

André Felipe Zanella

**Decomposição de Sinais Aplicada na
Pré-distorção Digital de PAs de Banda Dupla
Baseada em Funções Polinomiais**

Curitiba

2018

André Felipe Zanella

Decomposição de Sinais Aplicada na Pré-distorção Digital de PAs de Banda Dupla Baseada em Funções Polinomiais

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

Universidade Federal do Paraná (UFPR)

Setor de Tecnologia

Departamento de Engenharia Elétrica

Curitiba

2018

André Felipe Zanella

Decomposição de Sinais Aplicada na Pré-distorção Digital de PAs de Banda Dupla Baseada em Funções Polinomiais

Trabalho de Conclusão de Curso aprovado como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista no Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná pela seguinte banca examinadora:

Orientador:

Departamento de Engenharia Elétrica,
UFPR

**Prof. Dra. Sibilla Batista da Luz
França**

Departamento de Engenharia Elétrica,
UFPR

Prof. M.Sc. Waldomiro Soares Yuan

Departamento de Engenharia Elétrica,
UFPR

Curitiba

2018

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que fizeram parte da minha vida durante estes 6 anos de UFPR, por contribuírem com a pessoa que sou hoje.

Agradeço em especial ao Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima por ser a pessoa com maior influência em minha graduação, proporcionando um imenso conhecimento e conquistas neste período.

Agradeço por fim aos meus pais, Clemente e Dulcemara, e a minha irmã Beatriz, por todo o apoio sempre dado.

Agradeço por fim ao meu padrinho Cássio por também sempre depositar muita confiança e dar tamanho suporte em tempos difíceis.

“É inimaginavelmente difícil fazer isso, ficar consciente e vivo no mundo adulto durante cada dia. O que significa que um grande clichê acaba sendo verdadeiro: a educação realmente é o trabalho de uma vida. E ele começa: agora.”
(David Foster Wallace, This is water)

Resumo

A elevada taxa de transmissão demandada nos padrões de sistemas de comunicação móvel (3G/4G) resulta em um grande desafio ao projetar de sistemas de transmissão sem fio. O Amplificador de Potência (PA) apresenta uma baixa eficiência ao operar em sua região linear. Contudo, sua é possível elevar sua eficiência ao opera-lo na região não-linear. Porém, é necessário introduzir elementos que o linearização, a fim de evitar o espalhamento do sinal transmitido em canais vizinhos. Uma técnica com excelente custo benefício envolve a utilização de um Pré-distorsor Digital (DPD) em cascata com o PA. O DPD poderá modelar a curva inversa do PA, através de funções polinomiais. A fim de reduzir a complexidade computacional destas funções, este trabalho introduz uma técnica de decomposição do sinal de entrada em diferentes zonas. Após modelar um PA *Doherty* de banda dupla, apresentou-se um modelo de transmissão e recepção, a fim de obter os dados utilizados para a modelagem da curva inversa do PA pelo DPD. Extraíndo os *kernels* do DPD, pode-se utiliza-los em um sistema em cascata, que envolve conectar o DPD no bloco anterior ao PA. Dos três modelos de decomposição por zonas apresentados neste trabalho, o que obteve a melhor precisão da modelagem da curva inversa, assim como melhor redução das distorções adjacentes, quando comparado à um DPD sem zonas, foi o DPD do Modelo A.

Palavras-chaves: pré-distorção digital. PA banda dupla. decomposição por zonas

Abstract

The high transmission rate demanded in the standards of mobile communication systems (3G / 4G) results in a major challenge when designing wireless transmission systems. The Power Amplifier (PA) has a low efficiency when operating in its linear region. However, it is possible to increase its efficiency by operating it in the non-linear region. Nevertheless, it is necessary to introduce elements to the linearization in order to avoid scattering the transmitted signal in neighboring channels. An extremely cost effective technique involves the use of a Digital Pre-Distortor (DPD) in cascade with the PA. The DPD can model the inverse curve of the PA, through polynomial functions. In order to reduce the computational complexity of these functions, this work introduces a technique of decomposition of the input signal into different zones. After modeling a double-band Doherty PA, a transmission and reception model was presented in order to obtain the data used to model the inverse curve of PA by DPD. By extracting the kernels from the DPD, it can be used in a cascade system, which involves connecting the DPD in the previous block to the PA. Of the three zonal decomposition models presented in this paper, the one that obtained the best accuracy of the inverse curve modeling, as well as better reduction of the adjacent distortions, when compared to a zoneless DPD was the Model A DPD.

Key-words: digital predistortion. dual band PA. zonal decomposition.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação básica de um PA. Fonte: Autor	15
Figura 2 – Regiões de operação do PA. Fonte: Autor	17
Figura 3 – Saída de um PA operando em saturação, em função da frequência. Fonte: Autor	17
Figura 4 – Espectro de um PA no domínio da frequência: (a) na entrada (b) na saída de um transmissor banda dupla. Fonte: [5]	18
Figura 5 – Conexão em cascata de um DPD com um PA. Fonte: [2]	21
Figura 6 – Princípio de funcionamento da pré-distorção em cascata. Fonte: [6] . .	21
Figura 7 – Decomposição de limiar vetorial. Fonte: [9]	22
Figura 8 – Decomposição por zonas. Fonte: [9]	22
Figura 9 – Equações do Modelo A. Fonte: [9]	24
Figura 10 – Esquema do Transmissor Banda Dupla. Fonte: Adaptado de [6]	31
Figura 11 – Esquema de modulação em quadratura. Fonte: [6]	31
Figura 12 – Curva de Entrada x Saída de um RF PA <i>Doherty</i> . Fonte: O Autor . . .	33
Figura 13 – Esquema do Receptor Banda Dupla. Fonte: Adaptado de [6]	35
Figura 14 – Esquema do Filtro. Fonte: O Autor	35
Figura 15 – Sistema de comunicações para geração de dados. Fonte: O Autor . . .	35
Figura 16 – Curva de Entrada x Saída do PA no Sistema de Transmissão. Fonte: O Autor	39
Figura 17 – Módulo de Entrada x Saída do PA no Sistema de transmissão. Fonte: O Autor	39
Figura 18 – Amplitude de Entrada x Saída do sinal OFDMA. Fonte: O Autor . . .	40
Figura 19 – Amplitude de Entrada x Saída do sinal WCDMA. Fonte: O Autor . . .	41
Figura 20 – Modelagem inveresa do DPD 2D-SMP sem zonas, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	42
Figura 21 – Modelagem inveresa do DPD 2D-SMP sem zonas, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	42
Figura 22 – Modelagem inveresa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo A, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor . .	43
Figura 23 – Modelagem inveresa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo A, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor . .	44
Figura 24 – Modelagem inveresa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo B, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor . .	44

Figura 25	– Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo B, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor . . .	45
Figura 26	– Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo C, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor . . .	46
Figura 27	– Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo C, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor . . .	46
Figura 28	– Sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	48
Figura 29	– Sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	48
Figura 30	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	49
Figura 31	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	49
Figura 32	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo A, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	50
Figura 33	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo A, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	50
Figura 34	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo A, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	51
Figura 35	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo A, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	51
Figura 36	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo B, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	52
Figura 37	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo B, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	52
Figura 38	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo B, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	53
Figura 39	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo B, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	53
Figura 40	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo C, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	54
Figura 41	– Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo C, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	54
Figura 42	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo C, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor	55
Figura 43	– Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo C, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor	55

Lista de tabelas

Tabela 1 – NMSEs encontrados para as modelagens inversas dos DPDs. Fonte: O Autor	47
Tabela 2 – ACPR para os 4 modelos de DPD em cada banda do sistema em cascata. Fonte: O Autor	56

Lista de abreviaturas e siglas

PA	Amplificador de Potência
RF PA	Amplificador de potência de rádio frequência
DPD	Pré-distorsor Digital
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
2D-MP	<i>Bi-Dimensional Memory Polinomial</i>
2D-SMP	<i>Bi-Dimensional Simplified Memory Polinomial</i>
LS	<i>Least Squares</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
NMSE	<i>Normalized Mean Square Error</i>
ACPR	<i>Adjacent Channel Power Ratio</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>

Sumário

1	Introdução	13
2	Objetivos	14
2.1	Objetivo Geral	14
2.2	Objetivos Específicos	14
3	Revisão Bibliográfica	15
3.1	Amplificadores de Potência de RF	15
3.2	Linearidade <i>vs.</i> Eficiência	16
3.3	RF PA de Banda Dupla	18
3.4	Polinômio de memória aplicado na modelagem de PAs de banda dupla	19
3.5	Pré-distorsor em banda base e modelagem comportamental	20
3.6	Método de decomposição por zonas	21
4	Proposta do Trabalho	24
4.1	Modelo A: Decomposição de limiar vetorial	24
4.2	Modelo B: Proposta de decomposição simultânea de banda dupla	25
4.3	Modelo C: Proposta de decomposição simultânea de banda dupla independentemente	28
5	Metodologia	30
5.1	Transmissor de Banda Dupla	30
5.2	RF PA Banda Dupla	32
5.3	RF PA no Sistema de Transmissão	33
5.4	Receptor Banda Dupla	34
5.5	Geração de Dados	35
5.6	Validação dos Modelos de DPD	36
5.7	Sistema em Cascata	36
5.8	NMSE	36
5.9	ACPR	37
6	Resultados e Análises	38
6.1	Validação do modelo do DPD e Modelagem da Curva inversa do PA	38
6.2	Modelagem Inversa dos DPDs	41
6.2.1	DPD 2D-SMP sem zonas	41
6.2.2	DPD 2D-SMP com decomposição de zonas pelo Modelo A	43
6.2.3	DPD 2D-SMP com decomposição por zonas pelo Modelo B	44

6.2.4	DPD 2D-SMP com decomposição de zonas pelo Modelo C	45
6.3	Considerações sobre a modelagem inversa do DPD de banda dupla	46
6.4	Linearização do PA utilizando os modelos de DPD em cascata	47
6.4.1	Sistema em cascata com DPD sem zonas	47
6.4.2	Sistema em cascata com o DPD Modelo A	49
6.4.3	Sistema em cascata com o DPD Modelo B	51
6.4.4	Sistema em cascata com o DPD Modelo C	53
6.5	Considerações sobre os sistemas em cascata	55
7	Conclusão	57
	Referências	58

1 Introdução

A elevada taxa de transmissão demandada nos padrões de sistemas de comunicação móvel (3G/4G) traz um interessante desafio no projeto de sistemas de transmissão sem fio. Devido ao espectro de frequências cada vez mais limitado em sistemas com um massivo número de usuários, é exigido pelas agências regulamentadoras um grande respeito quanto a largura de banda do canal utilizada por qualquer transmissor, evitando que canais adjacentes sejam invadidos por sinais indesejados. Isso é traduzido numa exigência de linearidade na transmissão do sinal pelo sistema. Todavia, os transistores presentes num amplificador de potência (PA) podem apenas prover uma linearidade de sinal nas custas de um elevado nível de dissipação de energia, resultando num sistema com baixa eficiência energética [1]. Considerando que uma grande parcela dos dispositivos que utilizam de sistemas de comunicação sem fio são portáteis e dispõe de uma bateria como fonte de energia, a eficiência do sistema torna-se um requisito chave, visto que autonomia de bateria é uma das principais demandas do usuário. Além do mais, mesmo em sistemas fixos, como estações de rádio base, uma elevada dissipação de energia em forma de calor exige dissipadores de grande porte, significando num aumento de custo de instalação. Portanto, o PA de rádio frequência (RF) terá um grande impacto no desempenho energético e linear do sistema. É costumeiro operar o PA em sua região não linear, pois nesta é garantido uma melhor eficiência energética, quando comparado à região linear. Porém, torna-se elementar a utilização de métodos de linearização do sistema.

