dos coeficientes é aumentada.

Assim, é possível determinar os novos coeficientes através da atualização dos coeficientes na iteração anterior por meio da minimização do erro quadrático. O parâmetro i de \hat{B} é relativo à iteração e n do ε é relativo ao tempo em amostras. A expressão de atualização dos coeficientes apresenta-se a seguir.

$$\hat{B}(i) = \hat{B}(i-1) - \mu \nabla \varepsilon(n) \quad 4.10$$

Na expressão de atualização dos coeficientes, ε representa o erro médio quadrático, μ representa o coeficiente de convergência e ∇ é o operador de gradiente. O sinal negativo na expressão contraria a tendência do gradiente calculado (declive do erro), ou seja, caso o gradiente seja negativo, é necessário aumentar as contribuições dos pesos do filtro na estimativa dos coeficientes, e se o gradiente for positivo, a sua contribuição é inversa (subtraída). Desta forma, são determinados os coeficientes do filtro que melhor minimizam o erro. Em resumo, o método LMS aproxima os coeficientes B do filtro PoD dos valores ideais, tendo em conta a relação do erro quadrático com os coeficientes B do PoD. Esta aproximação é feita tendo como meta a minimização do erro médio quadrático de acordo com a seguinte função de custo.

$$\begin{aligned} C(n) &= E\left\{\left(x(n) - z_p(n)\right)\left(x(n) - z_p(n)\right)^*\right\} = E\{e(n)e^*(n)\} \\ &= E\{|e(n)|^2\} \end{aligned} \quad 4.11$$

A função de custo $C(n)$ é constituída pela expectância $E\{\cdot\}$ do erro quadrático na amostra n e é minimizado pelo algoritmo LMS.

Aplicando o gradiente através de derivadas parciais aos pesos da equação de atualização dos coeficientes anterior temos:

$$\begin{aligned} \nabla_{\hat{b}} C(n) &= \nabla_{\hat{b}} E\{|e(n)|^2\} \\ &= \left[\frac{\partial E\{|e(n)|^2\}}{\partial \hat{b}_{10}(n)} \quad \cdots \quad \frac{\partial E\{|e(n)|^2\}}{\partial \hat{b}_{p_{m0}}(n)} \quad \cdots \quad \frac{\partial E\{|e(n)|^2\}}{\partial \hat{b}_{p_{mM}}(n)} \right] \end{aligned} \quad 4.12$$

$$\nabla_{\hat{b}} C(n) = \nabla_{\hat{b}} E\{e(n)e^*(n)\} = 2E\{\nabla_{\hat{b}}(e(n))e^*(n)\} \quad 4.13$$

$$\nabla_{\hat{b}} e(n) = \nabla_{\hat{b}}(x(n) - B(n)^H Z(n)) = -Z(n) \quad 4.14$$

$$\nabla C(n) = -2E\{Z(n)e^*(n)\} \quad 4.15$$

Devido à impossibilidade de calculo exato da função de expectância $E\{Z(n)e^*(n)\}$, para a maioria dos sistemas este valor tem que ser aproximado. Tomando N como o número de amostras utilizadas para determinar os valores espectados, esta estimativa é feita de acordo com a seguinte expressão:

$$\hat{E}\{Z(n)e^*(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Z(n-i) e^*(n-i) \quad 4.16$$

$$\hat{E}\{Z(n)e^*(n)\} = Z(n)e^*(n) \text{ para o caso mais simples onde } N = 1 \quad 4.17$$

Assim, retomando novamente a expressão de atualização dos coeficientes (4.10) e a expressão (4.15) temos a seguinte igualdade:

$$\begin{aligned}\hat{B}(ni) &= \hat{B}(i-1) - \frac{1}{2}\mu\nabla C(n) = \hat{B}(i-1) - \frac{1}{2}\mu\left(-2\frac{\partial|e(n)|^2}{\partial\hat{B}(n)}\right) \\ &= \hat{B}(i-1) - \frac{1}{2}\mu(-2E\{\mathbf{Z}(n)e^*(n)\})\end{aligned}\quad 4.18$$

$$\therefore \hat{B}(i) = \hat{B}(i-1) + \mu\mathbf{Z}(n)e^*(n) \quad 4.19$$

A equação final de atualização dos coeficientes DPD (4.19) apresenta o vetor $\hat{B}(i)$ que contém os coeficientes relativos à iteração atual com n amostras usadas no processo de treino, $\hat{B}(i-1)$ que contém os coeficientes estimados na iteração anterior, a variável μ denominada por tamanho do passo (step size) que controla a velocidade e o erro estacionário da convergência do algoritmo, $e(n)$ que representa o vetor de erro e $\mathbf{Z}(n)$ que compreende as contribuições da entrada do PoD. De um modo geral, para pequenos erros, são utilizados pequenos valores de μ , causando uma diminuição na velocidade de convergência do algoritmo. Quanto maior for o valor da variável, mais rápida será a convergência, no entanto, o erro estacionário será afetado [48]. A solução para a escolha do parâmetro μ é apresentada na íntegra por [47].

A escolha do valor adequado para o parâmetro μ é de extrema importância, uma vez que, pode ser a diferença entre o algoritmo alcançar a convergência ou não. Caso os pesos tenham baixo impacto com valores pequenos para a equação da atualização dos coeficientes, a estimativa é feita em volta dos coeficientes ideais. No entanto, se as contribuições forem elevadas, a convergência na média pode ser errada. Como o algoritmo LMS não utiliza os valores exatos dos valores esperados $E\{\mathbf{Z}(n)e^*(n)\}$, as importâncias determinadas para os coeficientes não apresentam um valor ideal em termos absolutos, mas a sua convergência para coeficientes ideais é possível na média.

Um valor de μ elevado leva que a estimativa dos coeficientes esteja diretamente relacionada com o gradiente. Os pesos das contribuições apresentam-se fortemente ligados ao valor do gradiente, e estes a serem de elevado valor podem levar a mudanças de sinal do gradiente. Assim, um gradiente que anteriormente poderia ter um sinal positivo pode apresentar agora um sinal negativo levando a que a estimativa dos coeficientes oscile continuamente entre os valores ideais. Caso o valor μ seja muito baixo, o tempo que tende a levar para convergir nos coeficientes ideais pode ser muito elevado.

A equação de atualização dos coeficientes expressa acima, pode ser reescrita da seguinte forma em que é incorporada a expansão do erro (4.8).

$$\hat{B}(i) = \hat{B}(i-1) + \mu\mathbf{Z}(n)[x(n) - \hat{B}(i)^H\mathbf{Z}(n)] \quad 4.20$$

Depois de se manipular a equação anterior, é determinada a equação de atualização dos coeficientes com uma nova forma:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{B}}(i) &= [1 - \mu \mathbf{Z}(n) \mathbf{Z}(n)^H] \hat{\mathbf{B}}(i-1) + \mu \mathbf{Z}(n) x(n) \\ &= \mathbf{Y}(n) \hat{\mathbf{B}}(i-1) + \mathbf{W}(n) x(n)\end{aligned}\quad 4.21$$

Em que:

$$\mathbf{Y}(n) = 1 - \mu \mathbf{Z}(n) \mathbf{Z}(n)^H \quad 4.22$$

$$\mathbf{W}(n) = \mu \mathbf{Z}(n) \quad 4.23$$

Continuando com a solução apresentada no artigo [47], e recorrendo à teoria de controlo, para que o sistema discreto seja estável é necessário que todos os valores próprios (valores da diagonal) da matriz de estados (4.22) estejam compreendidos dentro do círculo unitário. A condição suficiente de convergência para o filtro adaptativo LMS pode ser representada por:

$$\begin{aligned}tr(|\mathbf{Y}|) = \sum_{i=0}^N |a_{jj}| \leq N &\Leftrightarrow tr(|1 - \mu \mathbf{Z}(n) \mathbf{Z}(n)^H|) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} |1 - \mu Z^2(n-j)| \leq N\end{aligned}\quad 4.24$$

Em que a_{jj} é o elemento j na diagonal da matriz de estados \mathbf{Y} e N é o número de estados ou o tamanho da matriz \mathbf{Y} . A condição anterior recorre à álgebra linear e representa exatamente o inverso de um sistema discreto estável, em que o traço $tr(\cdot)$ da matriz \mathbf{Y} é maior que o seu tamanho, ou seja, que existe pelo menos um valor próprio da matriz que é superior a 1.

Depois de algumas considerações apresentadas no artigo, chega-se à condição de convergência que está de acordo com a seguinte expressão:

$$0 \leq j \leq N-1 \quad \forall \quad -1 \leq 1 - \mu Z^2(n-j) \leq 1 \quad 4.25$$

Através desta última expressão deduz-se a condição final de convergência que está de acordo com:

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{max}} \quad 4.26$$

Através desta condição, é possível obter o valor do parâmetro μ para atualização do algoritmo LMS, sendo λ_{max} o resultado da máxima autocorreção da matriz do sinal $z(n)$ de entrada do bloco PoD, ou seja, $\lambda_{max} = z^2(n - i)$.

Se a condição expressa não for cumprida o algoritmo torna-se instável e $\tilde{B}(n)$ diverge para valores não ideais.

Como conclusão, as etapas a serem consideradas pelo algoritmo para implementar um sistema DPD com arquitetura de aprendizagem indireta e algoritmos LMS são as seguintes.

Para $n=1$ a $N-1$ (N é o número de amostras utilizadas para o processo de aprendizagem)

- Determinação do vetor $x(n)$ através do modelo implementado no bloco DPD.
- Aplicar o sinal $x(n)$ ao PA e guardar a sua saída $y(n)$.
- Calcular o vetor normalizado - $z(n)$ em relação ao ganho máximo do sinal de saída do PA - $y(n)$.
- Calcular a saída do bloco PoD.
- Determinar o sinal de erro entre a saída PoD e a saída DPD
- Fazer a atualização dos coeficientes.

Com vista a uma primeira abordagem e transição para ambiente prático, é escolhida uma variante mais simplificada da arquitetura de aprendizagem indireta. Esta variante apresenta uma complexidade menor devido à introdução de uma modificação no processo de extração dos coeficientes em vez da utilização de métodos iterativos como LMS ou RLS, figura 20.

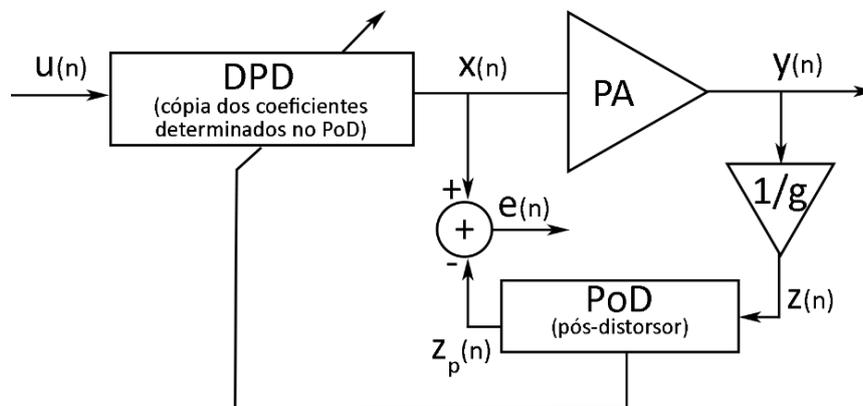


Figura 20 - Representação de um Sistema DPD com aprendizagem indireta modificada.

Fonte: Modificada dos exemplos existentes na literatura.

Nesta primeira abordagem, o modo de funcionamento do DPD por aprendizagem indireta está bastante simplificado, a função de custo para a otimização da função de erro é utilizada diretamente no método dos mínimos quadrados em vez de se recorrer a um processo iterativo, LMS ou RLS, para atingir essa solução. Ao longo das iterações, são extraídas diretamente por LS os coeficientes do modelo PoD, e estes são copiados para o bloco DPD. Não existe uma dependência da estimativa dos coeficientes com a função de erro gerada entre a saída do DPD e a saída do PoD. Com esta modificação verifica-se um aumento da simplicidade na programação da rotina Matlab, e ao longo das iterações, o erro associado entre a diferença dos sinais de saída do DPD e do PoD tende a diminuir, dependendo esta diminuição apenas da qualidade dos modelos utilizados na estimação do comportamento do PA (ordem polinomial e profundidade de memória considerada, assim como o produto das diferentes contribuições ser unidimensional ou pluridimensional). Depois desta primeira abordagem, transita-se para a extração dos coeficientes do modelo PoD por LMS.

5. Implementação laboratorial e resultados

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos por simulação (recorrendo à ferramenta Matlab) da capacidade de modelação comportamental de um PA através da variante com menor custo computacional das séries de Volterra – modelo MP. Seguidamente, são apresentados os resultados relativos à capacidade de linearização dos sistemas DPD.

De modo a validar os modelos comportamentais, é comum utilizar-se a métrica do erro quadrático médio normalizado (NMSE) que avalia o comportamento do modelo considerado, uma vez que, fornece uma medida dos desvios que um modelo comportamental apresenta relativamente ao comportamento real do amplificador. O valor NMSE é determinado pela seguinte expressão.

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^N |\tilde{y}_{medido}(n) - \tilde{y}_{estimado}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |\tilde{y}_{medido}(n)|^2} \quad 5.1$$

Para avaliar a capacidade de linearização do sistema implementado, para além de se recorrer à métrica NMSE para validação dos modelos matemáticos usados na modelação também se teve em conta os valores de potência medidas nos canais adjacentes em relação à potência medida no canal de interesse.

O rácio de potência do canal adjacente (ACPR) permite caracterizar as distorções de intermodulação, através da densidade espectral de potência dos canais adjacentes devido às distorções provocadas pelas não linearidades do sistema, comparativamente ao sinal na banda passante. O ACPR é assim conseguido pela relação entre a potência integrada numa determinada largura de banda centrada na frequência da portadora e a potência integrada no canal adjacente considerando igualmente uma largura espectral igual à do sinal passante, como é sugerido a seguir.

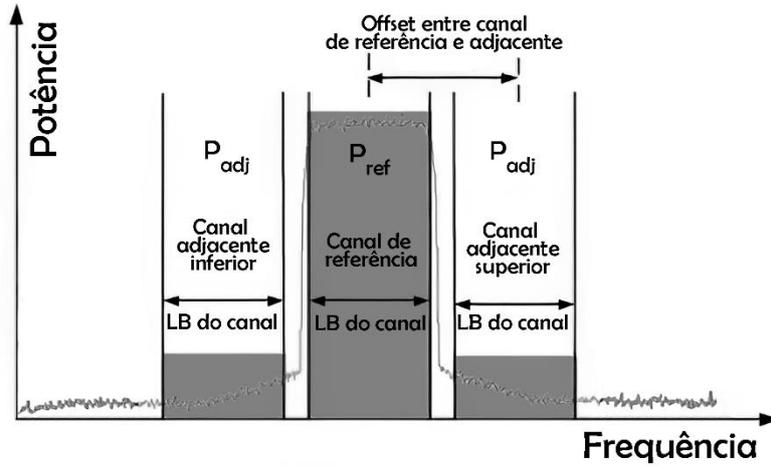


Figura 21 - Representação gráfica na frequência do ACPR [49].

$$ACPR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{adj}}{P_{ref}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{adj} |Y_{sinal}|^2 df}{\int_{ref} |Y_{sinal}|^2 df} \right) \quad 5.2$$

Na expressão do ACPR, Y_{sinal} é a representação da densidade espectral de potência (PSD) do sinal a analisar.

5.1 Testes por simulação em Matlab

Para testar a modelação comportamental recorrendo ao modelo MP, começou-se por recorrer a dados fornecidos por modelos de amplificadores de potência teóricos descritos em rotinas Matlab. O primeiro trata-se de um modelo estático, em que a sua saída não está dependente das componentes de memória, já o segundo modelo apresenta dependência da memória no seu comportamento (dinâmico).