Uma interessante abordagem para atender simultaneamente a demanda por linearidade e eficiência energética em sistemas de comunicação sem fio é a inclusão de um bloco de linearização na cadeia de transmissão [2]. O uso de um pré-distorsor digital (DPD) para executar o papel linearizador é uma boa opção focada em baixo custo de projeto. O conceito é introduzir este elemento que irá intencionalmente pré-distorcer o sinal a ser transmitido, estando localizado no bloco anterior da amplificação. Com isto, é garantido um sinal linear na saída do RF PA, mesmo este apresentando um comportamento não linear.

2 Objetivos

2.1 Objetivo Geral

Este trabalho é apresentado como a finalização de um conjunto de pesquisas, desenvolvido a partir de Iniciações Científicas durante 4 anos de graduação. O conjunto teve como tema central a linearização de PAs utilizando DPDs; inicialmente foram observadas diferentes abordagens para um PA de uma banda, como a utilização de funções polinomiais, o uso de redes neurais e a modelagem com decomposição por zonas. Este Trabalho de Conclusão de Curso busca o desenvolvimento do modelo comportamental de um DPD para linearização de PAs de banda dupla, a fim de ser utilizado em sistemas de comunicação móvel. Este DPD utilizará funções polinomiais para modelar seu comportamento, além de utilizar diferentes metodologias de decomposição do sinal de entrada, a fim de observar os benefícios desta em DPDs de banda dupla.

2.2 Objetivos Específicos

Desta forma os objetivos reais do projeto são:

- aplicar um modelo de decomposição do sinal de entrada do DPD, a fim de decompor a magnitude do valor complexo em diferentes sinais, a fim de serem processados individualmente;
- propor um modelo de PA, assim como um sistema de transmissão e recepção, para obter os dados os quais o DPD será modelado;
- modelar a função característica do DPD através de um polinômio com memória, através da função inversa do PA a ser utilizado;
- obter os *kernels* do polinômio característico do DPD, assim como otimizar o modelo de decomposição a fim de atingir os limiares e número de zonas ideais para o modelo;
- realizar a validação do DPD conectando-o em cascata ao PA, analisando alguns parâmetros como NMSE e ACPR.

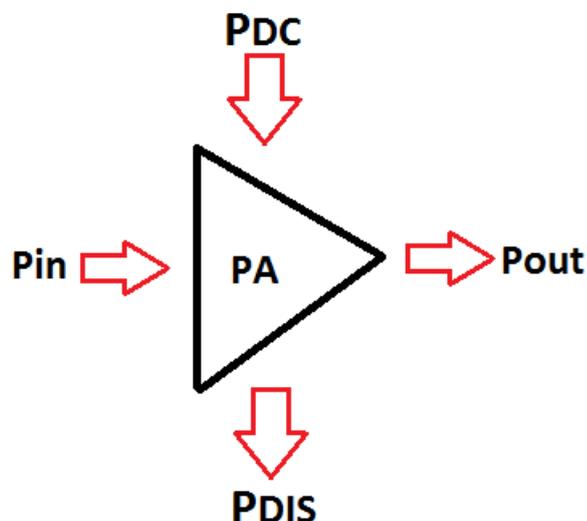
3 Revisão Bibliográfica

3.1 Amplificadores de Potência de RF

Independente do processo de comunicação a ser analisado, um sistema de comunicações sempre possuirá três elementos básicos: transmissor, meio e receptor [3]. O transmissor e receptor estão localizados em pontos distintos do espaço, enquanto o meio é o canal físico que interliga ambos. “O propósito do transmissor é converter o sinal da mensagem produzido pela fonte de informação em uma forma adequada à transmissão por um canal” (HAYKIN, 2004). Devido à propriedade natural de qualquer meio de atenuar a energia de um sinal que se propaga por este, além da presença de distorções, imperfeições e ruídos presentes no meio que serão adicionados ao sinal, o transmissor deve entregar o sinal transmitido com um nível mínimo de energia. Assim, o receptor poderá receber o sinal de informação, acrescido de ruídos do meio, e reconstruir de uma forma reconhecível o sinal original para o usuário. O elemento de interesse e primeiro a ser comentado neste trabalho será o PA de banda simples.

Em um sistema de transmissão, o PA é o elemento presente no transmissor responsável por entregar um ganho de energia ao sinal já modulado, a fim de que o sinal transmitido pela antena chegue ao circuito receptor com um nível mínimo de energia para ser demodulado, após sofrer as atenuações presentes no meio de propagação do sinal. Um modelo simples de PA é visto na Figura 1. Este recebe energia de uma fonte DC externa, transferindo-a para o sinal de RF.

Figura 1: Representação básica de um PA. Fonte: Autor



O balanceamento de potências se dará na forma da equação (1):

$$P_{OUT} = P_{IN} + P_{DC} - P_{DIS}, (1)$$

onde P_{OUT} é a potência contida no sinal de saída do RF PA, P_{DC} é a potência fornecida pela fonte DC, P_{IN} é a potência contida no sinal de entrada do PA, vinda do bloco de modulação, e por fim P_{DIS} representa as perdas por dissipação interna do circuito do PA.

O ganho de potência de um PA é o quociente entre a potência de saída do PA e a potência de entrada, conforme:

$$G = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}, (2)$$

O ganho é um dos parâmetros mais desejados num amplificador de potência, ele mostrará quantas vezes maior a potência de saída é em relação a entrada, sendo essencial no cálculo de propagação de um *link* de comunicação, para que potência suficiente chegue ao receptor.

A eficiência do circuito é outro conceito fundamental quando estuda-se o PA. Representada por:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}}, (3)$$

a equação (3) mostra a eficiência da conversão de energia entregue pela fonte DC em potência disponível na saída do PA. Quanto menores forem as perdas de dissipação, maior será a eficiência.

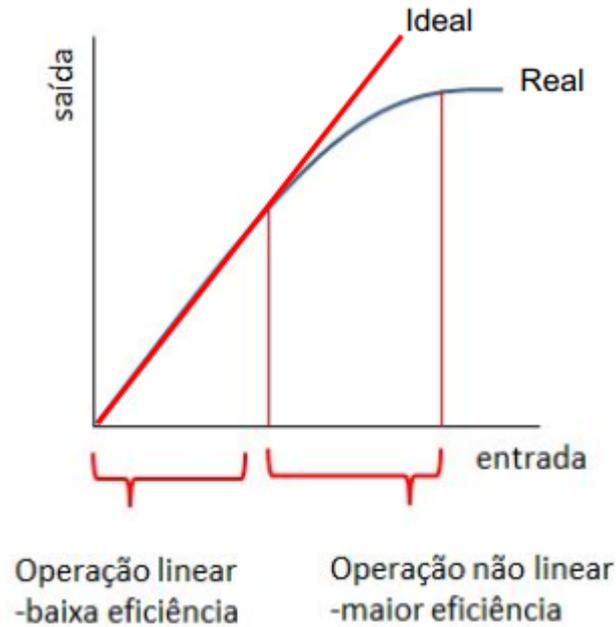
3.2 Linearidade vs. Eficiência

Um PA apresenta um comportamento inversamente proporcional de sua eficiência contra sua linearidade [1]. Com isto, ele possuirá 2 zonas possíveis de operação, conforme visto na Figura 2.

A primeira região é chamada de *Região de Operação Linear*. Nesta, a curva característica de ganho do PA segue a equação (1), havendo uma relação linear entre potência de entrada e saída. Opera-se nesta região quando os níveis de potência de entrada são baixos. Ao operar o PA longe de sua região de saturação dos transistores, obtém-se uma menor eficiência energética do sistema. Em sistemas de comunicação móvel, como celulares e dispositivos de monitoramento remoto, um aumento no consumo de energia do circuito de RF implica em uma diminuição no tempo de uso da bateria (indesejável pelo usuário) ou na necessidade de um aumento na capacidade dela (resultando em custos elevados). Novos protocolos de comunicação com foco em eficiência espectral, como OFDMA e WCDMA (utilizados na tecnologia 3G), buscam conciliar o aumento do número de usuários do sistema de comunicações com taxas de transmissão e limitações de banda. Estes padrões possuem elevados índices de razão entre as potências de pico e média (PAPR),

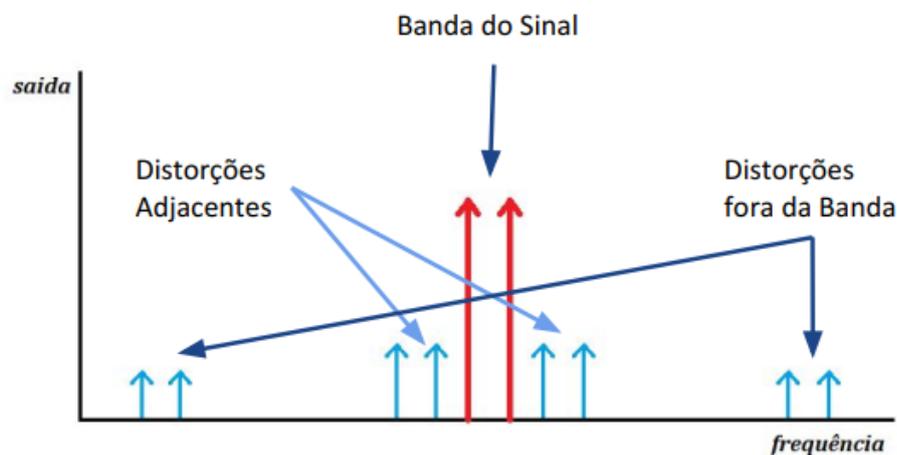
tipicamente na ordem de 10 dB, mesmo após implementação de técnicas para sua redução [4]. Isto inviabiliza operar o PA em sua região linear.

Figura 2: Regiões de operação do PA. Fonte: Autor



A segunda região é a Região de Operação Não Linear ou Região de Saturação. Nesta região, a equação (1) não pode mais ser utilizada para descrever o ganho do PA, que agora assume uma característica não linear. Ao operar com níveis superiores de potência de entrada, os transistores do circuito entram em saturação, e nota-se uma forte compressão no ganho do circuito. Isto resultará em distorções que levam a um aumento da largura de banda do sinal, invadindo canais adjacentes do espectro, conforme observado na Figura 3. Porém, a troca é um aumento na eficiência do circuito, algo de extremo interesse em sistemas móveis.

Figura 3: Saída de um PA operando em saturação, em função da frequência. Fonte: Autor

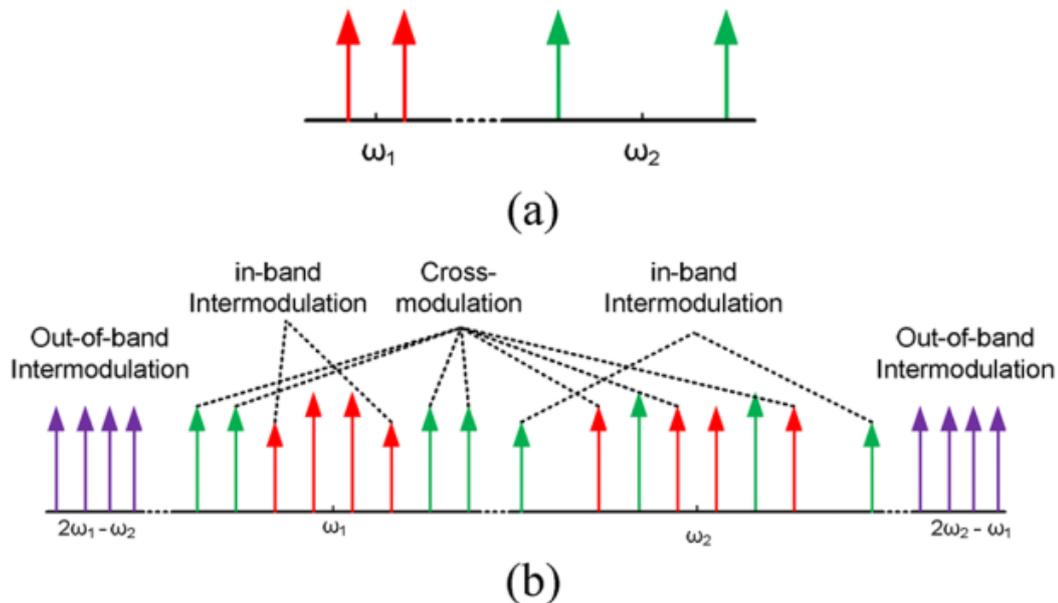


Ao operar na região de saturação, são introduzidas então distorções no domínio da frequência. As distorções fora da banda do sinal, vistas na Figura 6, são facilmente removidas ao aplicar um filtro passa-banda centrado na frequência da portadora do sinal a ser transmitido. Porém, as distorções adjacentes a banda do sinal já não podem ser filtradas por filtros realísticos. Estas podem causar a invasão de canal entre usuários de canais adjacentes, fenômeno comumente chamado de intermodulação. Para operar na Região de Saturação, é necessário então introduzir elementos que irão linearizar o PA, conseguindo assim reduzir as distorções de bandas adjacentes que não são filtradas pelo passa-banda.

3.3 RF PA de Banda Dupla

Os fenômenos observados em PAs de banda dupla são idênticos aos observados e descritos anteriormente para PAs de banda simples, incluindo à relação inversa entre linearidade e eficiência. Porém, no caso dos dispositivos de banda dupla, os efeitos de distorções no domínio da frequência são mais severos, conforme visto na Figura 7.

Figura 4: Espectro de um PA no domínio da frequência: (a) na entrada (b) na saída de um transmissor banda dupla. Fonte: [5]



Enquanto em um PA de banda simples havia dois tipos de distorções na frequência, em um sistema de banda dupla notam-se 3 tipos de distorções neste domínio. A primeira são as distorções fora da banda, já vistas no PA anterior. A segunda é a distorção entre bandas, similar às distorções adjacentes do PA anterior e causada por cada banda. O terceiro tipo é único de PAs de banda dupla e denomina-se modulação cruzada. Similar a distorção entre bandas, esta é causada de distorções entre ambas as bandas.

3.4 Polinômio de memória aplicado na modelagem de PAs de banda dupla

Quando trabalha-se com transmissores que operam com duas bandas, deve-se então levar em conta as interações entre as bandas, na forma de modulação cruzada e intermodulação. O comportamento não linear do PA para cada uma destas bandas causa distorções na frequência, no formato de harmônicas e produtos de intermodulação.

Sendo as harmônicas subsequentes localizadas nos múltiplos das primeira harmônica do sinal, no caso de um sinal com $f = 900 \text{ MHz}$, sua segunda harmônica estará em $2f = 1800 \text{ MHz}$, a terceira harmônica estará em $3f = 2700 \text{ MHz}$, e por assim em diante. Em um sistema banda dupla com portadoras $f_1 = 900 \text{ MHz}$ e $f_2 = 2500 \text{ MHz}$, já pode-se notar que poderá haver interferência entre as distorções das bandas distintas.

É necessário então prever os fenômenos de interferência entre bandas no modelo matemático a ser utilizado para descrever um PA de banda dupla. Em [5] é proposto um uma modelagem que leva em conta este fenômeno. O chamado 2D-MP. Nele, cada banda é pré-distorcida de maneira independente, e as saídas de $\tilde{x}_1(n)$ e $\tilde{x}_2(n)$, referentes a primeira e segunda banda respectivamente, serão:

$$\tilde{x}_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{j=0}^J h_{p,j,m}^{(1)} \tilde{u}_1(n-m) |\tilde{u}_1(n-m)|^{p-j} |\tilde{u}_2(n-m)|^j, \quad (3)$$

$$\tilde{x}_2(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{j=0}^J h_{p,j,m}^{(2)} \tilde{u}_2(n-m) |\tilde{u}_2(n-m)|^{p-j} |\tilde{u}_1(n-m)|^j, \quad (4)$$

Nas equações (3) e (4), $h_{p,j,m}^1$ e $h_{p,j,m}^2$ são os coeficientes do modelo. O número de coeficientes do modelo de cada banda será o total do produto de M^*P^*J e quanto maior for este número, mais complexo torna o processo de extração destes. $\tilde{u}_{(1)}(n)$ e $\tilde{u}_{(2)}(n)$ são as entradas da banda 1 e banda 2 no instante de tempo n ; P será o truncamento polinomial, responsável pela ordem do polinômio a ser utilizado; M é a ordem de memória, que mostra como entradas passadas interferem na saída atual, representando efeitos capacitivos e indutivos presentes em um PA real. Este modelo possui coeficientes ajustáveis e é linear em seus coeficientes, permitindo métodos menos complexos para extração. Ou seja, conhecidos os dados de entrada e saída deste modelo forma-se um sistema de equações que pode ser resolvido linearmente. Uma desvantagem deste modelo é que os número de coeficientes é proporcional ao produto M^*P^*J . Conforme aumenta a ordem de truncamento e termos de memória, mais coeficientes e, conseqüentemente mais equações são acrescentadas ao sistema, podendo tornar-lo computacionalmente complexo e exigindo um maior armazenamento de memória de dispositivos físicos, como FPGAs, sendo algo a priori a evitar.

Baseado no 2D-MP visto em [5] e discutido anteriormente, foi proposto em [6] um modelo denominado 2D-SMP. Neste, as saídas $\tilde{x}_{(1)}(n)$ e $\tilde{x}_{(2)}(n)$ são obtidas das equações a seguir:

$$\tilde{x}_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{p,m}^{(1)} \tilde{u}_1(n-m) |\tilde{u}_1(n-m)|^p + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{p,m}^{(2)} \tilde{u}_1(n-m) |\tilde{u}_2(n-m)|^p, \quad (5)$$

$$\tilde{x}_2(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{p,m}^{(3)} \tilde{u}_2(n-m) |\tilde{u}_2(n-m)|^p + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{p,m}^{(4)} \tilde{u}_2(n-m) |\tilde{u}_1(n-m)|^p, \quad (6)$$

Para as equações (5) e (6), têm-se quatro conjuntos de coeficientes: $h_{p,m}^{(1)}$, $h_{p,m}^{(2)}$, $h_{p,m}^{(3)}$ e $h_{p,m}^{(4)}$. O número de coeficientes será proporcional a P e M, e será igual a $4 \cdot P \cdot M$. As demais notações são as mesmas das equações (3) e (4). Este modelo é capaz de representar os efeitos de modulação cruzada, assim como não linearidades e efeitos de memória [6]. O 2D-SMP resulta em menos coeficientes que o 2D-MP para os mesmos valores de ordem de truncamento e memória, pois não levará em conta o produto de módulos entre bandas distintas, ocorrendo apenas os produtos de módulos de mesma banda. Isto resultará numa perda de precisão da modelagem, mas com o benefício de reduzir a complexidade computacional da modelagem.

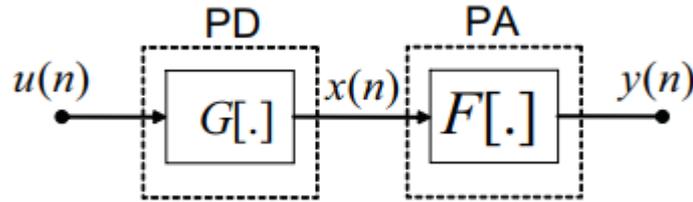
3.5 Pré-distorsor em banda base e modelagem comportamental

Conforme falado na seção anterior, a fim de atenuar as distorções adjacentes e modulações cruzadas resultantes da operação na região de saturação do PA de banda dupla, é necessário introduzir um elemento linearizador ao bloco do transmissor. Uma abordagem comum e que apresenta um interessante custo-benefício é a utilização de um DPD em cascata ao PA. A pré-distorção pode ser realizada de duas maneiras: em RF ou em banda base. Quando realizada em rádio frequência, a pré-distorção torna-se uma difícil tarefa, por exigir circuitos analógicos e, conseqüentemente, modelos matemáticos de elevada precisão e complexidade em sua modelagem. Uma alternativa então é realizá-la em banda base, ou seja, com sinais contidos em frequências muito próximas de 0 Hz. Com isto, a pré-distorção pode ser feita com circuitos digitais, como FPGAs, reduzindo os custos com projeto e utilizando componentes de produção massificada e custo inferior quando comparado a um circuito dedicado. Conectar um DPD em cascata significa deixar seu bloco antes do bloco do PA, a fim que o DPD introduza uma distorção inversa a do PA que cancele seus efeitos não lineares ao operar na região de saturação, trazendo um ganho de eficiência ao sistema.