O modelo do PA estático apresenta um ganho em pequeno sinal de 15 dB e um valor de potência no ponto de compressão de 1 dB de 45 dBm. Na implementação do modelo do PA em Matlab recorreu-se à seguinte expressão (5.3), com comandos Matlab:

$$gain = 15 (dB); P1dB = 45 (dBm)$$

$$a = \cosh^{-1} \sqrt{\frac{1}{10} \frac{-1}{20}}; b = gain - 1; c = P1dB - b$$

$$PA = 10^{\frac{gain}{20}} \cdot \operatorname{sech} \left(\frac{|x|}{dbm2v(c)} \cdot a \right)^2 \cdot e^{\left(\frac{j \cdot \tanh \left(\frac{|x|}{dbm2v(c)} \cdot a \right)}{\tanh(a)} \cdot deg2rad(5) \right)} \cdot x \quad 5.3$$

Em que $dbm2v$ representa a conversão de potência para tensão, com impedância característica de 50Ω , $deg2rad$ é a função Matlab para a conversão de grau para radiano e x é o sinal de entrada aplicado ao PA.

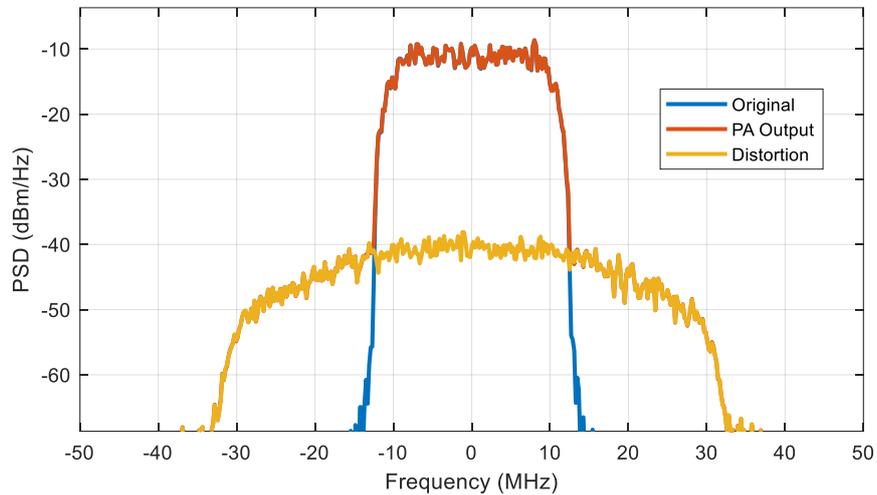


Figura 22 - Espectro da resposta do modelo do PA estático fornecido.

A figura anterior apresenta o comportamento na frequência do modelo PA estático através da densidade espectral de potência dos sinais. Devido à normalização do sinal de saída face ao sinal de entrada, ambos apresentam as mesmas potências na região central (banda passante), sendo a saída uma réplica da entrada nesta gama de frequências. No entanto, o sinal de saída também se encontra afetado pelas não linearidades do amplificador, que causa alargamento espectral fora da banda podendo interferir com outros canais alocados nas frequências adjacentes. Neste exemplo, foi utilizado um sinal de apenas um tom, com modulação QAM, largura de banda na ordem dos 30MHz (-15 a 15MHz) e as distorções causadas pelo amplificador originam o alargamento espectral na ordem dos 70MHz (-35 a 35MHz).

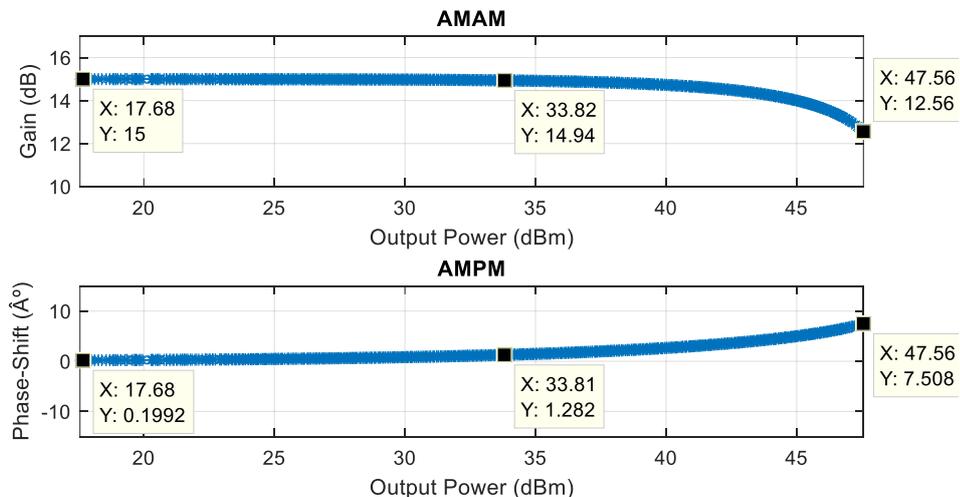


Figura 23 - Respostas AM-AM e AM-PM do modelo do PA estático fornecido.

O comportamento anterior do amplificador na frequência é completado pelas respostas AM-AM e AM-PM apresentadas acima. Aqui é visível que o ganho máximo deste amplificador está nos 15 dB, no entanto, este ganho não se mantém constante havendo compressão do mesmo com o aumento da potência do sinal à saída. Esta compressão é típica do comportamento não linear do amplificador de potência, causando distorções na resposta levando ao alargamento espectral do sinal original. É visível também a alteração da fase com o aumento da potência. Esta alteração é outra consequência das não linearidades do amplificador como referido na secção referente às não linearidades dos PA em RF.

Com o intuito de testar a modelação comportamental para a sua implementação em sistemas DPD, recorreu-se ao modelo MP representado pela expressão (3.18), uma das variantes das séries de Volterra com baixo custo computacional e com boa capacidade de modelação comportamental. Para tal, testou-se inicialmente a modelação para o modelo estático do PA. O modelo do polinómio com memória utilizado foi o já apresentado, com a variante unidimensional

Tendo em conta a série anterior, para vários arranjos de variáveis no truncamento polinomial e na memória foram avaliadas a qualidade da modelação através do parâmetro NMSE. Acrescida à resposta do PA descrito pela rotina Matlab, foi também adicionado ruído de uma forma aleatória ao sinal de saída para aproximar o mais possível o comportamento da realidade.

É visível através dos valores NMSE (figura 24), que o comportamento vai sendo degradado genericamente conforme o aumento do grau do polinómio concluindo que o comportamento modelado se afasta do comportamento real. No entanto, graus muito baixos também apresentam respostas não ideais. Em ambas as situações, os valores NMSE observados apresentaram os valores mais elevados. Os valores NMSE apresentam melhorias para os graus do polinómio compreendidos entre 3 e 9 os valores. Nesta situação, a modelação comportamental aproxima-se do modelo do PA exibindo melhores resultados.

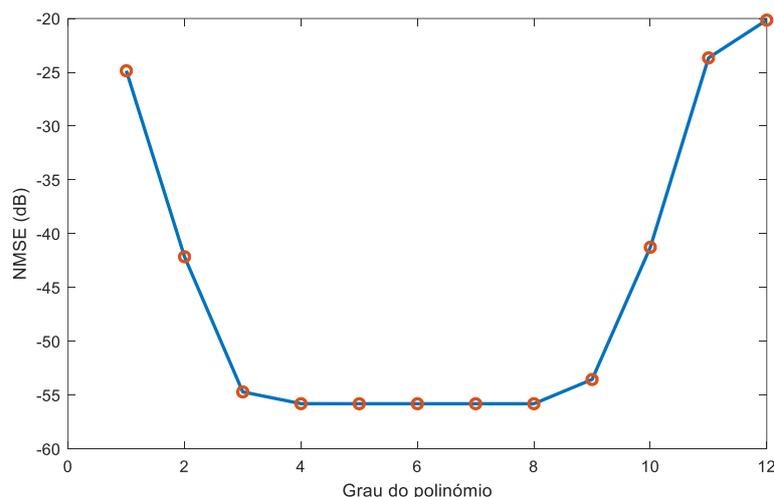


Figura 24 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial para a dimensão de memória 0 para o modelo do amplificador estático.

O mínimo conseguido para o NMSE ronda os -55 dB, valor bastante baixo que comprova que a estimativa feita da modelação para os graus compreendidos entre os valores 3 e 9, está bastante próxima do comportamento PA modelado pela rotina. O valor de NMSE, como relaciona o sinal original de saída do PA e o estimado pelos modelos matemáticos, é condicionado pela potência do ruído, ou seja, quanto maior for a potência do ruído associada ao sinal amplificado à saída do PA, pior vai ser a estimativa de modelação comportamental levando à subida do valor de NMSE, situação indesejável.

O comportamento de subida do NMSE pode ser observado a seguir. Com o aumento da potência do ruído, a potência do erro entre o sinal de saída do PA e o de modelação vai também aumentar.

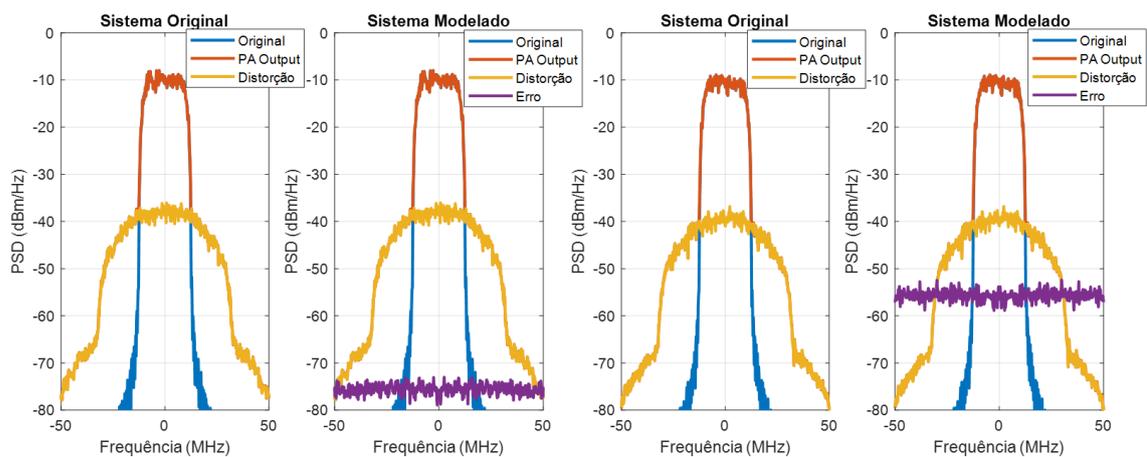


Figura 25 - Espectros da resposta original e modelada de acordo com a variação da potência do ruído para o PA estático, à esquerda com potência de ruído baixa e à direita com potência de ruído elevada.

Ambas as respostas estão para uma modelação recorrendo ao MP de grau 6 e memória 0, no entanto a potência do ruído é alterada entre as duas situações. A primeira situação é referente à potência de ruído dos resultados anteriores e a segunda situação, com elevada potência de ruído adicionada à saída do PA, gerando um PSD do erro superior visível a roxo. As implicações do aumento do ruído estão expressas a seguir:

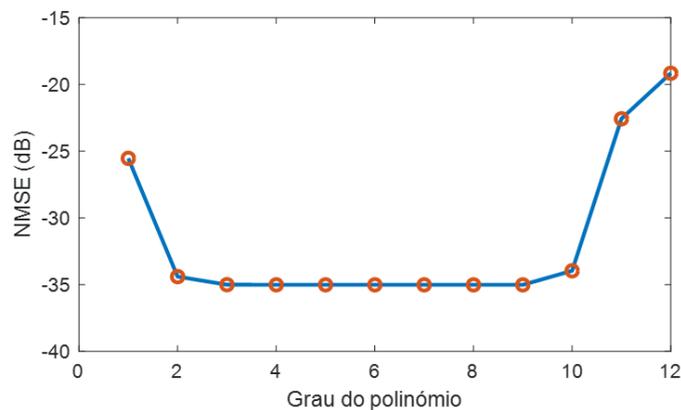


Figura 26 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial para a dimensão de memória 0 e elevada potência do ruído (modelo estático do amplificador).

Como foi referido, é visível agora que devido ao aumento da potência do ruído associado ao processo de amplificação, a qualidade das modelações com memória fixa 0 e grau a variar do valor 1 ao 12, foi afetada de um modo negativo, levando ao aumento significativo dos valores de NMSE.

Seguidamente foi testado a modelação comportamental considerando profundidade de memória variável e grau polinomial fixo igual a 6.

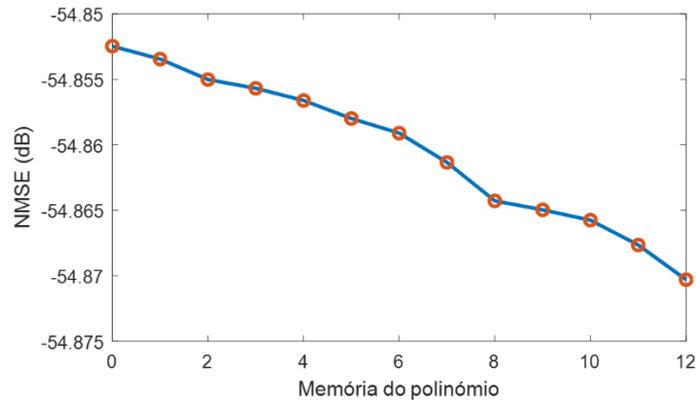


Figura 27 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação da memória de 0 a 12 e grau fixo de valor 6 para o modelo estático do PA.

Como, nesta situação, o modelo comportamental do PA utilizado para testar a modelação comportamental é estático, o mesmo não é afetado pela componente de memória. É visível assim que, para o grau polinomial 6, fazendo variar a profundidade de memória dos 0 aos 12, não origina variações significativas nos valores de NMSE, concluindo, como seria de se esperar, que a memória utilizada na modelação comportamental de sistemas estáticos não traz qualquer vantagem.

Depois de validados os resultados para o modelo estático, foi de seguida, testada a modelação comportamental num modelo dinâmico fornecido. Este apresenta a sua saída dependente das componentes de memória, comportamento este, mais próximo do comportamento real de um PA. O modelo do PA dinâmico fornecido apresenta um ganho em pequeno sinal de 19 dB e um valor de potência no ponto de compressão de 1 dB de 10 dBm. Nesta situação, como o PA dinâmico é mais complexo que o estático, o mesmo foi descrito pela rotina Matlab através de tabelas de busca unidimensionais com interpolação linear – LUT.

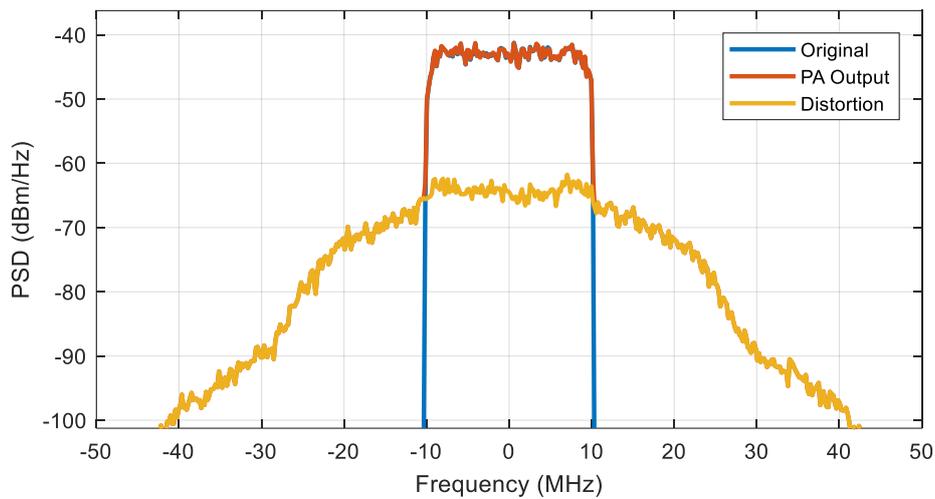


Figura 28 - Espectro da resposta do modelo do PA dinâmico fornecido.

A imagem anterior apresenta o comportamento na frequência do amplificador dinâmico através das densidades espectrais de potência dos sinais que excitam o modelo dinâmico do PA desenvolvido numa rotina Matlab. À semelhança do que aconteceu no exemplo anterior, o sinal de saída apresenta-se afetado pelas não linearidades do amplificador, que causa alargamento espectral fora da banda podendo afetar os canais alocados nas frequências adjacentes. Neste exemplo, o sinal apresenta apenas um tom, modulação QAM, uma largura de banda na ordem dos 20MHz (-10 a 10MHz), e as distorções causadas pelo amplificador, originam o alargamento espectral na ordem dos 80MHz (-40 a 40MHz).

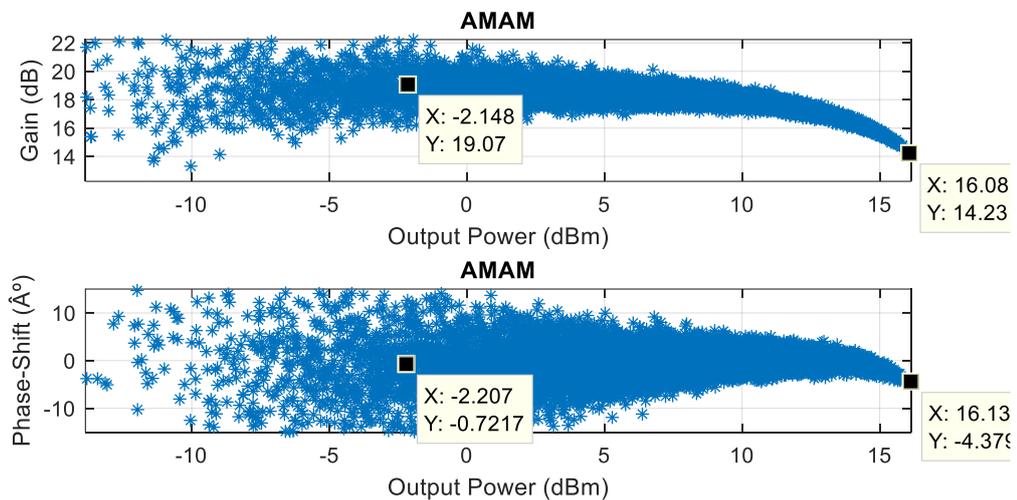


Figura 29 - Respostas AM-AM e AM-PM do modelo de PA dinâmico fornecido.

As modelações não lineares AM-AM e AM-PM do PA dinâmico estão apresentadas acima. Estes comportamentos não são tão bem delimitados como o do modelo estático por haver dependência de diferentes contribuições da entrada, na saída do PA. Apresenta um ganho médio de 18 dB, no entanto devido às não

linearidades, este ganho não se mantém constante havendo compressão do mesmo com o aumento da potência do sinal à saída. É visível também a alteração da fase com o aumento da potência.

Para a modelação comportamental foi também usado o modelo MP como no caso anterior.

À medida do que foi feito para a situação anterior, na validação da qualidade modelação para o PA dinâmico, foram também realizadas várias simulações conjugando diferentes valores no truncamento polinomial e na memória verificando-se os valores de NMSE para cada caso. Ao sinal de saída do modelo dinâmico do PA da rotina Matlab, foi acrescentado ruído de uma forma aleatória para aproximar o comportamento do PA o mais possível do comportamento de um PA real. Tanto neste exemplo como no anterior, o ruído adicionado estava de acordo com 0.001 da potência de pico do sinal à saída do PA

Os seguintes resultados são alusivos a testes com variação do grau polinomial com memória fixa e variação da memória com grau fixo respetivamente.

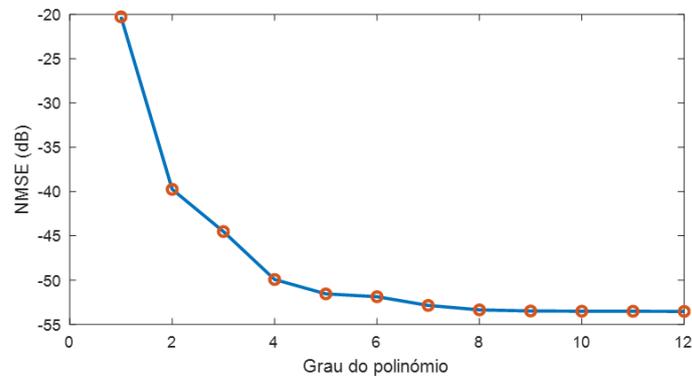


Figura 30 - Variação dos valores NMSE de acordo com a variação do grau polinomial de 1 a 12 e memória fixa igual a 3 para o modelo comportamental do amplificador dinâmico.

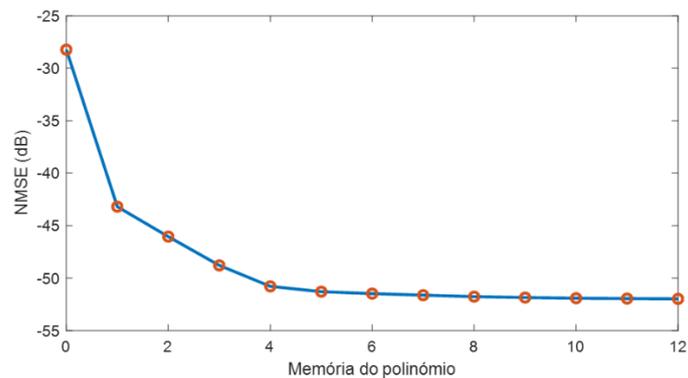


Figura 31 - Variação dos valores NMSE de acordo com variação da memória de 0 a 12 e grau polinomial fixo igual a 9 para o modelo comportamental do PA dinâmico.

Nesta situação, como o comportamento do PA é dinâmico, tanto o grau do polinómio como a profundidade da memória têm implicações na aquisição da modelação do sistema, figuras 30 e 31. Aqui, os valores de NMSE apresentam variações decrescentes com o aumento tanto da memória como do grau considerados, até ser atingido o limite imposto pelo erro associado à diferença entre o sinal de saída do modelo do amplificador e do sinal modelado. Este erro entre os dois sinais de saída é dependente da potência do ruído que é considerada durante o processo de amplificação na teórica, ou numa situação real, do ruído intrínseco ao PA durante o processo de amplificação.

5.2 Sistema DPD com recurso a LS

Depois de se averiguar o correto funcionamento na modelação comportamental dos modelos PA estáticos e dinâmicos descritos em rotinas Matlab, validou-se esta etapa para se prosseguir com a inclusão das modelações na aquisição dos sistemas DPD.

Como já referido, foi considerado em primeira aproximação uma variante do sistema DPD indireto com simplificação no seu funcionamento, uma vez que, com esta simplificação, a aquisição dos coeficientes para posterior uso no bloco PD são feitos de uma forma direta, não estando o processo dependente da minimização de uma função de custo relacionado com o erro entre os sinais à saída do bloco PD e do PoD. Nesta situação, a qualidade da modelação comportamental e posteriormente a linearização da resposta do sistema está dependente apenas do tipo de modelos utilizados na extração dos coeficientes durante o processo de modelação nomeadamente a dimensão da memória considerada e o grau polinomial do modelo.

Para a validação do sistema DPD por aprendizagem indireta modificado fez-se uso do modelo dinâmico do PA da rotina Matlab disponibilizada, e cujo comportamento já é conhecido dos resultados anteriores.

No processo de emprego do sistema DPD é aplicado inicialmente um sinal circular sem pré-distorção ao PA e verifica-se a sua resposta. Como o modelo PA utilizado é uma aproximação simplificada do comportamento de um PA real, foi adicionado ruído à sua saída para reproduzir o melhor possível a resposta numa situação real. Foi assim gerado ruído de uma forma aleatória e com potência máxima igual a 0.001 da potência de pico do sinal à saída do PA.

Através do seguinte comportamento observado, resposta do modelo PA dinâmico em questão, foi possível adquirir a resposta inversa do seu comportamento característico. As imagens apresentadas a seguir são referentes à resposta do modelo PA em estudo sem ser considerado o impacto do ruído.

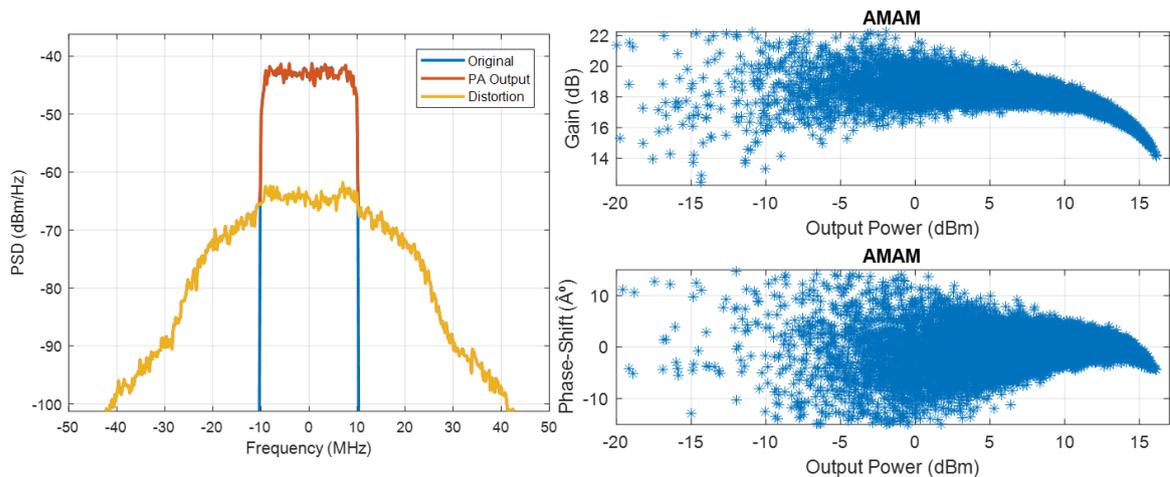


Figura 32 - Espectro da resposta do modelo do PA dinâmico fornecido e modelações AM-AM e AM-PM.

Comparativamente ao comportamento anterior do PA sem ruído, a existência desta variável vem contribuir na degradação do comportamento global através de um ligeiro alargamento espectral relativamente à resposta anterior. Como é de se esperar, quanto maior for o ruído, maior vai ser o impacto no comportamento do sistema.

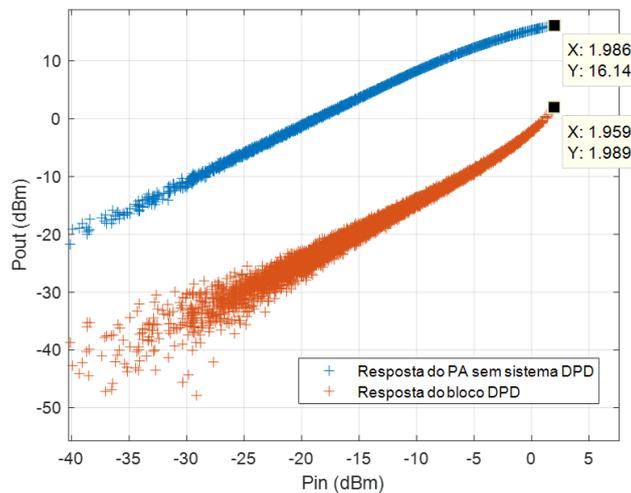


Figura 33 - Resposta do PA dinâmico sem bloco DPD, e do bloco DPD.

De seguida, de modo a obter-se a resposta inversa do PA, um bloco PoD processa a saída e a entrada do PA. Na entrada do PoD é aplicada a saída do PA, e à saída do PoD, é aplicada a entrada do PA. No entanto, como já abordado, a saída do PA é dividida pelo ganho no ponto máximo da resposta do PA. Esta condição previne que o modelo PoD que adquire a inversa do PA, e posteriormente o modelo DPD excite o sinal a aplicar ao PA para além das suas capacidades máximas de entrada (consegue-se assim garantir que a potência de entrada do PA seja limitada pelo máximo que o mesmo consegue lidar, sem queimar). Esta divisão da saída é observada na figura 33, em que a resposta a vermelho, é a resposta inversa do PA (a azul) dividida pelo ganho

no ponto máximo de excitação. Verifica-se assim um deslocamento no eixo Pout e devido a este deslocamento, o máximo da resposta apresenta agora um ganho próximo do ganho unitário em que $P_{out}=P_{in}$.

Seguidamente, os coeficientes obtidos pelo bloco PoD são copiados para o bloco DPD uma vez que este apresenta um funcionamento similar ao PoD.

A partir da primeira iteração, como já foi determinado o modelo do PA através do bloco PoD, o PA já não é excitado por um sinal cíclico normal à semelhança do que aconteceu anteriormente, mas sim por um sinal cíclico pré-distorcido pelo bloco DPD que implementa a função de transferência inversa do PA determinada pelo PoD.

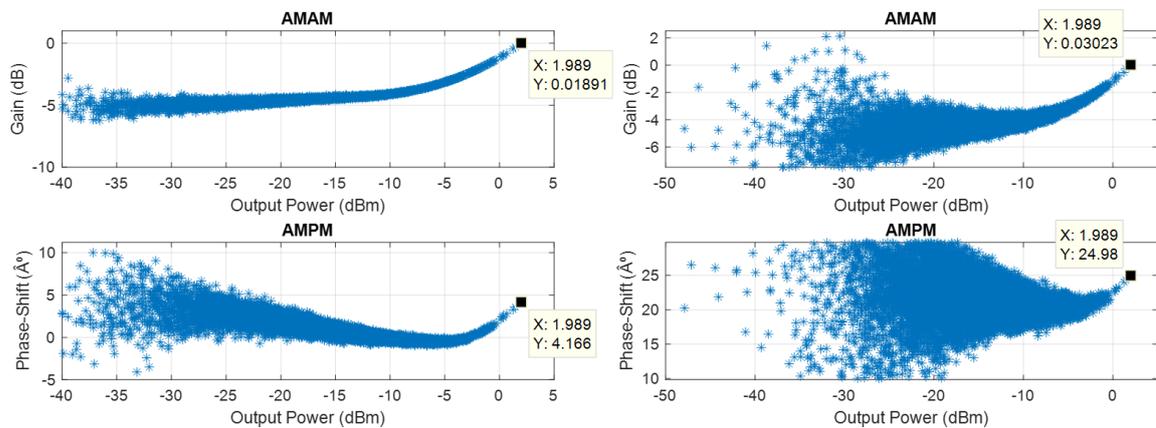


Figura 34 - Modelação AM-AM e AM-PM do bloco PoD e DPD.

As figuras anteriores comprovam o correto funcionamento do sistema DPD implementado, sendo que, em ambas as situações, tanto do bloco DPD como no PoD, o ganho máximo da resposta AM-AM está próximo dos 0 dB, condição necessária para a excitação do PA ocorrer dentro dos valores de potência admissíveis para o correto funcionamento.

Como é de esperar, o comportamento do DPD é semelhante ao do PoD uma vez que implementa a mesmo modelo comportamental.

O processo é assim repetido. O bloco DPD distorce inversamente o sinal antes de este ser aplicado ao PA. O sinal à saída do PA é processado pelo bloco PoD de forma a ser calculada a inversa do modelo PA. Por fim, os coeficientes do modelo PoD são copiados para o bloco PD e o processo é repetido.

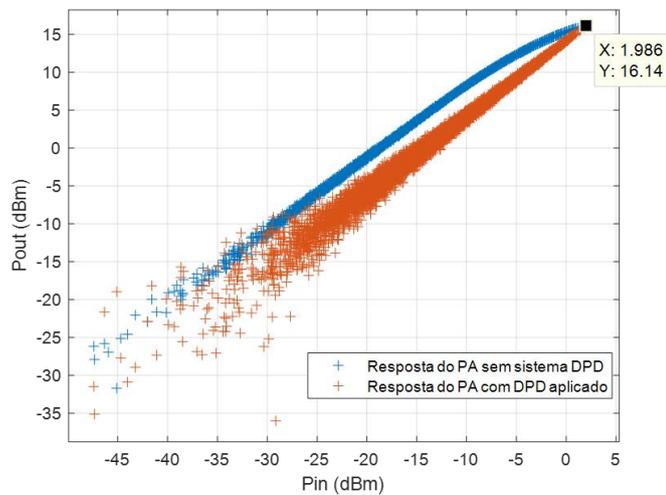


Figura 35 - Resposta do PA sem e com bloco DPD aplicado.