Quando trata-se um DPD como uma topologia inversa do modelo comportamental do PA, é necessário então aplicar conceitos de modelagem comportamental [2]. Ao

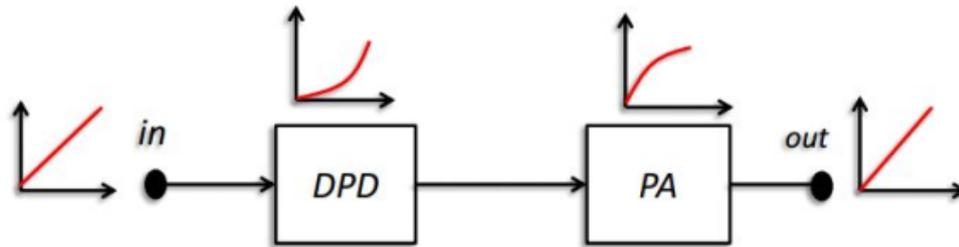
trabalhar com uma topologia de cascata, a saída do DPD será conectada em série com a entrada do PA, como pode ser visto na Figura 5. Nela, $\tilde{u}(n)$ é o sinal modulado com a informação desejada. Este passará por uma função arbitrária $G[\cdot]$ que descreve o modelo do DPD, em que $\tilde{x}(n) = G[u]$. O PA será representado pela função arbitrária $F[\cdot]$, sendo sua entrada a saída do DPD, e sua saída sendo $y(n) = F[x]$.

Figura 5: Conexão em cascata de um DPD com um PA. Fonte: [2]



A fim de garantir que a relação entre $u(n)$ e $y(n)$ da Figura 5 seja linear, é necessário que a função $G[\cdot]$ seja a inversa da função $F[\cdot]$. Ou seja, a curva do DPD deverá possuir as características inversas da curva característica do PA que deseja-se linearizar. Isto é melhor observado na Figura 6. Torna-se imprescindível uma modelagem precisa da curva característica do PA, a fim de obter uma maior fidelidade na modelagem comportamental do DPD e um melhor resultado na linearização.

Figura 6: Princípio de funcionamento da pré-distorção em cascata. Fonte: [6]



Numa abordagem em que o modelo matemático do PA apresenta memória, a modelagem do DPD também deverá levar em conta efeitos de memória, a fim de compensá-los [2].

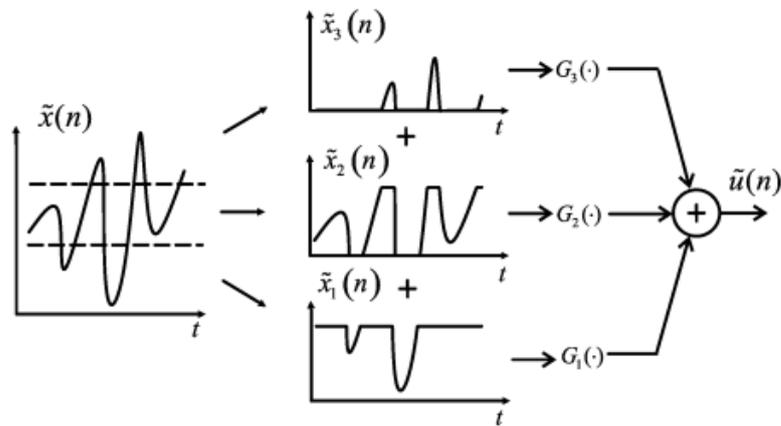
3.6 Método de decomposição por zonas

O diferencial apresentado neste trabalho, estudado anteriormente pelo autor em [7] e [8], é a decomposição por zonas do sinal de entrada do DPD. Este modelo busca modelar com maior precisão não linearidades distintas presentes em certas topologias de PAs, como a Doherty e *seguidor de envoltória*. A ideia parte em separar as não linearidades presentes na curva característica do PA em vários segmentos, baseados na potência da envoltória do

signal de entrada, e então processar separadamente cada segmento com diferentes funções [9].

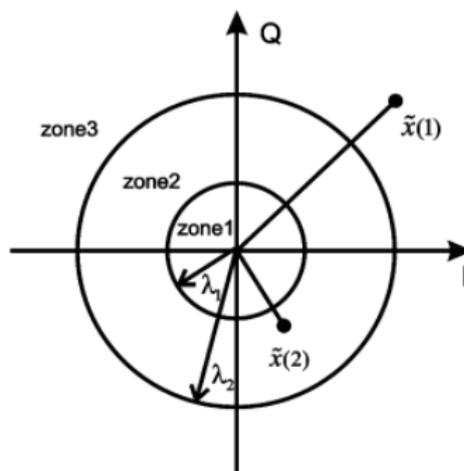
Partindo do conceito de compensar descontinuidades em curvas de ganho de PAs e efeitos de memória [9], propõe-se decompor a envoltória complexa de entrada em S sub sinais, utilizando uma técnica de decomposição de limiar vetorial. Com isto, cada sub sinal será processado separadamente, de acordo com seu nível de potência de entrada, conforme visto na Figura 1. Após o processamento, por exemplo utilizando um modelo polinomial, o vetor será re combinado para produzir a saída pré-distorcida.

Figura 7: Decomposição de limiar vetorial. Fonte: [9]



O módulo da envoltória complexa do sinal de entrada será decomposto de acordo com um vetor de limiar de zonas $\tau = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_S]$, em que $S + 1$ representa o número total de zonas, λ representa o limiar que determina a transição entre zonas adjacentes e τ o vetor limiar, que conterà S termos. A Figura 8 traz uma representação visual da decomposição do modelo A. Nela, vemos um modelo com 3 zonas, S igual a 2 e $\tau = [\lambda_1, \lambda_2]$.

Figura 8: Decomposição por zonas. Fonte: [9]



O vetor de entrada $\tilde{X}(n)$ poderá então ser representado por:

$$\tilde{X}(n) = [\tilde{x}_1(n), \tilde{x}_2(n), \dots, \tilde{x}_{S+1}(n)], (7)$$

onde:

$$\tilde{X}(n) = \sum_{s=1}^{S+1} \tilde{x}_s(n), (8)$$

O sinal complexo original foi decomposto em $S + 1$ sinais que, quando somados, resultarão no sinal original, em que S será o número de limiares a ser trabalhado no modelo, ou pelos círculos da Figura 8.

Além do conceito de melhor ajustar os coeficientes de um modelo polinomial dentro das não linearidades de certas topologias de PAs, a técnica de decomposição por limiar de zonas também busca reduzir a complexidade computacional do DPD [7]. Foi observado que, em parâmetros de mesma carga computacional, uma combinação da decomposição por limiares de zonas com um polinômio simplificado de memória 1D obteve melhores resultados de precisão da modelagem, quando comparado a um modelo polinomial com maior ordem de memória, que possui um maior número de coeficientes e maior complexidade matemática na modelagem [7].

4 Proposta do Trabalho

Este trabalho propõe um estudo de 3 modelos de DPDs utilizando decomposição por zonas. Deseja-se analisar como estes se darão modelando um PA de banda dupla utilizando o modelo polinomial 2D-SMP, visto na seção 3.4 deste trabalho. Será então comparado se haverá ganho de precisão com relação a um modelo 2D-SMP sem a técnica de decomposição.

Também é proposto a modelagem de um sistema de transmissão e recepção de sinais, a fim de gerar dados de um PA banda dupla, para então realizar a modelagem inversa para obtenção do DPD e validar os resultados de cada um dos três modelos. Durante a descrição da modelagem do sistema de transmissão, serão justificadas algumas escolhas feitas durante os modelos de decomposição, havendo uma conversa entre as áreas de proposta de trabalho e metodologia.

4.1 Modelo A: Decomposição de limiar vetorial

Descrito originalmente em [9] e trabalhado pelo autor em [7] e [8], os sinais a serem pré-distorcidos são decompostos em S componentes, com s assumindo valores entre 1 e S , de acordo com a equação vista na Figura 9. O valor $|\tilde{x}(n)|$ retorna a magnitude de $\tilde{x}(n)$ e ϕ é a fase do vetor de entrada complexo. É assumido que $1 < s < S + 1$. No caso da Figura 8, os vetores de entrada $\tilde{x}(1)$ e $\tilde{x}(2)$ seriam decompostos em 3 zonas, com limiares λ_1 e λ_2 . A fase ϕ do sinal de entrada será mantida para todas as zonas, não sendo alterada no processo de decomposição. Logo, os valores $\tilde{x}_s(n)$ serão alterados apenas com relação a magnitude de sinal original $\tilde{x}(n)$. Eles também deverão respeitar a condição imposta pela equação (8), em que o somatório dos sinais recompostos seja igual ao sinal original.

Figura 9: Equações do Modelo A. Fonte: [9]

$$\tilde{x}_s(n) = \begin{cases} 0, & |\tilde{x}(n)| \leq \lambda_{s-1} \\ [|\tilde{x}(n)| - \lambda_{s-1}] e^{j\phi}, & \lambda_{s-1} < |\tilde{x}(n)| \leq \lambda_s \\ [\lambda_s - \lambda_{s-1}] e^{j\phi}, & |\tilde{x}(n)| > \lambda_s \end{cases}$$

Com isto, o 2D-SMP terá equações respectivas para cada banda, considerando a decomposição do modelo A, conforme (9) e (10):

$$\tilde{x}_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{s=1}^S h_{p,m,s}^{(1)} \tilde{u}_{1s}(n-m) |\tilde{u}_{1s}(n-m)|^p + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{s=1}^S h_{p,m,s}^{(2)} \tilde{u}_{1s}(n-m) |\tilde{u}_{2s}(n-m)|^p, \quad (9)$$

$$\tilde{x}_2(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{s=1}^S h_{p,m,s}^{(3)} \tilde{u}_{2s}(n-m) |\tilde{u}_{2s}(n-m)|^p + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P \sum_{s=1}^S h_{p,m,s}^{(4)} \tilde{u}_{2s}(n-m) |\tilde{u}_{1s}(n-m)|^p, \quad (10)$$

que foram adaptadas de (5) e (6) para incluir a decomposição.