Representado a vermelho está o resultado do sistema completo no final do processo iterativo. A resposta apresenta um comportamento linear comparativamente ao comportamento inicial representado a azul (figura 35). Acrescido a estes resultados, foram ainda extraídos os valores ACPR ao longo das iterações assim como o comportamento, na frequência, do sistema linearizado.

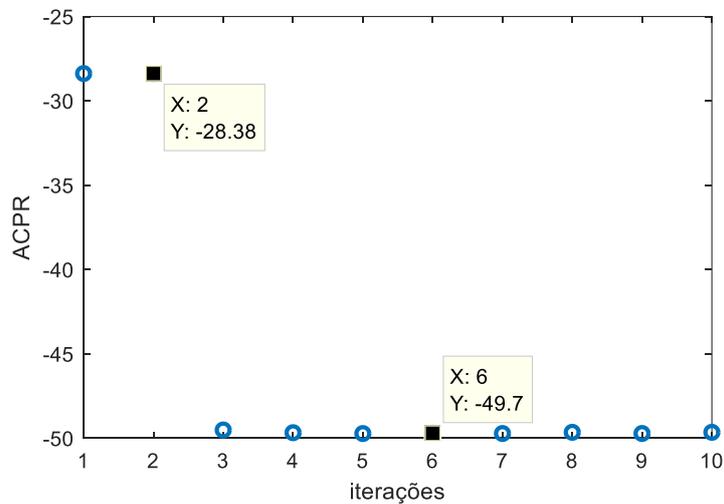


Figura 36 - Valores ACPR ao longo das iterações.

Através dos resultados apresentados, verificou-se uma redução significativa das distorções causadas pelo PA no sinal aplicado. Sem a implementação do sistema DPD, o valor ACPR inicial era de -28.4 dB acabando com um valor de -50 dB depois de aplicado o sistema DPD com 10 iterações.

Nesta abordagem DPD simplificada o sistema depende apenas da qualidade dos modelos utilizados e não da atualização dos parâmetros, pois a cada iteração, novos coeficientes são calculados.

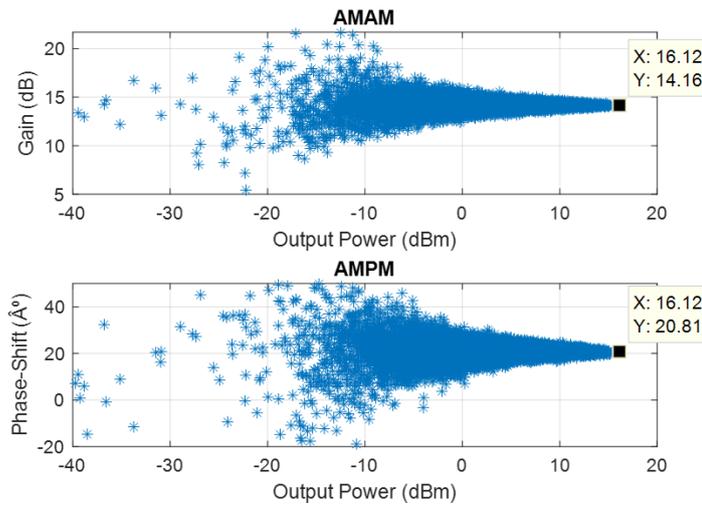


Figura 37 - Respostas finais AM-AM e AM-PM quando aplicado o sistema de linearização.

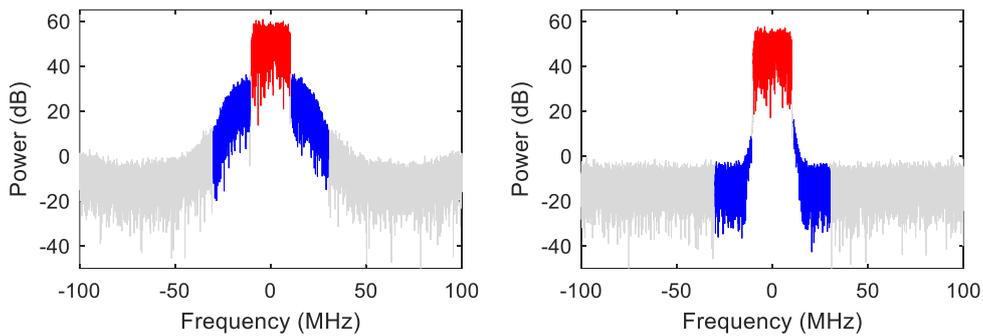


Figura 38 - Espectro do sistema sem a implementação do bloco DPD e da última iteração DPD.

Concluindo, a resposta que anteriormente apresentava compressão de ganho e alterações na fase, modelação AM-AM e AM-PM respetivamente, tende agora para um valor fixo com o aumento da potência do sinal na saída do PA. Com isto, verifica-se também a redução das distorções nas frequências adjacentes comparativamente com o sistema sem linearização.

Durante todo este processo de simulação teórica, foi tido em conta o alinhamento entre a entrada e a saída do amplificador, que devido às componentes de memória originava atrasos, e por sua vez, se não fosse considerado, teria efeito negativo no correto processamento dos dados e originaria deficientes modelizações, não sendo possível implementar o sistema DPD.

5.3 Sistema DPD com recurso a LMS

Depois de validado os resultados obtidos na modelação comportamental seguido da projecção bem-sucedida de um sistema DPD por aprendizagem indireta modificado, foi testado o sistema DPD por aprendizagem indireta recorrendo a algoritmos LMS na atualização dos coeficientes dos modelos comportamentais, de modo a se minimizar da função de custo resultante do erro entre os sinais à saída do bloco DPD e PoD

O modelo PA em Matlab utilizado nesta situação foi o mesmo utilizado nos testes anteriores. São contemplados de igual forma efeitos de memória, e acrescentado ruído aleatório à saída do PA para aproximar o seu comportamento, o mais possível da realidade.

Ao contrário da situação anterior, a extração dos coeficientes do modelo DPD é feita de acordo com a função de custo, atualizando os coeficientes do modelo inverso do PA, extraídos na interação anterior, por meio do erro resultante entre a diferença entre os sinais à saída do bloco DPD e do bloco PoD.

Nesta abordagem, a implementação do sistema DPD é semelhante ao caso anterior, a menos da aquisição dos coeficientes do modelo comportamental de forma direta. Aqui, os novos coeficientes a calcular em cada iteração são dependentes dos coeficientes calculados na iteração anterior e do erro existente entre a saída do bloco DPD e PoD.

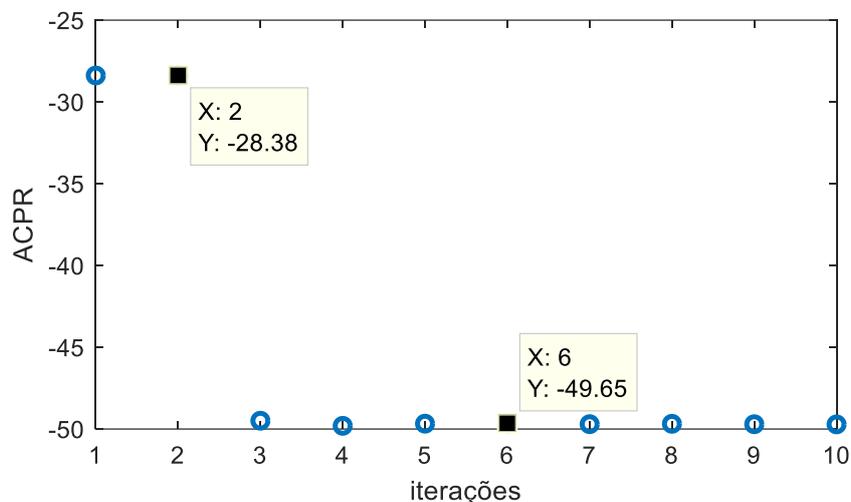


Figura 39 - Valores ACPR ao longo das iterações.

Comparando os valores de ACPR nesta abordagem, com os valores da abordagem anterior, é possível que verificar que as tendências dos valores seguem os mesmos padrões já observados, em que o primeiro valor ACPR é referente ao sistema sem DPD e os restantes são referentes às iterações na implementação do DPD.

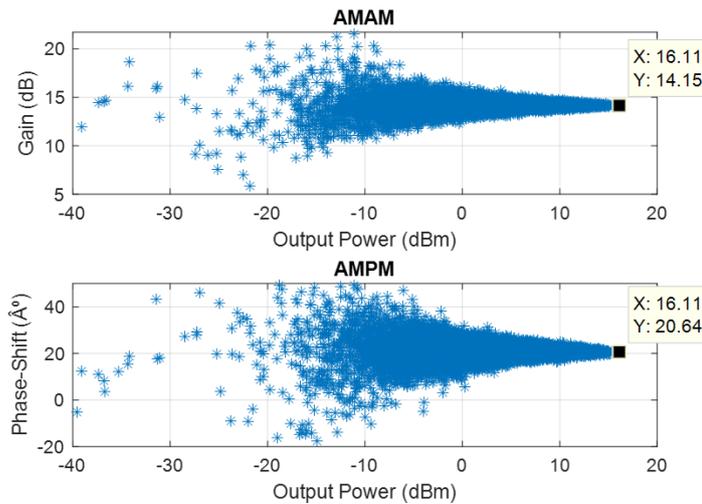


Figura 40 - Respostas finais AM-AM e AM-PM quando aplicado o sistema de linearização.

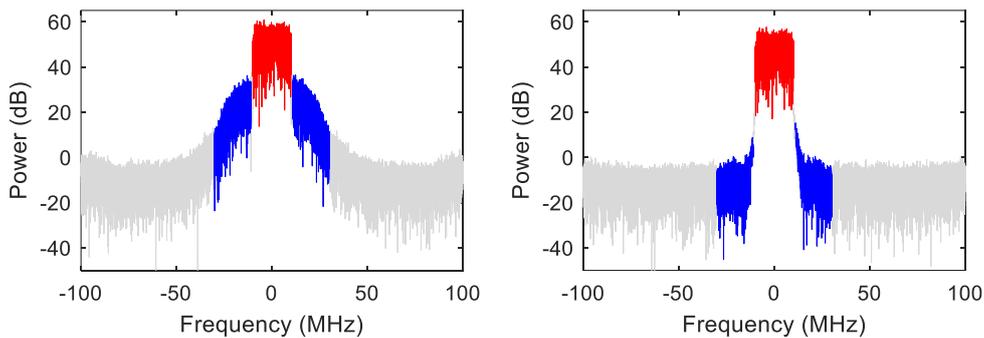


Figura 41 - Espectro do sistema sem a implementação do bloco DPD e da última iteração DPD.

Finalizando, é visível que as respostas AM-AM e AM-PM tendem para uma resposta à medida que a potência de saída aumenta, havendo cada vez menos espalhamento dos pontos. A resposta na frequência também apoia os resultados obtidos com a visível redução da distorção do sinal quando comparado este, na primeira iteração, e o mesmo depois da implementação do sistema DPD, no final da décima iteração.

Na aquisição de todos os resultados apresentados nesta secção, o grau polinomial considerado na modelação e a profundidade de memória foram 6 e 3 respetivamente. Foram também tidas em conta o alinhamento dos sinais entre a entrada e a saída do amplificador, como anteriormente referido, assim como, ruído aleatório adicionado à saída do PA.

Comparando as duas abordagens é possível verificar que o comportamento em ambas as situações são muito semelhantes. No entanto, quando o ruído acrescentado aumenta exageradamente (situação hipotética), os valores ACPR determinados na abordagem DPD direto por LS podem apresentar uma maior variação assim como valores ligeiramente maiores. Este comportamento é espectável devido ao facto de em cada iteração os

coeficientes resultantes da modelação comportamental apenas terem dependência do modelo matemático considerado. Por outro lado, a abordagem completa do sistema DPD é mais robusta, uma vez que, para além da qualidade dos modelos matemáticos utilizados, contempla a função de custo com a diferença entre as saídas dos blocos DPD e PoD como os coeficientes determinados na modelação comportamental da iteração anterior.

Uns outros testes foram feitos por software recorrendo ao ADS para consolidar os testes anteriores com modelos de PA mais complexos e próximos da realidade. Os resultados obtidos no ADS estiveram de encontro com os resultados obtidos nos casos anteriores, em que o sistema DPD implementado linearizou com sucesso a resposta do PA e as potências das distorções foram amplamente reduzidas.

Foi testado um PA de 50 W, com ganho de 20 dB para pequeno sinal e ponto de compressão de 1 dB nos 40 dBm de potência do sinal à saída.

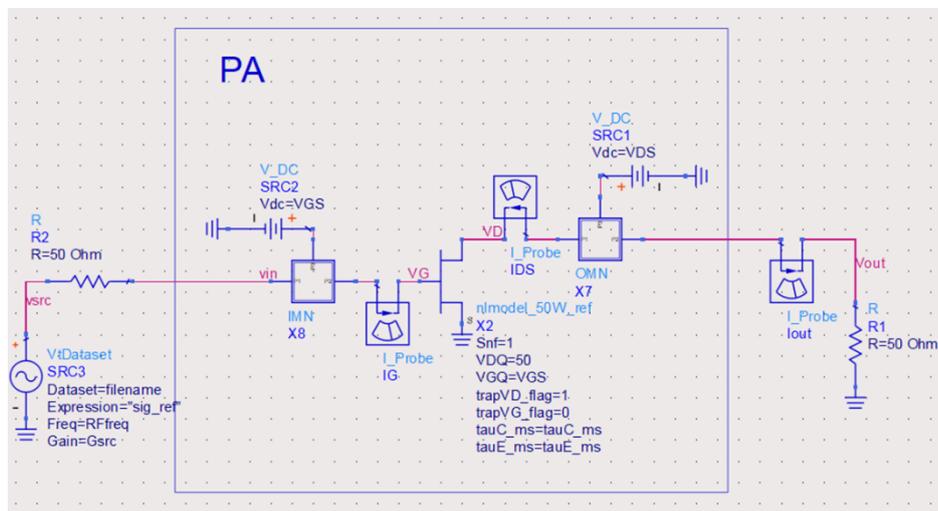


Figura 42 - Circuito do PA desenvolvido na ferramenta ADS.

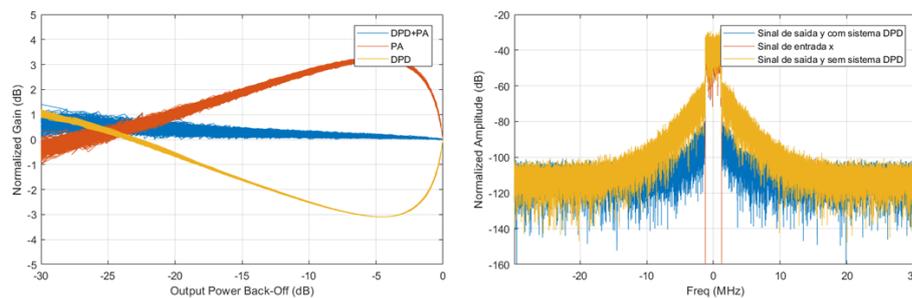


Figura 43 - Resposta do sistema sem e com sistema de linearização aplicado, assim como, o respetivo espectro dos sinais.

Podemos observar pelos resultados da figura 43 que a resposta do PA desenvolvido em ADS foi linearizada com sucesso. Na resposta PinVsPout temos o comportamento do PA linearizado comparativamente ao original, bastante saturado a vermelho. Verifica-se também, pelo espectro dos sinais, o resultado do sistema de linearização com uma significativa atenuação das distorções causadas pelo PA, alcançando-se valores de

ACPR na ordem dos -50 dB. O valor NMSE, correspondente à modelação comportamental do PA, encontrou-se degradado em relação aos valores alcançados nos testes em simulação, alcançando valores de -42 dB.

5.4 Testes laboratoriais

Testado com sucesso o funcionamento do sistema DPD por aprendizagem indireta em ambiente de simulação, procedeu-se à transição para o ambiente laboratorial. Depois de uma primeira etapa de familiarização com os equipamentos laboratoriais, foram testados dois amplificadores possíveis de serem incorporados em sistemas 5G, mas para bandas de frequências distintas, o primeiro na banda dos 2.5 aos 3.7GHz (frequências de sub-6 GHz) e o segundo na banda dos 24 aos 60 GHz (ondas milimétricas). No processo de linearização em laboratório recorreu-se, à vista do que foi realizado em simulação, a sistemas DPD por aprendizagem indireta com LMS.

Antes de se fazerem medidas e de se testar o sistema de linearização diretamente nos PAs, foram feitos passos intermédios para assegurar o devido funcionamento da bancada de linearização com base no trabalho desenvolvido até ao momento. Para isso foi testada uma rotina desenvolvida em Matlab apenas para o controlo dos equipamentos laboratoriais através da transmissão e recessão de um sinal.

Assim sendo, no primeiro teste, não foi incorporado qualquer amplificador na bancada. Para a ligação entre o gerador de sinal vetorial e o analisador foi usado um cabo coaxial do tipo *K*. A bancada de linearização (figura 44) foi composta por instrumentos de medição comercial e apresentava na sua constituição um PC, um gerador de ondas arbitrárias (AWG), um gerador de sinal vetorial (VSG) e um analisador de sinal vetorial (VSA). Na bancada, o PC controla a bancada e fornece o sinal gerado digitalmente via LAN ao AWG que o converte para o domínio analógico através da geração de um sinal I/Q. A frequência de amostragem utilizada foi de 200 MHz. O sinal é posteriormente enviado para o VSG, que o modula na portadora requerida ao mesmo tempo que lhe confere potência. Por fim, o sinal proveniente do VSG é aplicado ao cabo coaxial e recebido pelo VSA, que o retorna via LAN ao PC no formato digital e em banda base.



Figura 44 – Equipamentos de medição comerciais constituintes da bancada de linearização.

O teste foi feito a uma frequência de portadora igual a 7GHz. Foram utilizados sinais cíclicos com modulação QAM de uma e duas bandas previamente gerados, que variavam entre as larguras de banda de 2MHz e 30MHz. Estes sinais, por imposição, à saída do VSG apresentavam um valor de potência de pico não superior a 0 dBm. Os resultados esperados para este caso não apresentavam grandes distorções sendo o resultado do sinal à saída do cabo uma resposta já bastante linear. Foi validada esta etapa de teste de comunicação entre a rotina Matlab e os equipamentos, com o envio e receção correta dos sinais. Foi ainda testada a modelação comportamental MP desenvolvida e já aprovada em simulação. Como a resposta do cabo coaxial não apresentou distorção, os valores escolhidos para o grau polinomial e o efeito de memória do modelo matemático MP tiveram as suas importâncias reduzidas, para o valor 2.

Depois de testado o modelado comportamental com sucesso, verificou-se ainda o processo de linearização. Os resultados obtidos depois do processo de linearização do cabo não representaram substanciais melhorias para os testes com os vários sinais cíclicos (1 e 2 bandas com larguras de banda entre os 2 e os 30MHz), dado que as distorções causadas eram quase inexistentes e apresentavam-se na gama das potências do nível de ruído, ou seja, fora da banda de interesse as potências do sinal distorcido eram muito pequenas.

Esta etapa inicial, permitiu verificar que a bancada de linearização estava a comunicar devidamente com o PC e que o PA pode ser incorporado com segurança em futuros testes.

Depois do primeiro contacto com os equipamentos laboratoriais e depois de validados os resultados da modelação comportamental assim como do sistema de linearização desenvolvido, foi testado um primeiro PA. Uma vez que o 5G tem especificações que o permite funcionar em frequências mais baixas (frequências sub-6 GHz) e frequências mais altas (ondas milimétricas), começou-se por testar um PA na zona de mais baixa

frequência. Para isso escolheu-se um PA comercial que podia operar nestas condições de frequências de sub-6 GHz uma vez que algumas frequências desta banda já são exploradas nos sistemas 4G. Trata-se assim de um amplificador de potência de 16 W, modelo ZHL-16W-43-S+ da *Mini-Circuits*, com potência máxima do sinal RF à entrada igual a 9 dBm e com ganho típico de 45 dB. O amplificador apresenta também um consumo de corrente típico de 3 A e um valor de IP3 alto (47 dBm). As frequências de operação para este PA estão especificadas e compreendidas entre os 1.8 aos 4 GHz, coincidindo com a banda de mais baixas frequências do 5G. Mais detalhes sobre o amplificador podem ser encontrados na folha de características do componente.



Figura 45 - Constituição da bancada de linearização com o PA comercial para sub-6 GHz.

A bancada de linearização segue as mesmas configurações da descrita anteriormente, a menos da ligação direta entre o VSG e o VSA pelo cabo coaxial. Como o VSA apenas aceita uma determinada potência à sua entrada (30 dBm), não é possível aplicar diretamente o sinal proveniente do amplificador. Aqui, para além do acréscimo do amplificador, ocorreu a inclusão de um atenuador de 40 dB. A juntar a esta atenuação, contabilizando as atenuações impostas pelos cabos coaxiais utilizados na ligação do amplificador, a potência média do sinal recebido pelo VSA encontrava-se próxima da potência média do sinal aplicado ao PA.

Para operar com o amplificador nas condições típicas especificadas na folha de características do componente, o mesmo foi alimentado por uma tensão 28V DC e com uma corrente próxima dos 3A. De modo a verificar-se o limite máximo de potência a aplicar à entrada do PA foi testada a resposta do amplificador para crescentes potências médias do sinal RF. Observou-se que começava a existir compressão acentuada do ganho quando a potência de entrada do sinal RF aplicado se aproximava dos 0 dBm. Foi assim estabelecida uma potência de pico à entrada do PA abaixo dos 0 dBm.

O teste foi realizado a uma frequência de portadora igual a 3.5 GHz, cumprindo as especificações do amplificador. Em comparação com o que aconteceu anteriormente, foram igualmente utilizados os mesmos sinais cíclicos previamente gerados. Estipulando uma potência de pico máxima localizada nos -2 dBm e com o PAPR do sinal aplicado igual a -9 dB, o VSG excitou o amplificador com uma potência média de -11 dBm. Neste caso, como os efeitos de memória eram mais evidentes por se tratar de um amplificador de potência, as distorções causadas e observadas nos sinais à saída eram notórias.

De seguida, foi aplicado o processo de linearização DPD por aprendizagem indireta e redução da função de custo por LMS. O modelo MP usado, para acompanhar as visíveis não linearidades, teve os seus parâmetros de grau polinomial e de efeito de memória alterados, com os valores de 9 e 3 respetivamente.

Nesta situação, como as não linearidade eram evidentes e as distorções causadas pelo amplificador apresentavam uma potência considerável, o sistema DPD aplicado apresentou bons resultados, culminando numa boa linearização da resposta do PA. As distorções que anteriormente estavam em potências elevadas, apresentavam-se no final das iterações ao nível da potência de ruído. Foi possível neste caso, obter valores de ACPR entre os -50 e os -65 e valores NMSE para a modelação comportamental do PA na ordem dos -40 dB.

Os resultados apresentados a seguir são referentes a sinais cíclicos de 1 e 2 bandas e largura de banda de 20 MHz. Foi visível o aparecimento de uma componente espectral a DC, que no sinal original de 2 bandas não existia. Tal situação ocorre devido ao oscilador local, e está relacionada com a arquiteturas de transmissão rádio utilizada, sendo observada quando a conversão é direta na modulação I/Q.

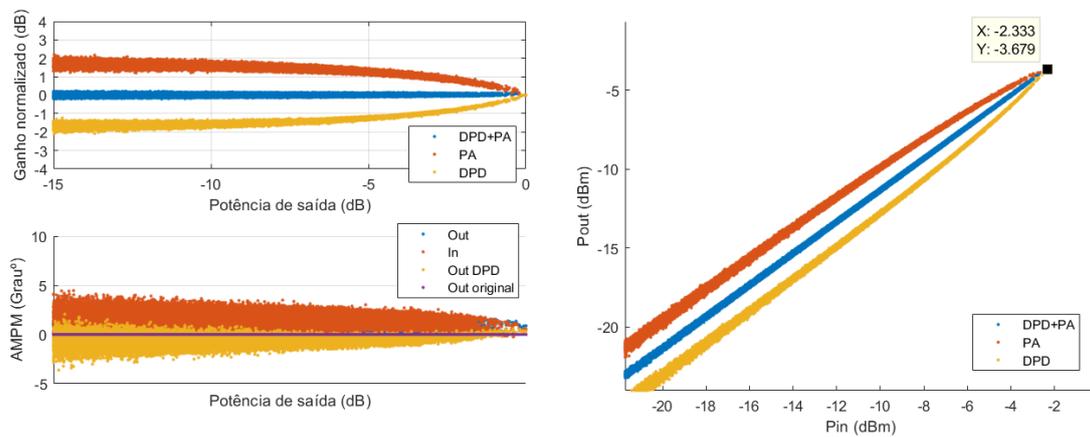


Figura 46 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada $P_{in} \approx VSP_{out}$ antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).

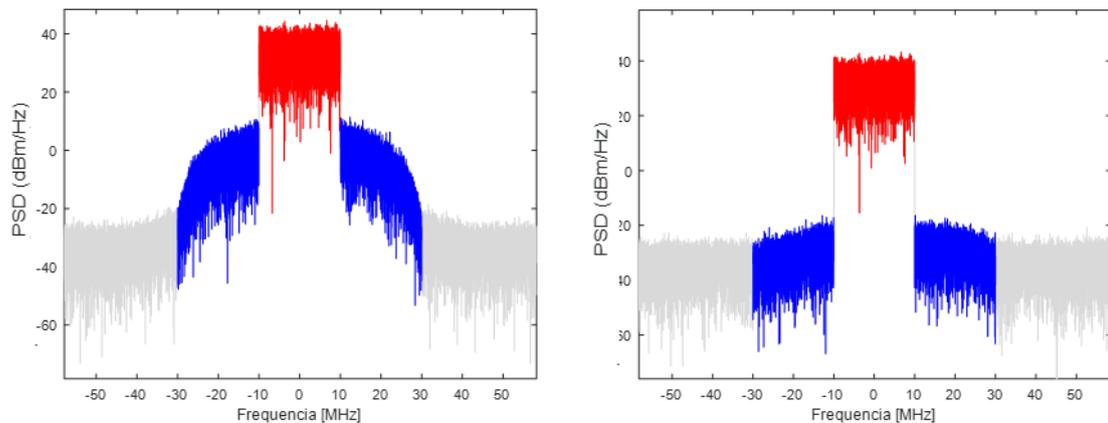


Figura 47 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda).

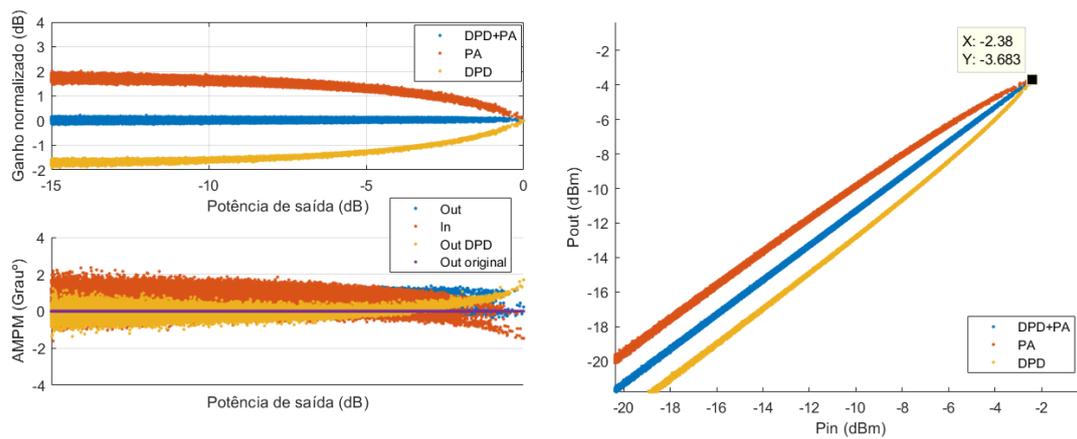


Figura 48 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada Pin vs Pout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).

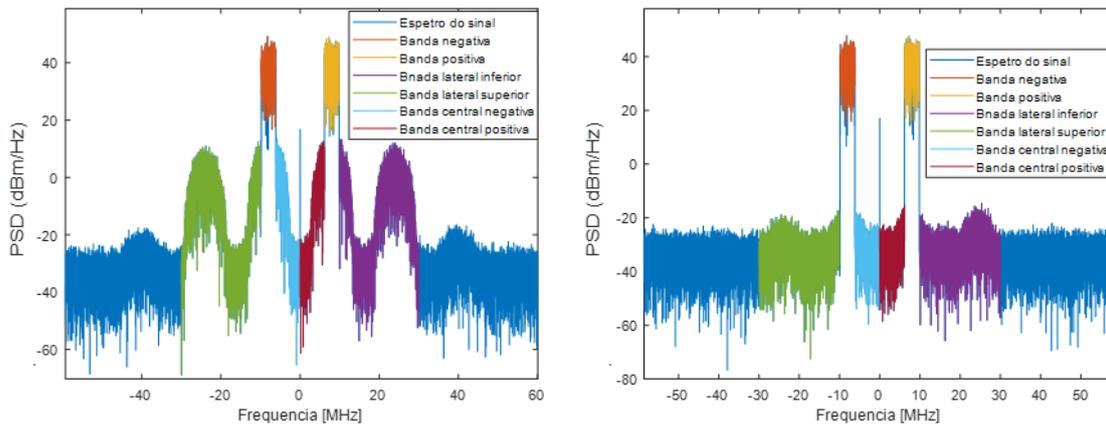


Figura 49 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).

Depois dos testes feitos com o primeiro amplificador, foi testado um segundo PA. Escolheu-se um amplificador específico a operar em mais altas frequências, com características ideais para a sua incorporação em infraestruturas 5G. Este segundo amplificador em teste é da fabricante Qorvo, modelo QPA2210D, e está incorporado numa placa de desenvolvimento. Este modelo de PA apresenta uma gama de frequências de operação entre os 27 e 31 GHz, ganho em potência de 16 dB e 25 dB para pequeno sinal. Apresenta valores de potência de saturação superior a 38.4 dBm, PAE superior a 32% e ganho de potência superior a 16 dB para uma potência de entrada de 21 dBm. Para facilitar a integração do PA, este apresenta a entrada e saída adaptada a 50Ω com condensadores para bloquear a componente DC. Mais detalhes sobre o amplificador podem ser encontrados na figura 50 e na folha de características do componente. A seguir é apresentada a constituição macroscópica do PA assim como as características máximas de operação.

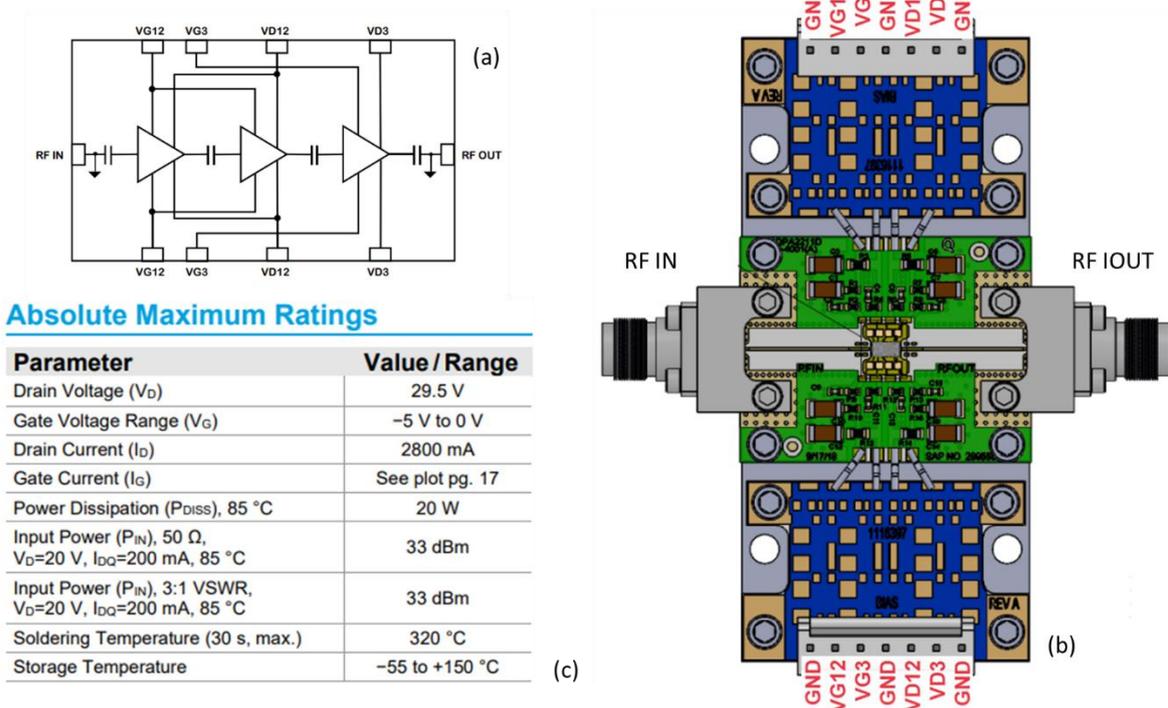


Figura 50 - (a) layout do PA, (b) placa de desenvolvimento onde está incorporado o PA, (c) características de operação máximas.