Neste caso, o número de coeficientes do modelo 2D-SMP aumentará proporcionalmente ao valor de S , referente ao número de zonas utilizado. Conforme observado nas equações acima, não há cruzamento entre zonas no polinômio, ou seja, um valor dependerá apenas dos valores da zona atual.

O Modelo A já apresentou resultados satisfatórios quando utilizado para linearizar PAs de banda simples, tanto quando modelado por funções polinomiais como quando modelado por redes neurais.

4.2 Modelo B: Proposta de decomposição simultânea de banda dupla

Uma segunda abordagem a ser vista neste trabalho é um modelo de equações para decomposição por zonas proposto pelo autor, pensado para um PA banda dupla.

Partindo da representação fasorial de um vetor complexo, tem-se para cada banda o seguinte:

$$\tilde{u}_1(n) = |\tilde{u}_1(n)| e^{j\phi_1(n)}, \quad (11)$$

$$\tilde{u}_2(n) = |\tilde{u}_2(n)| e^{j\phi_2(n)}, \quad (12)$$

As equações (11) e (12) mostram que os vetores $\tilde{u}_1(n)$ e $\tilde{u}_2(n)$, que são as entradas de um sistema de transmissão de duas bandas, para cada instante de tempo n , podem ser representados pelo módulo e a exponencial complexa da fase instantânea ϕ respectiva para cada banda. O sub índice 1 indica um sinal da banda 1, enquanto o sub índice 2 representa um sinal oriundo da banda 2 do PA de banda dupla. Estas duas equações podem ser escritas na forma trigonométrica. Deseja-se então decompor cada vetor instantâneo em S subsinais, de acordo com atender a equação (8).

Da mesma forma, os sinais $\tilde{u}_1(n)$ e $\tilde{u}_2(n)$ serão modulados sobre duas portadoras distintas, com frequências ω_1 e ω_2 . Sabe-se também que para um sistema de comunicação digital haverá um bloco de amostragem, com frequência de amostragem f_s e consequentemente um período de amostragem $t = 1/f_s$, que resultará num vetor de tempo t com espaçamento entre os elementos de t . Como o PA amplifica o somatório das duas bandas, podemos considerar que os sinais de entrada modulados nas respectivas portadoras e somados serão:

$$u_1 e^{j\omega_1 t} + u_2 e^{j\omega_2 t} = |\tilde{u}_1(n)| e^{j\phi_1 t} e^{j\omega_1 t} + |\tilde{u}_2(n)| e^{j\phi_2 t} e^{j\omega_2 t}, \quad (13)$$

$$u_1 e^{j\omega_1 t} + u_2 e^{j\omega_2 t} = e^{j\omega_1 t} [|\tilde{u}_1(n)| e^{j\phi_1 t} + |\tilde{u}_2(n)| e^{j\phi_2 t} e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}], \quad (14)$$

Os algebrismos envolvendo a equação (13) resulta na equação (14). Esta é de grande interesse. O módulo do valor complexo representado por (16) é a envoltória da informação modulada do sistema. Este valor nos apresenta então o nível de energia que estará sendo encaminhado ao PA para cada instante de tempo da entrada. Logo, podemos utilizá-lo para decompor a entrada a ser pré-distorcida.

Considerando então as condições vistas nas equações (15), (16) e (17). Nelas, γ será o valor a ser comparado com o valor de limiar de cada zona λ_s e representa a envoltória do sinal de entrada do PA. Outra condição é que para cada banda o somatório dos Z sub sinais deverá resultar no sinal original. Além disso, o módulo da soma dos sinais das duas bandas para uma zona deverá ser igual ao λ desta zona.

$$\gamma = |\tilde{x}_1(n) + \tilde{x}_2(n) e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}|, \quad (15)$$

$$\tilde{x}_1(n) = \sum_{s=1}^S \tilde{x}_{1s}(n); \tilde{x}_2(n) = \sum_{s=1}^S \tilde{x}_{2s}(n), \quad (16)$$

$$|\tilde{x}_{1s}(n) + \tilde{x}_{2s}(n)| = \lambda_s, \quad (17)$$

Há então 3 casos possíveis a serem analisados para o Modelo B, que resultam nas seguintes equações. A fim de simplificar a demonstração, será visto o caso para 2 zonas e 1 valor de limiar λ .

O primeiro é visto nas equações (18) e (19). Quando o valor de γ for menor que a zona em questão, os valores de entrada estarão apenas na primeira zona, e as demais zonas deverão ser zero. Isto deve-se pelo fato da potência da envoltória ser sempre menor que o limiar estabelecido por λ , não fazendo sentido o sinal possuir um sub sinal em uma zona acima de .

$$\tilde{x}_{11}(n) = \tilde{x}_1(n); \tilde{x}_{12}(n) = 0, \quad (18)$$

$$\tilde{x}_{21}(n) = \tilde{x}_2(n); \tilde{x}_{22}(n) = 0, \quad (19)$$

O segundo e terceiro caso são derivados da condição $\gamma >$. Devido ao fato do valor γ ser representado pelo somatório dos sinais das duas bandas, não há como saber por qual banda foi ultrapassado o limiar da zona.

Logo, tem-se o segundo caso em que $|\tilde{x}_1(n)| >$, visto nas equações (20) e (21). Este caso considera que o sinal da banda 1 foi o responsável por ultrapassar o limiar. Logo, o sinal da banda 1 na primeira zona terá uma magnitude igual a λ e, na segunda zona, uma magnitude $(|\tilde{x}_1(n)| - \lambda)$, respeitando a equação (8). A fim de respeitar a condição da equação (17), o valor da banda 2 na primeira zona deverá ser 0, já que a magnitude da soma de todos os sinais de uma zona não poderá ser maior que λ . Com isto, todo o sinal da segunda banda estará na sua segunda zona.

$$\tilde{x}_{11}(n) = \lambda e^{j\phi_1}; \tilde{x}_{12}(n) = (\tilde{x}_1 - \lambda) e^{j\phi_1}, (20)$$

$$\tilde{x}_{21}(n) = 0; \tilde{x}_{22}(n) = \tilde{x}_2(n), (21)$$

O terceiro e último caso será aquele em que $|\tilde{x}_1(n)| <$ e novamente $\gamma > \lambda$. Ele será descrito pela equação já vista anteriormente (18) e pela equação (22). Aqui, supõe-se que o valor da magnitude da segunda banda foi o responsável por ultrapassar o limiar. Logo, \tilde{x}_1 é menor que λ e estará todo na primeira zona.

$$\tilde{x}_{11}(n) = \tilde{x}_1(n); \tilde{x}_{12}(n) = 0, (18)$$

$$\tilde{x}_{21}(n) = AA; \tilde{x}_{22}(n) = \tilde{x}_2(n) - AA, (22)$$

Já AA é um valor complexo que estará nos sub sinais da segunda banda e que é encontrado resolvendo a equação não linear (23), que possuirá uma solução para cada instante t do tempo.

$$\lambda = |\tilde{x}_1(n) + AA e^{j\phi_2 t} e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}|, (23)$$

É importante notar que, diferentemente do Modelo A, o Modelo B não possui conservação da fase durante a decomposição das zonas. Ao observar atentamente as equações (18) a (22), vê-se que para o γ calculado pela equação (15), a fase do sinal da banda 1 permanece inalterada para cada sub sinal, ou seja, a fase de $\tilde{x}_1(n)$ será igual a todos os $\tilde{x}_{1s}(n)$. Porém, a fase da banda 2 sofre alteração durante a decomposição, causada pela resolução da equação não linear (23), que demanda de métodos de otimização numérica para resolução de problemas não lineares, mais especificamente, neste trabalho sendo uti-

lizado o *Trust Region Dogleg*, que utilizará aproximações a fim de encontrar respostas para todas as entradas. Não é possível garantir que a fase de AA será a mesma de $\tilde{x}_2(n)$.

4.3 Modelo C: Proposta de decomposição simultânea de banda dupla independentemente

O Modelo C também é proposto pelo autor, sendo uma variação do Modelo B visto em 4.2. Ele é justificado em tentar evitar problemas de não linearidades causados pela alteração da fase do sinal original durante o processo de decomposição do sinal original em sub sinais.

Enquanto no Modelo B as saídas de ambas as bandas eram determinadas pelo mesmo algoritmo e por um mesmo valor de γ , para o Modelo C os sub sinais de cada banda serão determinados individualmente. Notou-se que no Modelo B apenas uma das bandas possuía a fase alterada durante a decomposição. Então, ao propor valores de γ diferentes para cada banda, poderia ser contornada a alteração de fase do sinal originado em seus sub sinais. Para a banda 1, γ_1 será obtido pela equação (15). Para a banda 2, γ_2 é descrito por (24).

$$\gamma_2 = |\tilde{x}_2(n) + \tilde{x}_1(n)e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}|, (24)$$

No Modelo B, notou-se que para um valor de $\gamma = \gamma_1$, não havia alteração da fase dos sub sinais para a banda 2. Então, pode-se supor que quando $\gamma = \gamma_2$, não deverá haver alteração da fase dos sub sinais da banda 1, quando comparados ao sinal original.

Igual foi realizado para o Modelo B, será considerado para o Modelo C um sistema com 2 zonas, ou seja, os vetores serão divididos em dois sub sinais, a fim de facilitar a explicação.

Considerando inicialmente a banda 2, as equações que definirão os sub sinais dela serão as seguintes. Para $\gamma_1 < \lambda$, a equação que define o sub sinal é idêntica à equação (19) e revista abaixo:

$$\tilde{x}_{21}(n) = \tilde{x}_2(n); \tilde{x}_{22}(n) = 0, (19)$$

Para $\gamma_1 > \lambda$ $|\tilde{x}_1(n)| > \lambda e$, a equação será idêntica à (21) e revista abaixo:

$$\tilde{x}_{21}(n) = 0; \tilde{x}_{22}(n) = \tilde{x}_2(n), (21)$$

Por fim, para $\gamma_1 > e$ $|\tilde{x}_1(n)| < \lambda$, as equações que definirão os sub sinais da banda 2 serão idênticas à equação (22), onde AA é obtido resolvendo a equação (23).

$$\tilde{x}_{21}(n) = AA; \tilde{x}_{22}(n) = \tilde{x}_2(n) - AA, (22)$$

$$\lambda = |\tilde{x}_1(n) + AAe^{j\phi_2 t} e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}|, (23)$$

Para determinar os valores dos sub sinais da banda 1, as equações serão muito similares às equações da banda 2, apenas trocando os referenciais entre bandas dentro das equações.