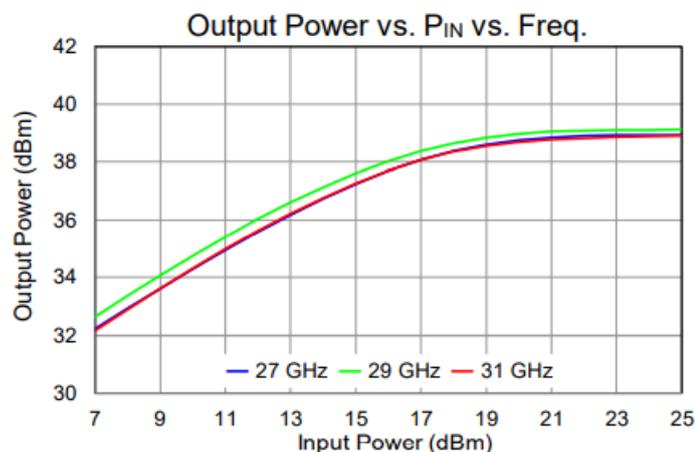


Figura 51 - Curvas apresentadas na folha de características do componente das funções de transferência do PA para diversas frequências.

No processo de linearização a bancada tinha uma configuração igual ao caso anterior. O PC configura via LAN o AWG que se encontra ligado ao VSG, que por sua vez, está ligado ao PA. Deste, o sinal amplificado passa por um atenuador de 30 dB (valor determinado com a ajuda da figura 51) antes de ser processado pelo VSA. O PC recebe os dados via LAN provenientes do VSA e implementa o sistema DPD. O processo é repetido iterativamente.

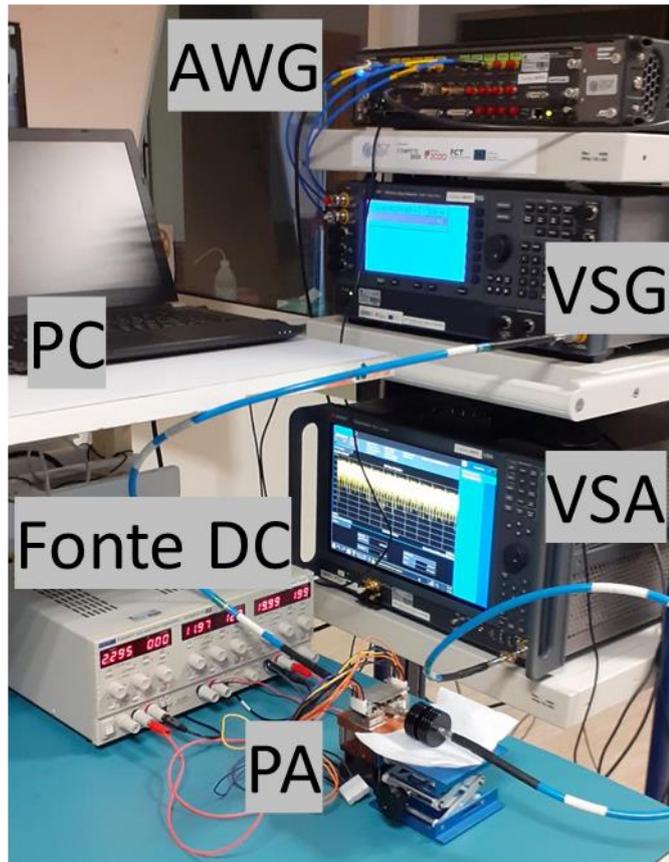


Figura 52 - Bancada de linearização com a incorporação do segundo amplificador em teste.

O amplificador foi polarizado de acordo com as recomendações do fabricante. As gates foram ligadas entre si assim como os drenos, de modo a estes terem a mesma tensão de polarização. Foi assim aplicado -5 V às gates e depois de se aplicar 20 V aos drenos, ajustou-se positivamente a tensão da gate até a corrente dos drenos apresentar 200 mA, estando a mesma limitada nos 2 A.

Depois de devidamente polarizado aplicou-se o sinal RF de modo a se fazer uma primeira verificação da resposta do PA e quando este começava definitivamente a saturar. Conforme os dados fornecidos das respostas do PA na folha de características do componente, figura 51, observou-se experimentalmente que a 28 GHz e aos 19 dBm à entrada do PA, já se verificava alguma compressão. Delimitou-se assim a potência máxima a aplicar ao PA nos 19 dBm e desenvolveram-se vários testes com várias frequências e várias potências máximas de excitação do PA, iguais ou inferiores a 19 dBm.

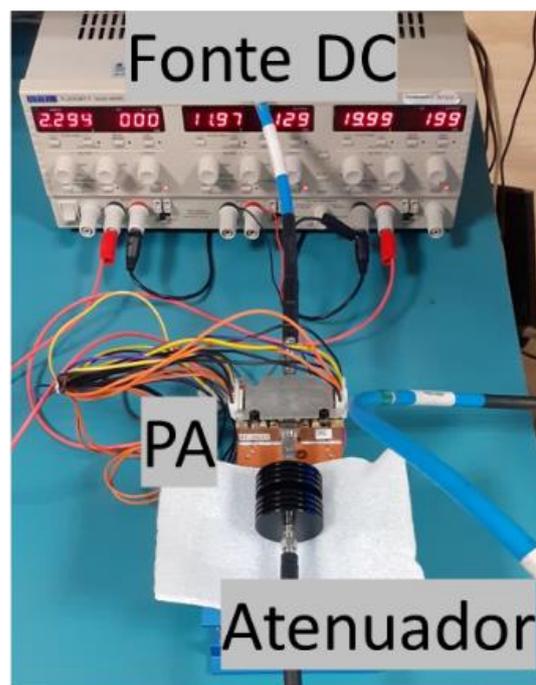


Figura 53 - Segundo PA incorporado na placa de desenvolvimento e testado na bancada de linearização na gama de mais altas frequências.

À vista do que tem sido feito, na modelação comportamental do PA recorreu-se a modelos MP com valores de 9 e 3 para o grau polinomial e efeito de memória respetivamente, conseguindo-se valores de NMSE em torno dos -30 dB. Apesar de este valor apresentar uma degradação considerável comparando com o caso anterior, foi possível mesmo assim fazer a linearização do PA, obtendo-se os resultados abaixo. Nos resultados (a partir da figura 51) são apresentados os gráficos das respostas AM-AM e AM-PM, a resposta $P_{in}VSP_{out}$ com as potências aproximadas na excitação do PA e recebida pelo VSA. São depois apresentados dois gráficos comparativos entre o espetro do sinal à saída do PA sem linearização, e o espetro do sinal à saída do PA na última iteração do sistema de linearização.

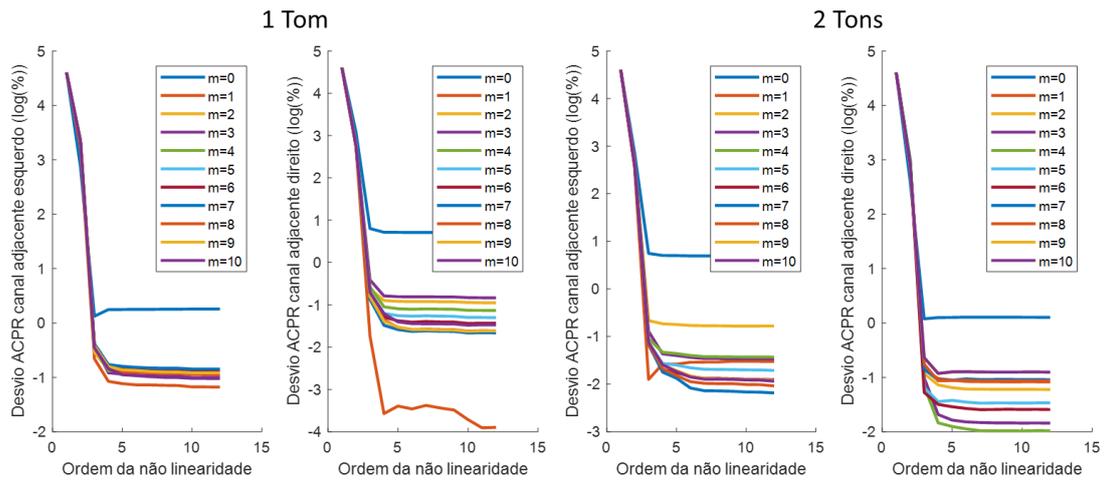


Figura 54 - Desvios dos valores ACPR entre o PA em teste e o comportamento modelado de acordo com a memória e ordem das não linearidades consideradas. À esquerda encontram-se os gráficos dos desvios ACPR dos canais adjacentes esquerdo e direito para sinais de 1 banda, e à direita os desvios nos mesmos canais, mas para sinais de 2 bandas.

Acrescido aos valores NMSE determinados para os melhores conjuntos de parâmetros de profundidade de memória e grau polinomial, foram calculados os desvios ACPR entre os sinais provenientes do amplificador e os gerados na modelação comportamental. Recorrendo à figura 54 confirma-se assim que os valores escolhidos para o grau polinomial e para a memória (9 e 3 respetivamente) estão dentro dos parâmetros mais indicados na modelação comportamental para que os desvios ACPR sejam mínimos. Os desvios ACPR apresentam-se na figura em base logarítmica para melhor visualização. Os dois gráficos à esquerda correspondem aos desvios dos canais esquerdo e direito para a excitação com o sinal de 1 banda, e os dois gráficos à direita apresentam os desvios dos valores ACPR dos canais à esquerda e direita do sinal de 2 bandas. Os desvios ACPR foram determinados de acordo com a seguinte expressão.

$$\sigma (\%) = \left| \frac{ACPR_{modelo} - ACPR_{dispositivo}}{ACPR_{dispositivo}} \right| \times 100 \quad 5.4$$

Apesar do valor NMSE degradado de -30 dB, foi determinado que o par de valores 9 e 3 é um dos melhores pares para os parâmetros do grau polinomial e de profundidade de memória, dando-se início à implementação do sistema de linearização para o PA.

O primeiro teste foi com uma frequência central de 29 GHz com um sinal de 1 e 2 bandas, com largura de banda de 20MHz e potência máxima 19 dBm.

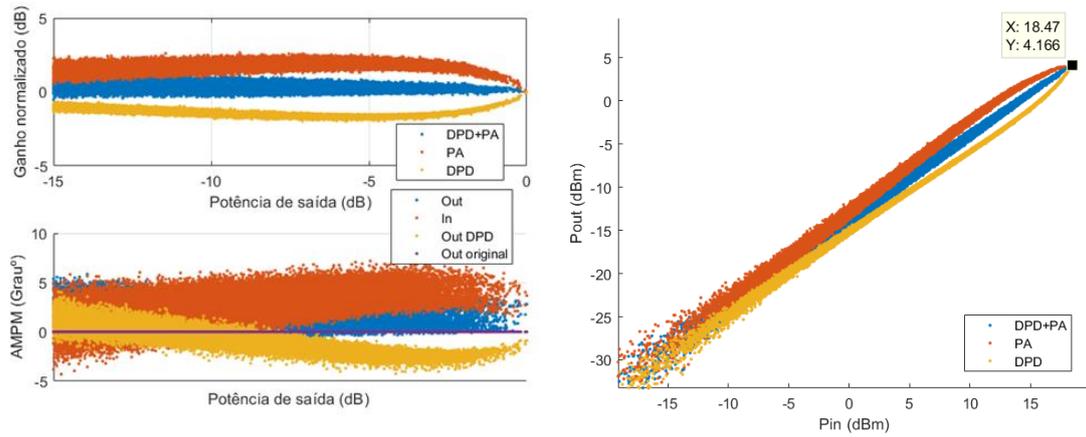


Figura 55 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).

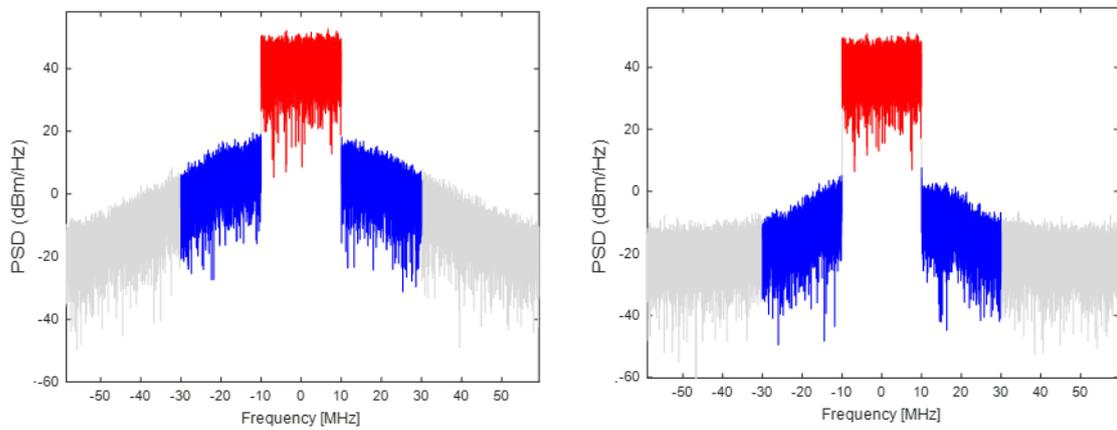


Figura 56 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda).

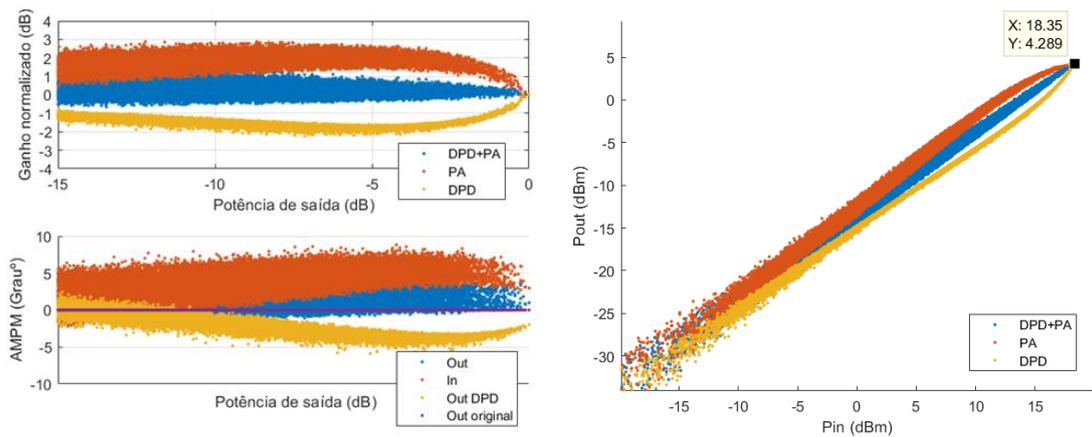


Figura 57 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).