Para $\gamma_2 < \lambda$, a equação que define o sub sinal é idêntica à equação (18) e revista abaixo:

$$\tilde{x}_{11}(n) = \tilde{x}_1(n); \tilde{x}_{12}(n) = 0, (18)$$

Para $\gamma_2 > \lambda$ e $|\tilde{x}_2(n)| > \lambda$, a equação é vista em (25):

$$\tilde{x}_{11}(n) = 0; \tilde{x}_{12}(n) = \tilde{x}_1(n), (25)$$

Por fim, para $\gamma_2 > \lambda$ e $|\tilde{x}_2(n)| < \lambda$, a equação que definirá o sub sinal da banda 2 é vista em (26), onde AA é obtido resolvendo a equação não-linear (27):

$$\tilde{x}_{11}(n) = AA; \tilde{x}_{12}(n) = \tilde{x}_1(n) - AA, (26)$$

$$\lambda = |\tilde{x}_2(n) + AAe^{j\phi_1 t} e^{j(\omega_2 - \omega_1)t}|, (27)$$

5 Metodologia

O capítulo 4 apresentou os 3 modelos de DPD com decomposição por zonas que serão focados neste trabalho. Nesta seção do trabalho, será apresentada a metodologia para a validação destes.

Para poder modelar o comportamento de cada um dos DPD que irá linearizar os dados de um PA, é preciso obter os dados de um PA de banda dupla, simulando um sistema transmissor e receptor de RF. Também torna-se necessário definir o modelo que descreve a curva entrada/saída do PA banda dupla. Este sistema abrange os conceitos tratados na Introdução e Revisão Bibliográfica deste trabalho, descrevendo tanto o sistema de transmissão de dados como o sistema de recepção. Serão usados dois pacotes de dados de diferentes padrões de comunicação para gerar serem as entradas do sistema de comunicações: um sinal 3GPP WCDMA e um sinal LTE OFDMA. Ambos estão inicialmente amostrados em $f_s = 61,44MHz$, e são vistos como vetores de N elementos, onde cada elemento representa uma amostra no tempo.

5.1 Transmissor de Banda Dupla

Baseado no sistema apresentado em [6] para geração de dados de validação, o transmissor banda dupla a ser utilizado neste trabalho é visto na Figura 10. As entradas $\tilde{u}_1(n)$ e $\tilde{u}_2(n)$ deste sistema serão as envoltórias complexas dos sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente.

O primeiro bloco presente no transmissor RF é a reamostragem das envoltórias complexas presentes no tempo. A amostragem de um sinal analógico no domínio do tempo gera cópias no domínio da frequência, respeitando o teorema da amostragem [10]. Ou seja, haverá um espalhamento dos sinais de cada banda dentro do espectro da frequência após a amostragem. Para evitar sobreposições entre as cópias, distantes entre si um número inteiro da frequência de amostragem, o sinal deverá possuir uma elevada taxa de reamostragem, aumentando então os limites dos espectros dos sinais. Também é desejável que a frequência de reamostragem seja um múltiplo inteiro da frequência de amostragem original f_s . Baseado no modelo de [5], a taxa de reamostragem utilizada neste sistema foi de 150 vezes a taxa de amostragem original, resultando numa $f_{rs} = 9,216GHz$. Este valor obedece o *critério de Nyquist*, permitindo que o sinal possa ser reconstruído no bloco receptor [11].

O próximo passo do sistema de transmissão envolve posicionar os dois sinais reamostrados no domínio da frequência. Os sinais OFDMA e WCDMA serão transladados

para as frequências de 900 MHz e 2500 MHz, como visto na Figura 10. Esta operação é feita através de uma técnica de modulação em quadratura. Como comentado anteriormente, estamos trabalhando com a envoltória complexa de dois sinais distintos. A envoltória complexa se dá pela seguinte expressão:

$$s(t) = s_I(t) + js_Q(t), \quad (28)$$

em que $s_I(t)$ representa a componente em fase da envoltória e $s_Q(t)$ representa a componente em quadratura [11]. O equivalente em banda passante da envoltória é dado por:

$$s(t) = \text{Re}[s(t)e^{j2\pi f_c t}] = s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\text{sen}(2\pi f_c t), \quad (29)$$

A translação em frequência, chamada então de modulação em quadratura, tem seu diagrama de blocos visto na Figura 11.

Figura 10: Esquema do Transmissor Banda Dupla. Fonte: Adaptado de [6]

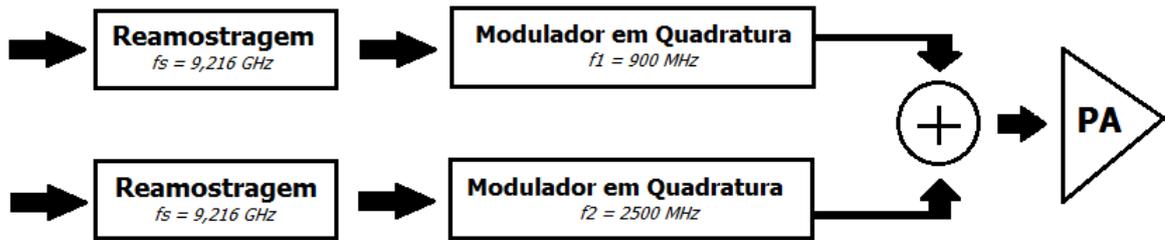
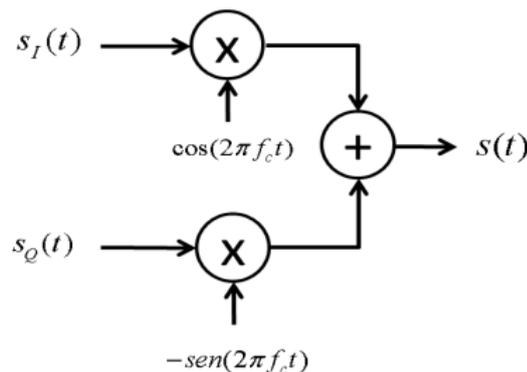


Figura 11: Esquema de modulação em quadratura. Fonte: [6]



Para um sistema de duas bandas, o esquema visto na Figura 11 torna-se então multiplicar a componente reamostrada pela exponencial complexa da frequência que deseja-se transladar o sinal. No caso, usa-se $f_1 = 900\text{MHz}$ e $f_2 = 2500\text{MHz}$ para os sinais OFDMA e WCDMA. Então, é utilizada apenas a parte real da operação, pois o PA apenas trabalha com valores reais, não havendo necessidade de utilizar a componente imaginária. Como o PA possui apenas uma entrada, podemos somar então os dois sinais modulados em quadratura, conforme visto na Figura 10. Como eles estão já em diferentes bandas

de frequência, com taxa correta de amostragem, não haverá dificuldade de separá-los no processo de recepção.

5.2 RF PA Banda Dupla

Inicialmente, é necessário encontrar uma equação que descreva o comportamento de um RF PA. Para este trabalho, é de grande interesse procurar um PA com uma característica altamente não linear, a fim de poder aplicar o modelo de decomposição por zonas em uma situação em que um modelo tradicional de DPD possui dificuldades na modelagem. Portanto, um PA de grande interesse é o modelo *Doherty*.

O amplificador *Doherty* combina dois PAs com a mesma capacidade de potência de saída, sendo um amplificador principal e um auxiliar. Um divisor de potência é encarregado por dividir igualmente a potência entregue aos PAs. Quando a entrada estiver com menos de metade da amplitude de pico, apenas o PA principal estará em operação [10]. Acima de metade, o amplificador principal começa a entrar em saturação e seu ganho começa a sofrer alteração. Com isso, o amplificador auxiliar entrará em operação, garantindo um ganho constante, possibilitando uma gama maior de potências de saída para o PA. Na região da curva de potência de entrada/saída do PA encontra-se uma região de grande não linearidade, causada pelo chaveamento dos transistores, dividindo o ganho do PA em duas regiões distintas. Torna-se interessante analisar os benefícios que a modelagem por divisão de zonas trará para a modelagem desta região de chaveamento.

Para descrever um dispositivo não linear, é necessário uma função não linear. Funções polinomiais tornam-se de grande interesse para esta tarefa. Uma aproximação unidimensional de *séries de Volterra* foi apresentada em [2] e obteve resultados satisfatórios em [7]. Nela, é obtido uma troca entre redução de precisão pela redução da complexidade computacional, ao reduzir o número de coeficientes, tornando-se interessante em sistemas com baixo poderio de processamento. Seu equivalente em banda base é o seguinte. A saída $\tilde{x}(n)$ será obtida a partir de operações com a entrada $\tilde{u}(n)$, em que $h_{p,m}$ serão os coeficientes da série 1D, P é a ordem de não linearidade do polinômio e M a ordem de memória.

$$\tilde{x}(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m} |\tilde{u}(n-m)|^{2p-2} \tilde{u}(n-m), \quad (30)$$

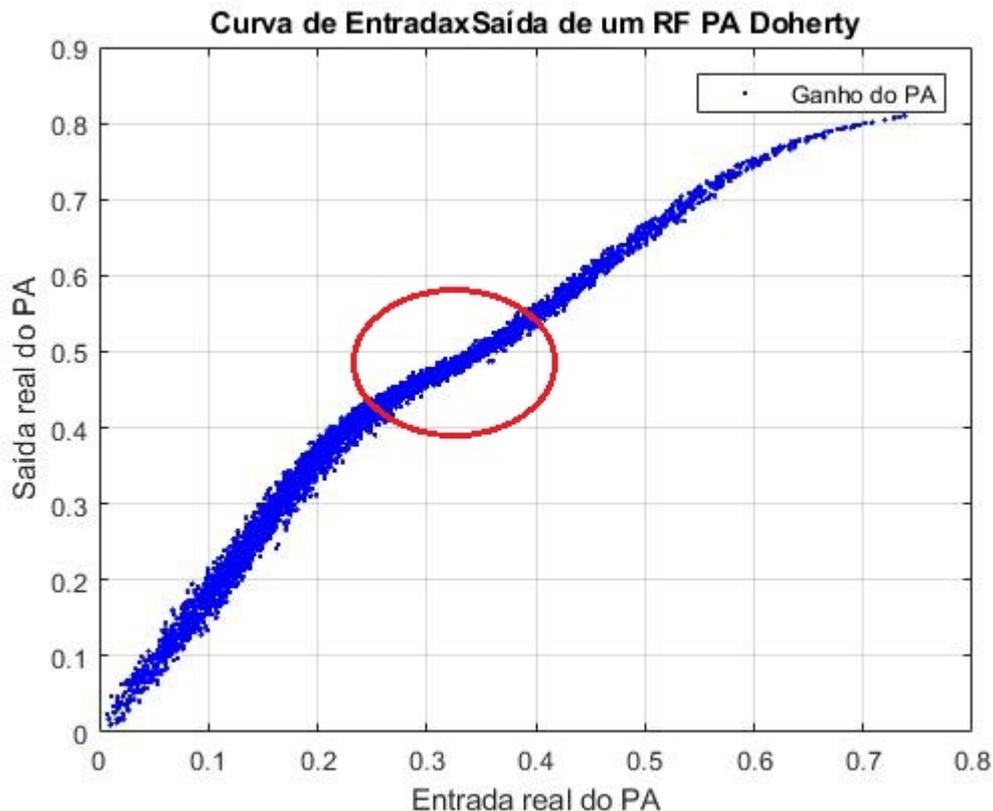
Algumas modificações são necessárias para adequar a equação (30) ao contexto deste trabalho. Primeiramente, como estamos tratando apenas com valores reais na entrada do PA, conforme dito na seção anterior deste trabalho, não haverá a necessidade de extrair o módulo de $\tilde{u}(n)$. Além disso, é necessário que o expoente seja alterado a fim de

garantir que a função polinomial seja uma função ímpar. Com isto, modificamos a original a fim de obter a seguinte equação, que descreve o comportamento de um PA *Doherty*.

$$\tilde{x}(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m} \tilde{u}(n-m)^{2p-1}, \quad (31)$$

A extração dos coeficientes do PA é simples, através de métodos lineares como o *Least Squares*. Através da equação (31), é possível obter uma curva característica de um PA *Doherty*, conforme a Figura 12. Apresenta-se a entrada de potência do PA pela sua saída, sendo estes valores normalizados. Nota-se o círculo vermelho, que representa a região em que há a ativação do transistor auxiliar. Esta apresenta então um degrau no sinal, que resulta numa breve compressão do ganho na região de aproximadamente 0.35 da potência de entrada do PA. Esta região é de difícil modelagem por modelos tradicionais e a introdução de modelos de decomposição da entrada torna-se interessante, podendo trazer benefícios de precisão mesmo com modelos mais simples.

Figura 12: Curva de Entrada x Saída de um RF PA *Doherty*. Fonte: O Autor



5.3 RF PA no Sistema de Transmissão

Dentro do sistema de transmissão, o PA está localizado no bloco após o modulador em quadratura. Sua entrada será o somatório dos sinais OFDMA e WCDMA, para cada

instante de tempo, já reamostrados e transladados para radiofrequência. O bloco não linear é o bloco final do sistema de transmissão, sendo localizado anterior à antena.

Um ponto de atenção no modelo do PA é a questão de como a reamostragem poderá intervir na memória do modelo polinomial. A memória de um polinômio modela a influência de entradas passadas do PA na entrada atual. Como o sinal original foi amostrado em 150 vezes a entrada passada, dentro de um vetor tempo, não estará mais localizada apenas em $n-m$ (em que n é a entrada atual e m é a ordem de memória). Em realidade, ela estará em $n - (150) * m$. Após realizar uma amostragem, são inseridas 150 amostras entre n e $n - 1$, sendo então necessária atenção a este detalhe em um modelo matemático de um sistema de transmissão.

5.4 Receptor Banda Dupla

Ao saírem do transmissor, os dados estarão em radiofrequência. É necessário colocá-los de volta para banda base, a fim de poderem ser utilizados pelo restante dos sistemas que abrigarão o receptor, como por exemplo um processador. O modelo de receptor foi retirado de [6] e pode ser visto na Figura 13.

Primeiramente, os sinais deverão ser demodulados, devolvendo-os para a banda base. O primeiro passo é a aplicação de uma Transformada Rápida de Fourier no sinal de saída do PA, movendo os sinais originalmente no domínio do tempo para o domínio da frequência. Com isto, é possível aplicar um filtro de banda passante nas duas frequências em que os sinais foram modulados, $f_1 = 900MHz$ e $f_2 = 2500MHz$. O sinal posto na entrada do PA está reamostrado para $f_{rs} = 9,216GHz$. Com isto, a maior frequência do sinal será $+f_{rs}/2$ e a menor frequência é $-f_{rs}/2$. O interesse é apenas nas frequências f_1 e f_2 sejam encaminhadas ao demodulador da Figura 13, portanto, é usado um filtro com banda passante entorno das respectivas frequências e largura de banda $f_s = 61,44MHz$. A etapa final do demodulador em quadratura envolverá uma Transformada Rápida Inversa de Fourier, a fim de devolver o sinal para o domínio do tempo. O bloco do filtro é visto em detalhes na Figura 14.

O passo final do sistema de recepção é o bloco de reamostragem, que busca reamostrar ambos os sinais para a frequência de amostragem e consequentemente largura de banda original, $f_s = 61,44MHz$.

Figura 13: Esquema do Receptor Banda Dupla. Fonte: Adaptado de [6]

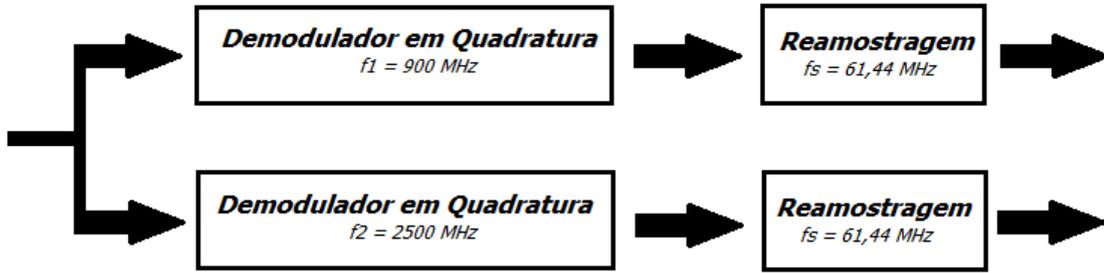


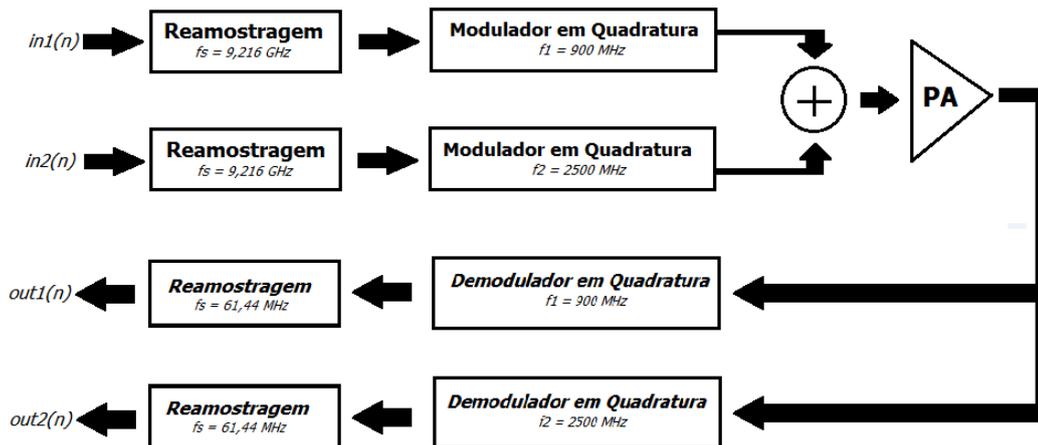
Figura 14: Esquema do Filtro. Fonte: O Autor



5.5 Geração de Dados

Com o sistema de transmissão e recepção descrito anteriormente, é possível utilizar os sinais resultantes da saída, em conjunto com os sinais utilizados na entrada, para realizar a modelagem inversa do DPD. O diagrama completo deste sistema de comunicação é visto na Figura 15.

Figura 15: Sistema de comunicações para geração de dados. Fonte: O Autor



Os vetores $in_1(n)$ e $in_2(n)$ são as entradas do sistema, referentes aos sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente, ambos localizados na banda base. Cada uma destas entradas é proveniente de um vetor de 5000 amostras, que representa cada sinal de entrada no tempo. Após a reamostragem, o número de sinais é multiplicado por 150, resultando em dois vetores de 750.000 amostras cada. Os sinais então são modulados em quadratura, sendo o sinal OFDMA convertido para 900 MHz e o sinal WCDMA convertido para 2500 MHz. Após serem passados pelo bloco não linear, composto pelo PA de radiofrequência,

os sinais deverão ser demodulados em quadratura, ou seja, devolvidos para a banda base. Após a reamostragem, os sinais de saída $out_1(n)$ e $out_2(n)$ são obtidos, cada um possuindo 5000 amostras, conforme o número de amostras original dos vetores de entrada.

Com isto, são obtidos quatro vetores, de 5000 amostras complexas cada, representando as entradas e saídas de cada uma das bandas. Estes dados serão utilizados para modelar a curva inversa do PA, que é referente ao bloco do DPD. Para isto, cada um dos 4 vetores será divi-los em 2, cada um com 2500 amostras. Isto se deve pelo fato de para a modelagem do DPD ser necessário possuir um conjunto de dados de entrada-saída para a extração dos coeficientes do modelo e um segundo conjunto de entrada-saída para validação da modelagem. Se os testes de validação forem feitos com os mesmos dados utilizados para extração, há o risco de que problemas na modelagem fiquem disfarçados, como no caso do *overfitting*, onde a modelagem torna-se muito específica para os valores utilizados, perdendo então sua capacidade de generalização.

5.6 Validação dos Modelos de DPD

O modelo irá seguir então o diagrama de blocos da Figura 5. Utilizando os dados extraídos da modelagem matemática do PA e do sistema de transmissão e recepção, deseja-se utilizá-los para realizar a modelagem inversa os 3 DPDs propostos neste trabalhos. Ou seja, as saídas $out_1(n)$ e $out_2(n)$ do sistema de transmissão apresentado serão as entradas do DPD, e as entradas $in_1(n)$ e $in_2(n)$ do sistema serão utilizadas para validar a modelagem de cada DPD.