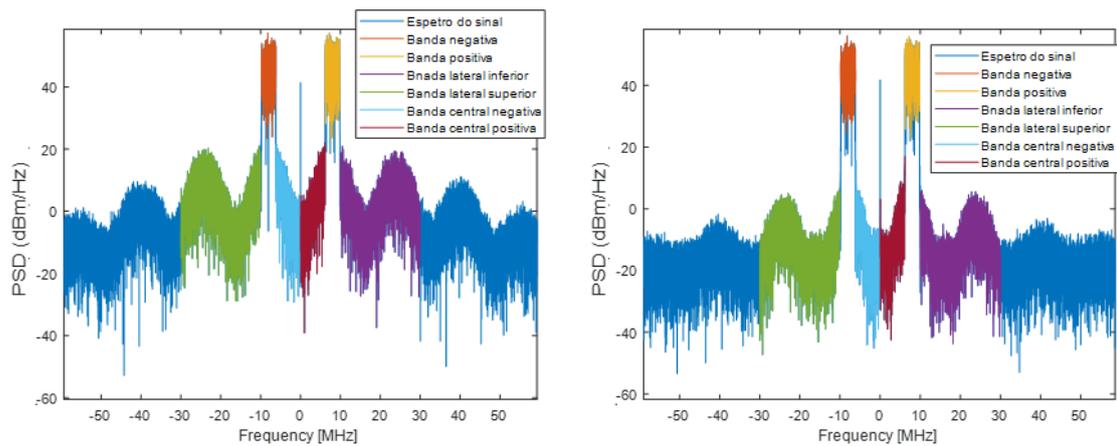


Figura 58 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).

Outros testes foram realizados na mesma frequência central de 29 GHz, no entanto, a potência máxima de excitação do PA foi reduzida. Aqui, o comportamento do PA é semelhante aos resultados obtidos para os 19 dBm, no entanto, uma vez que a potência máxima é inferior a 18 dBm, a compressão também é menor, fazendo com que as distorções sejam ligeiramente menores. Os resultados obtidos estiveram de acordo com os resultados anteriores observados.

Um outro teste foi realizado com o mesmo sinal, e neste, tanto a frequência central como a potência máxima de excitação foram alteradas com valores de 28 GHz e 18 dBm, respectivamente.

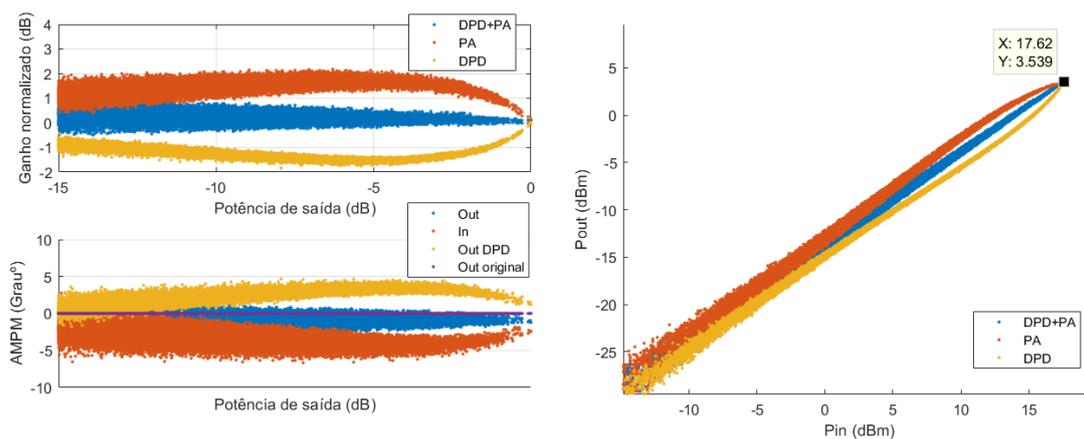


Figura 59 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).

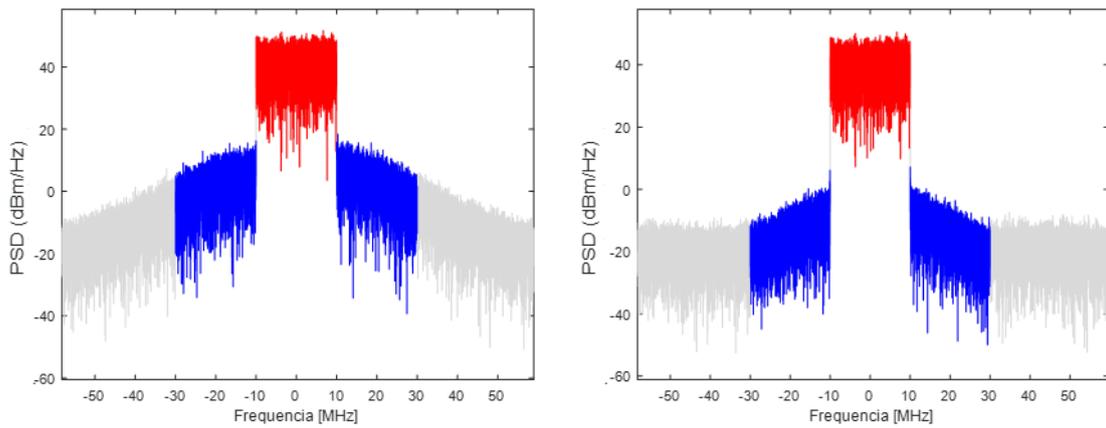


Figura 60 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 tons).

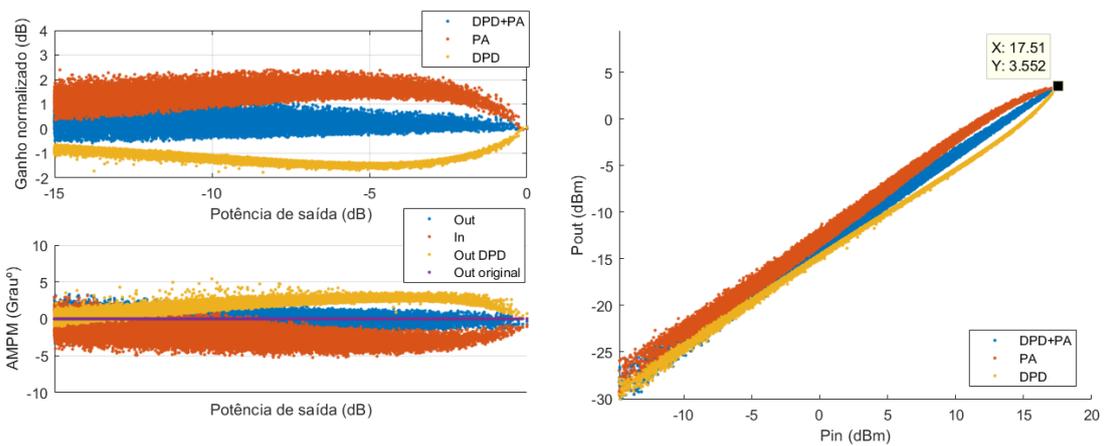


Figura 61 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada PinVSPout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).

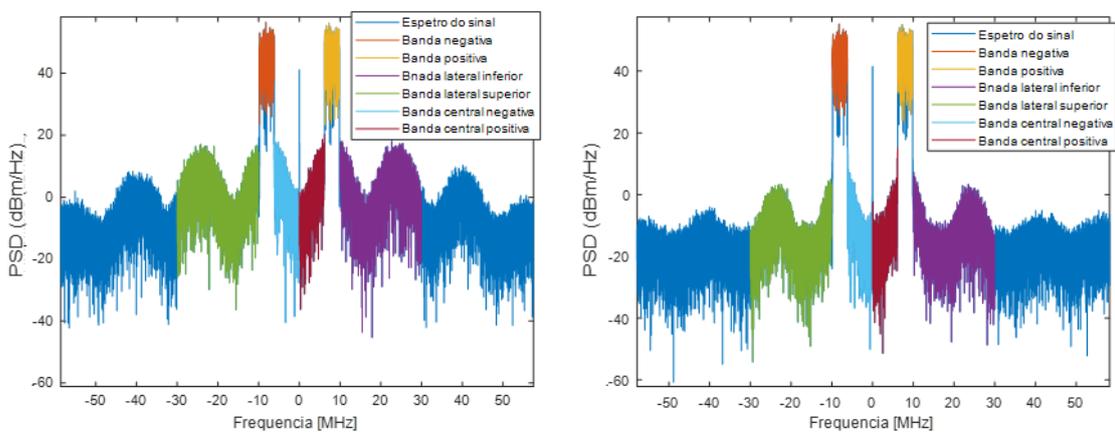


Figura 62 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).

Aqui, como ambos os parâmetros foram alterados para valores inferiores, observou-se uma ligeira melhoria global nos valores ACPR levando a concluir que, o PA nestas condições de operação, apresentava menores distorções devido a uma menor compressão da resposta neste ponto por esta ser mais linear.

Por último, foi realizado outro teste, mas apenas foi alterada a frequência central, dos 28 GHz para os 27GHz. A potência de entrada máxima manteve-se nos 18 dBm.

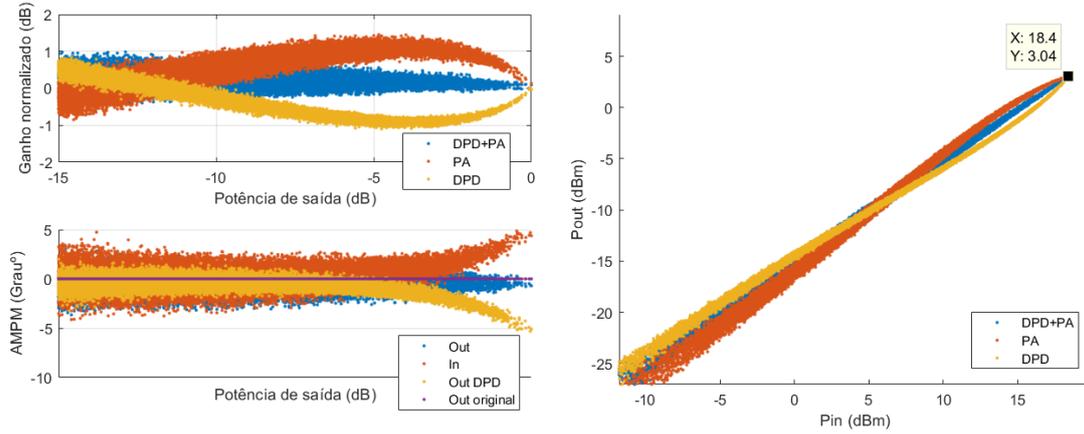


Figura 63 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada P_{in} vs P_{out} antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (1 banda).

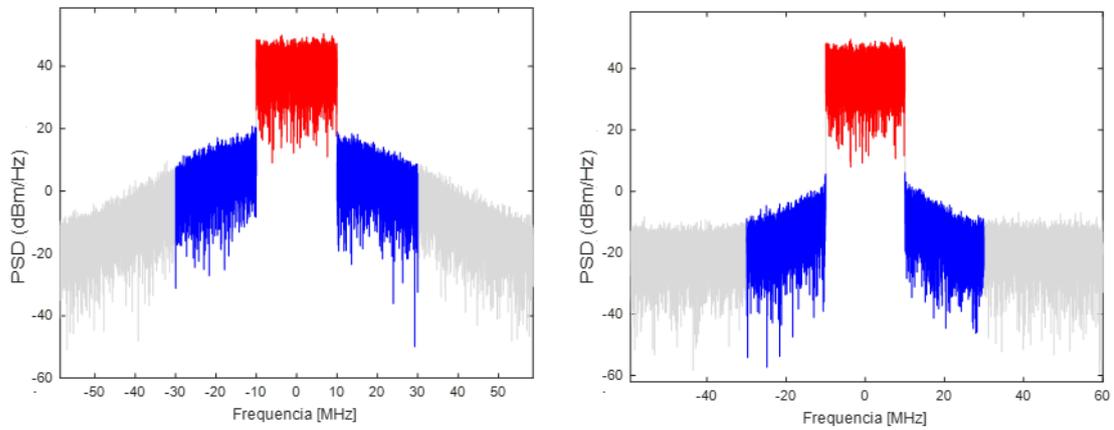


Figura 64 - Espetros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (1 banda).

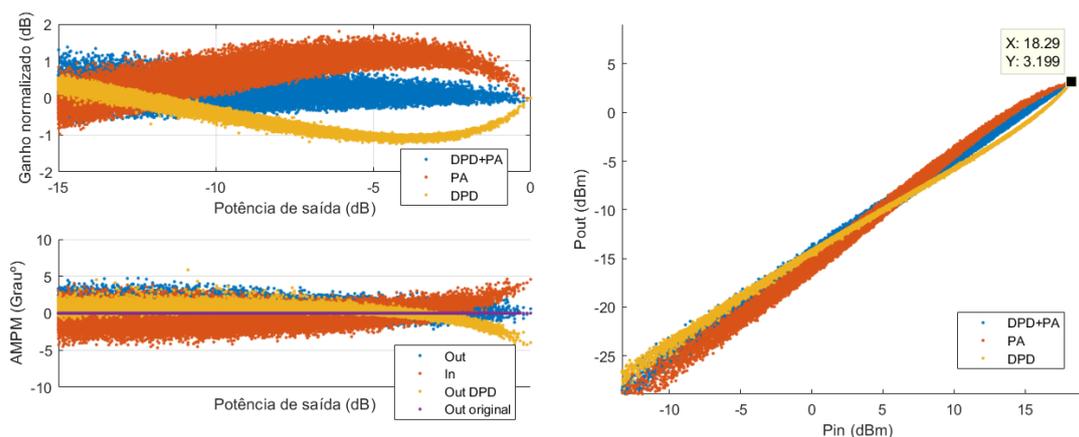


Figura 65 - Respostas AM-AM e AM-PM e a resposta aproximada Pin vs Pout antes e depois de ser aplicado o sistema de linearização (2 bandas).

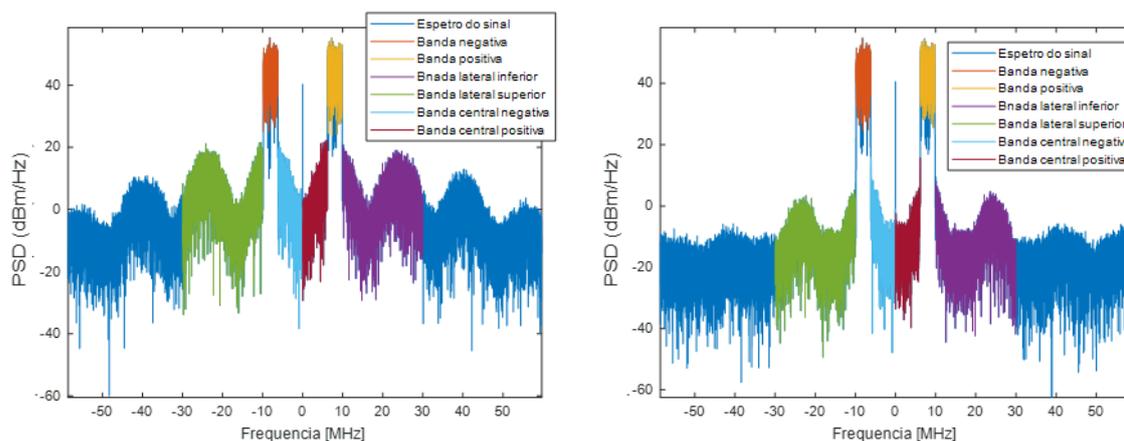


Figura 66 - Espectros dos sinais à saída do PA para a primeira e última iteração do sistema DPD (2 bandas).

Frequência	Potência máxima	Sinal 1 banda		Sinal 2 bandas		
		ACPR (dB) antes	ACPR (dB) depois	ACPR (dB) antes	ACPR (dB) depois	
					Pior caso	Melhor caso
29GHz	19dBm	-35	-50	-39	-47	-50
29GHz	18dBm	-37	-52	-41	-48	-54
28GHz	18dBm	-37	-52	-40	-47	-54
27GHz	18dBm	-33	-51	-37	-46	-53

Tabela IV - Comparação entre os resultados dos diferentes testes efetuados.

É visível, pelos resultados acima, que a linearização do PA está a ser limitada pelo modelo utilizado na modelação comportamental, em que o melhor valor NMSE conseguido para a modelação comportamental foi de -30 dB. O modelo comportamental implementado por MP, devido ao não valor ideal NMSE na modelação, parece não ser o mais indicado para este amplificador. Apesar deste facto, a linearização aconteceu e conseguiu-se uma resposta AM-AM idealmente linear, verificando-se valores médios de ACPR entre os -45 e os -55 dB. Estes valores aceitáveis de ACPR não é indicativo de uma linearização ótima, não evitando que exista, mesmo assim, algum alargamento espectral do sinal em baixa potência a nível da potência do ruído.

Os resultados também comprovaram, que à medida que a potência máxima que excita o amplificador diminui, as linearizações tende a ter melhor desempenho, uma vez que, para estes casos a compressão da resposta é menor, havendo menos distorção dos sinais, e consecutivamente, uma melhoria nos valores ACPR.

Também é visível, como era de esperar nos ensaios efetuados para as potências de entrada testadas, que o amplificador apresentasse à saída uma potência de pico na ordem dos 38dBm. Pelos gráficos PinVSPout, observa-se que o pico da saída do PA depois de atenuado e captado pelo VSA, é de 3 a 4 dBm de acordo com a potência de pico aplicada à entrada do PA ser de 18 dBm ou 19 dBm respetivamente. Esta atenuação é maioritariamente imposta pelo atenuador (30 dB), e somando as perdas características das conexões e cabos coaxiais leva a possíveis perdas totais na ordem dos 34 dB.

Concluindo, verificou-se uma componente DC nos espectros dos sinais de 2 bandas à saída do PA. A presença desta componente não exibiu, no caso, qualquer implicação no processo de linearização podendo apenas ter apresentado alguma implicação no cálculo dos valores NMSE por estes apresentarem elevados valores comparando com os baixos valores de ACPR resultantes.

6. Conclusões

A implementação de sistemas de linearização de amplificadores de potência é de extrema importância nos sistemas de telecomunicações de modo a poder-se prevenir emissão ilegal radioelétrica devido ao alargamento espectral que pode comprometer os canais adjacentes alocados no espectro. É devido a este facto, que as técnicas de linearização têm vindo a ser estudadas e evoluídas ao longo dos tempos.

Depois de compreendidas as principais causas que causam a distorção dos sinais por parte dos amplificadores que contribuem para o alargamento espectral, verificou-se que existem várias técnicas que são implementadas e com boas prestações. As técnicas amplamente usadas na linearização de amplificadores fazem uso de arquitetura de aprendizagem do tipo indireto e direto. Estas necessitam de modelação comportamental do PA e podem apresentar para alguns casos, uma maior complexidade computacional que outras variantes. São também usadas tabelas de pesquisa LUT para situações mais complexas devido ao menor custo computacional. Também se verificou que cada vez mais está a fazer-se uso de inteligência artificial através de redes neurais no processo DPD devido à qualidade dos resultados obtidos nesta técnica.

Após se verificar e estudar alguns dos métodos disponíveis para linearização DPD foi escolhido para a bancada de linearização a arquitetura de aprendizagem indireta com modelação comportamental MP, pela sua simplicidade computacional.

Primeiramente, foi implementada e testada a modelação comportamental em ambiente de simulação, seguida da implementação do sistema DPD com arquitetura de aprendizagem indireta com LS. Verificados os bons resultados, implementou-se o mesmo algoritmo, mas desta vez, por LMS com a minimização da função de custo associada. Os resultados nesta secção estavam de acordo com os esperados, verificando-se uma notória redução do alargamento espectral causado pelas não linearidades do modelo matemático PA.

Seguidamente, com base nos mesmos conceitos, transitou-se para ambiente laboratorial. A primeira abordagem foi para a familiarização com os equipamentos laboratoriais da bancada de linearização (AWG, VSG e VSA). Nesta iteração o objetivo não era fazer qualquer tipo de linearização, mas sim, de se testar a comunicação entre os equipamentos e as rotinas Matlab. Testou-se posteriormente com sucesso a modelação comportamental assim como o comportamento do sistema de DPD desenvolvido. Nesta situação, como era de se esperar, as distorções eram quase inexistentes e o sistema DPD testado não teve grande impacto nos resultados obtidos. Posteriormente, numa iteração intermédia, linearizou-se um amplificador a funcionar nas frequências de sub-6 GHz. Aqui, o comportamento do sistema DPD apresentou uma degradação do valor NMSE de -40 dB comparativamente aos valores anteriores na ordem dos -50 dB. Contudo, os valores de ACPR continuaram na ordem dos -50 dB.

Por fim, testou-se o segundo amplificador a funcionar na gama de mais altas frequências e os resultados foram de encontro ao que se observou no primeiro amplificador. O NMSE sofreu uma degradação de 10 dB ficando agora nos -30 dB, no entanto os valores conseguidos para o ACPR continuaram na gama dos -50 dB. Foi visível, que apesar do modelo comportamental utilizado não ser o melhor devido à degradação do valor

NMSE, os valores ACPR continuaram aceitáveis. Verificou-se que apesar de as distorções serem atenuadas, as mesmas continuavam a existir, mas desta vez, em baixa potência. O aparecimento de componentes espectrais a DC pode ter apresentado algum impacto nos valores calculados NMSE por estes se terem degradado apesar dos valores ACPR correspondentes não terem sofrido alterações.

Concluiu-se assim, para este caso em estudo, que a abordagem tomada para a implementação do sistema de linearização pode não ter sido a melhor, pois pelos valores NMSE, o modelo MP testado não apresentava elevada qualidade na modelação comportamental do PA, podendo haver espaço para melhorias. Outros modelos mais complexos baseados em séries de Volterra como GMP poderiam ter apresentado mais vantagens na linearização dos sistemas.

Relativamente ao problema proposto no início do documento, os resultados obtidos foram satisfatórios apesar da bancada de linearização desenvolvida não estar totalmente otimizada, ou seja, no seu estágio final. Existe ainda espaço para melhorias, nomeadamente no que diz respeito à dependência dos equipamentos de medida laboratoriais com a substituição do sistema de linearização desenvolvido por plataformas DPD baseadas em placas de avaliação digital e analógicas.

6.1 Trabalho futuro

Ao longo dos testes laboratoriais, foram identificadas algumas fragilidades no sistema de linearização escolhido. A baixa capacidade de modelação comportamental que o modelo MP utilizado apresentou nos últimos testes, fez degradar a resposta DPD na medida que, apesar de os valores ACPR estarem aceitáveis, as distorções não eram eliminadas e sim, apenas eram atenuadas. Poder-se-ia testar novas abordagens de sistemas DPD (através de modelos comportamentais mais eficientes como GMP ou mesmo fazer uso de LUT ou de redes neurais) de forma comparativa para se chegar a uma melhor solução com resultados mais promissores.

Um outro aspeto que pode ser contemplado diz respeito a problemas com o I/Q imbalance e LO leakage. Estes estão relacionados com as arquiteturas utilizadas na transmissão rádio e a sua correção pode ser implementada em conjunto com o sistema DPD. No trabalho realizado, estes dois fatores não tiveram implicação nos resultados obtidos, apesar de se sentir diretamente o segundo (LO leakage), visível com a contribuição no espectro a DC.

Referências

- [1] “ANACOM - Autoridade Nacional de Comunicações,” [Online]. Available: www.anacom.pt.
- [2] “What is 5G? - Infographic.” [Online]. Available: <https://ec.europa.eu/digital-single-market/en/news/what-5g-infographic>.
- [3] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed. MA: Pearson Education, Inc, 2012.
- [4] F. H. Raab et al., “Power amplifiers and transmitters for RF and microwave,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 50, issue 3, pp. 814 - 826, Mar. 2002.
- [5] Profa. Dra. F. S. Correra, “Amplificadores de Micro-ondas PSI3581 - Circuitos de Micro-ondas” [Online]. Available: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/4325036/mod_resource/content/2/Projeto%20de%20Amplificadores%20de%20Micro-ondas%20-%20PSI3581%20-%20202018%20-%20v2.pdf
- [6] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Norwood, MA: Artech House, 2003.
- [7] . P. Aikio and T. Rahkonen, “A comprehensive analysis of AM-AM and AM-PM conversion in an LDMOS RF power amplifier,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques.*, vol. 57, issue 2, pp. 262 - 270, Feb. 2009.
- [8] “What is IP2? - everything RF.” [Online]. Available: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-ip2>.
- [9] “Mitigate clock intermodulation effects in characterization setups - EDN.” [Online]. Available: <https://www.edn.com/mitigate-clock-intermodulation-effects-in-characterization-setups/>.
- [10] F. Mkaem, 2010, “Behavioural Modeling and Linearization of RF Power Amplifier using Artificial Neural Networks,” Master's Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada.
- [11] Steve C, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [12] D. Raychaudhuri and N. B. Mandayam, “Frontiers of wireless and mobile communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, issue 4, pp. 824 - 840, April 2012.
- [13] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*. Norwood, MA: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [14] J. P. Borrego and M. Matias, 2008. “Estudo do Impacto da Distorção Não Linear Na Gestão do Espectro Radioelétrico,” Master's Thesis, University of Aveiro, Aveiro, Portugal”
- [15] E. J. Bonfim, 2016. “Modelagem comportamental de amplificadores de potência de radiofrequência

- usando termos unidimensionais e bidimensionais de séries de volterra,” Master's Thesis, Federal University of Paraná, Curitiba, Brazil.
- [16] J. C. Pedro and S. A. Maas, “A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, issue 4, pp. 1150 - 1163, Apr. 2005.
- [17] E. G. Lima, T. R. Cunha, and J. C. Pedro, “A physically meaningful neural network behavioral model for wireless transmitters exhibiting PM-AM/PM-PM distortions,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 59, issue 12, pp. 3512 - 3521, Dec. 2011.
- [18] “II-1: Bandpass Signals Equivalent Lowpass Signals I&Q Signals.” [Online]. Available: http://www.ws.binghamton.edu/fowler/fowler%20personal%20page/EE521_files/II-1%20BP,%20Eq%20LP,%20I&Q%20Signals_2007_rev.pdf
- [19] “modulation - Real and complex low pass equivalent of band-pass signal - Signal Processing Stack Exchange.” [Online]. Available: <https://dsp.stackexchange.com/questions/24892/real-and-complex-low-pass-equivalent-of-band-pass-signal>.
- [20] N. B. Carvalho, J. C. Pedro, J. P. Martins, P. M. Cabral, “Power Amplifier Memory Origins and Impact on Intermodulation Distortion”, Workshop on Memory Effects In Power Amplifiers, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, San Francisco, EUA, Jun. 2006.
- [21] N. Messaoudi, 2009, “Mitigation of Memory Effects in High Power Microwave Amplifiers,” Master's Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada.
- [22] “Concept of Memory in RF Power Amplifiers.” [Online]. Available: https://www.highfrequencyelectronics.com/index.php?option=com_content&view=article&id=2065:concept-of-memory-in-rf-power-amplifiers&catid=171&Itemid=189.
- [23] “Conjugado transposto.” [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/wiki/Conjugado_transposto.
- [24] E. J. Bonfim and E. G. de Lima, “A modified two dimensional volterra-based series for the low-pass equivalent behavioral modeling of RF power amplifiers,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 47, pp. 27 - 35, 2016.
- [25] A. R. Belabad, S. A. Motamedi, and S. Sharifian, “An adaptive digital predistortion for compensating nonlinear distortions in RF power amplifier with memory effects,” *Integration VLSI Journal*, vol. 57, pp. 184 - 191, Mar. 2017.
- [26] “Predistortion Techniques vs. Operation in - Maxim Integrated.” [Online]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/products/comms/wireless-rf/rf-predistorters/predistortion-linearization/rfpal-technology/predistortion-techniques-vs-operation-backoff.html>.
- [27] “Funções implícitas e explícitas.” [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/wiki/Funções_implícitas_e_explicitas.

- [28] M. Schetzen, "Nonlinear System Modeling Based on the Wiener Theory," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, issue 12, pp. 824 - 840, Dec. 1981.
- [29] L. Schuartz, 2018, "Linearização de amplificadores de potência com controle de ganho discreto," Master's Thesis, Federal University of Paraná, Curitiba, Brazil.
- [30] L. Guan and A. Zhu, "Green communications: Digital predistortion for wideband RF power amplifiers," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, issue 7, pp. 84 - 99, Nov.-Dec. 2014.
- [31] D. Zhou and V. DeBrunner, "A novel adaptive nonlinear predistorter based on the direct learning algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, issue 1, pp. 84 - 99, Jan. 2004.
- [32] M. A. Hussein, V. A. Bohara, and O. Venard, "On the system level convergence of ILA and DLA for digital predistortion," *International Symposium on Wireless Communication Systems*, Paris, France, Aug. 2012.
- [33] D. R. Morgan, Z. Ma, and L. Ding, "Reducing measurement noise effects in digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE International Conference on Communications*, Anchorage, AK, USA, May 2003.
- [34] C. Eun and E. J. Powers, "A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, issue 1, pp. 223 - 227, Jan. 1997.
- [35] Fa-L. Luo, "Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting: Circuits and Signal Processing," Cambridge: Cambridge University Press 2011.
- [36] H. Paaso and A. Mammela, "Comparison of direct learning and indirect learning predistortion architectures," *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, Reykjavik, Iceland, Dec. 2008.
- [37] X. Feng, B. Feuvrie, A. S. Descamps, and Y. Wang, "Improved baseband digital predistortion for linearising PAs with nonlinear memory effects using linearly interpolated LUT," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 22, pp. 1389–1391, Oct. 2013.
- [38] R. N. Braithwaite, "A comparison of indirect learning and closed loop estimators used in digital predistortion of power amplifiers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, USA, May 2015.
- [39] S. Choi, E. R. Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, issue 3, pp. 397 - 404, Jan. 2009.
- [40] H. W. Kang, Y. S. Cho and D. H. Youn "On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, issue 4, pp. 522 - 526, Apr. 1999.

- [41] M. Schetzeh, "Theory of Pth-order inverses of nonlinear systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 23, issue 5, pp. 285 - 291, May 1976.
- [42] J. Chani-Cahuana, P. N. Landin, C. Fager, and T. Eriksson, "Iterative Learning Control for RF Power Amplifier Linearization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, issue 9, pp. 2778 - 2789, Sep. 2016.
- [43] G. Baudoin and P. Jardin, "Adaptive polynomial pre-distortion for linearization of power amplifiers in wireless communications and WLAN," *EUROCON'2001. International Conference on Trends in Communications. Technical Program, Proceedings*, Bratislava, Slovakia, July 2001.
- [44] Y. H. Lim, Y. S. Cho, W. Cha, and D. H. Youn, "An adaptive nonlinear prefilter for compensation of distortion in nonlinear systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 46, issue 6, pp. 1726 - 1730, Jun. 1998.
- [45] H. Le Duc, B. Feuvrie, M. Pastore, and Y. Wang, "An adaptive cascaded ILA- and DLA-based digital predistorter for linearizing an RF power amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, issue 3, pp. 1031 - 1041, Mar. 2019.
- [46] L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan, Z. Ma, J.S. Kenney, J.Kim and C.R. Giardina "A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, issue 1, pp. 159 - 165, Jan. 2004.
- [47] D. Bismor, "LMS algorithm step size adjustment for fast convergence," *Archives of Acoustics*, vol. 37, no. 1, Mar. 2012.
- [48] "Does anyone know how to determine the value of step size in LMS algorithm.?" [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/post/Does-anyone-know-how-to-determine-the-value-of-step-size-in-LMS-algorithm>.
- [49] "What degrades ACPR performance to greater extent: OIP3 or P1dB? - Analog - Technical articles - TI E2E support forums." [Online]. Available: https://e2e.ti.com/blogs_/b/analogwire/posts/what-degrades-acpr-performance-to-greater-extent-oip3-or-p1db.