5.7 Sistema em Cascata

Em seguida, o DPD, com os coeficientes extraídos durante a modelagem inversa, será conectado em cascata ao RF PA modelado anteriormente. Um sinal OFDMA e outro sinal WCDMA serão aplicados na entrada do DPD, e espera-se um sinal de saída linear em relação ao sinal de entrada. Será analisado os resultados da eficácia da modelagem de cada DPD, tanto sem decomposição, como utilizando a técnica de decomposição dos Modelos A, B e C. Para isto, será necessária uma métrica para medir a precisão de cada uma das modelagens, apresentada a seguir.

5.8 NMSE

Uma forma comumente utilizada para validar a precisão de modelos matemáticos é o NMSE (*Normalized Mean Square Error*). A expressão utilizada por ele é a que segue:

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^N |e(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{ref}(n)|^2}, \quad (32)$$

Em (32), $e(n) = y_{ref}(n) - y_{test}(n)$, sendo $y_{ref}(n)$ o valor desejado na saída, representado pelos dados de validação do modelo e $y_{test}(n)$ a saída medida no instante n . O valor de N será o número total de amostras do modelo. Quanto menor for o valor do NMSE do modelo, mais preciso será o seu ajuste à curva modelada.

5.9 ACPR

Enquanto o NMSE é considerado uma boa métrica para a precisão da modelagem da função não linear, ele não é o suficiente para validar um modelo comportamental de DPD [2]. Isto ocorre pois o PA apresenta também uma degradação espectral do sinal. Portanto, uma métrica interessante para medir a eficácia do PA é o ACPR, que tem como objetivo mensurar a redução nas distorções das bandas laterais dos sinais. Sua equação é dada por:

$$ACPR = 10 \log_{10} \frac{\int_{adj} |Y_{ref}(n)|^2 df}{\int_{ch} |Y_{ref}(n)|^2 df}, \quad (33)$$

onde $Y_{ref}(f)$ representa a transformada discreta de Fourier do sinal médio na saída do PA. A integral vista no denominador é referente ao canal principal enquanto a integral no numerador é sobre os canais adjacentes superior e inferior com a mesma largura de banda do canal principal [2]. O módulo ao quadrado de $Y_{ref}(f)$ resulta na potência instantânea de cada sinal. Quanto maior a magnitude das distorções presentes nos canais adjacentes de um sinal, maior será o valor do ACPR. Portanto, quanto maior for a redução do ACPR do modelo de PA linearizado comparado ao PA não linearizado, mais eficiente é o modelo de DPD utilizado.

Quanto menor for o ACPR, maior a magnitude da potência do sinal do canal, quando comparado à potência do canal adjacente. Isto significa que o sinal transmitido é predominante sobre as distorções, algo de muito interesse ao demodular o sinal.

Para realizar o cálculo do ACPR, é necessário algumas definições. A primeira é a largura de banda BW do canal para qual será calculado a integral. Também deve-se calcular a distância f entre a frequência central do canal principal e a frequência central dos canais adjacentes. Para este trabalho, foi utilizado para o sinal OFDMA um $BW = 10MHz$ e $f = 10MHz$ e para o sinal WCDMA um $BW = 8,84$ e $f = 10MHz$. Por tratar-se de um sinal discreto, é necessário realizar uma soma de Riemann para calcular a integral de valores discretizados. Trata-se de somar os valores de potência para cada intervalo desejado da integral, multiplicando-os pela distância entre amostras.

6 Resultados e Análises

Neste capítulo, serão apresentados os resultados dos modelos apresentados neste trabalho, além da análise dos dados encontrados dentro das simulações realizadas. Todas os modelos e simulações foram realizados no software Matlab.

A primeira parte consiste em validar o modelo do sistema de transmissão, que será responsável por fornecer os dados do PA banda dupla que serão utilizados na modelagem inversa do DPD.

A segunda parte engloba a validação da modelagem inversa dos 3 modelos de DPD com decomposição por zonas, além de apresentar um quarto modelo de DPD, sem qualquer técnica de decomposição, que será utilizado como base para validar a precisão de cada modelo proposto.

Por fim, a terceira etapa consiste na aplicação dos modelos na linearização do RF PA de banda dupla, utilizando um sistema de cascata. Deseja-se analisar a redução da distorção das bandas adjacentes dos sinais de cada banda e a precisão da modelagem, através do NMSE e ACPR.

6.1 Validação do modelo do DPD e Modelagem da Curva inversa do PA

Antes de qualquer validação dos modelos de DPD, é necessário garantir que o sistema de geração de dados do transmissor e receptor RF, além da modelagem do PA, possuem as características desejadas.

O primeiro modelo a ser validado é a curva de ganho do RF PA de banda dupla. Como o PA recebe como entrada a parte real da soma dos sinais de cada banda modulados em quadratura, representando o sinal do sinal modulado, observa-se na Figura 16 a curva do sinal de entrada pelo sinal de saída, enquanto a Figura 17 representa o módulo dos sinais de entrada e saída.

Diferentemente da curva vista na Figura 12, que era referente apenas ao modelo de RF PA Doherty obtido para extração dos coeficientes, as curvas das Figuras 16 e 17 mostram PAs em modelos verossímeis, utilizando estes coeficientes extraídos. Nota-se a presença da memória no polinômio, caracterizada pelo espalhamento do sinal. Para um mesmo valor da entrada, o sistema apresentou saídas de valores diferentes.

Uma análise mais atenta na Figura 17 mostra as distorções então acrescentadas por um sistema real com um PA. Assim como na Figura 12, a região marcada por um círculo

Figura 16: Curva de Entrada x Saída do PA no Sistema de Transmissão. Fonte: O Autor

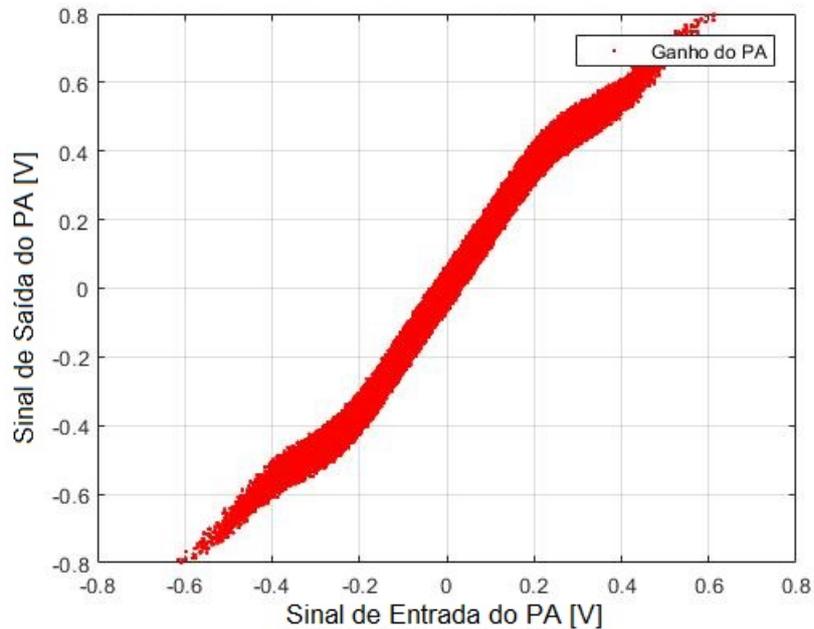
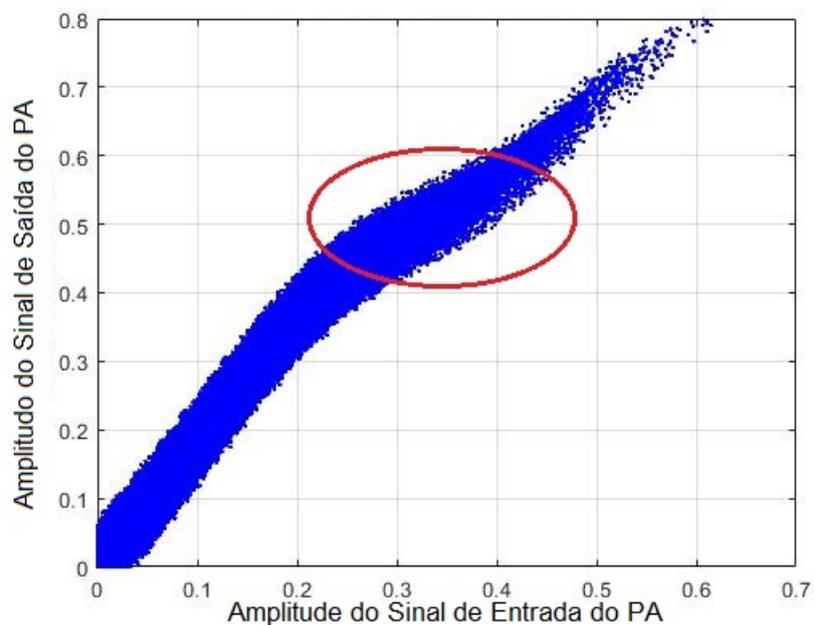


Figura 17: Módulo de Entrada x Saída do PA no Sistema de transmissão. Fonte: O Autor



vermelho mostra a magnitude do sinal de entrada em que há a entrada do PA auxiliar, causando uma grande não linearidade na curva de ganho do PA. Esta região tende a ser difícil de modelar utilizando modelos matemáticos simplificados. Será interessante posicionar as zonas dos modelos de DPD dos modelos B e C nesta região, pois fora dela as curvas são facilmente modeladas, significando que poderá ser possível extrair o máximo de desempenho do DPD desta forma. O modelo A não exige este tipo de análise e sua posição por zonas tende a ser obtida de maneira empírica

Com isto, é decidido que será utilizado, para os DPDs com decomposição por zonas dos modelos B e C uma decomposição em duas zonas, com limiar definido em $\lambda = 0,32$. Para este valor, a primeira zona considerará um sinal muito linear, representado apenas pelo PA principal do *Doherty*, enquanto a segunda zona irá abranger o momento em que o segundo PA, o auxiliar, é ativado. Já para o modelo A também é utilizada uma decomposição por duas zonas, mas foi utilizado um algoritmo de varredura, utilizado pelo autor em [7], para determinar qual valor de apresenta melhor precisão. Este valor foi $\lambda = 0,25$.

As Figuras 18 e 19 representam as curvas do módulo Entrada x Saída dos sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. A saída representa os valores $out_1(n)$ e $out_2(n)$ vistos na Figura 15, sendo então a saída do receptor, já demodulados. Estas curvas serão utilizadas para modelar a curva inversa do DPD em cada um dos modelos. Os valores de entrada e saída de cada banda são complexos, então torna-se necessário o uso do módulo ao graficar.

Figura 18: Amplitude de Entrada x Saída do sinal OFDMA. Fonte: O Autor

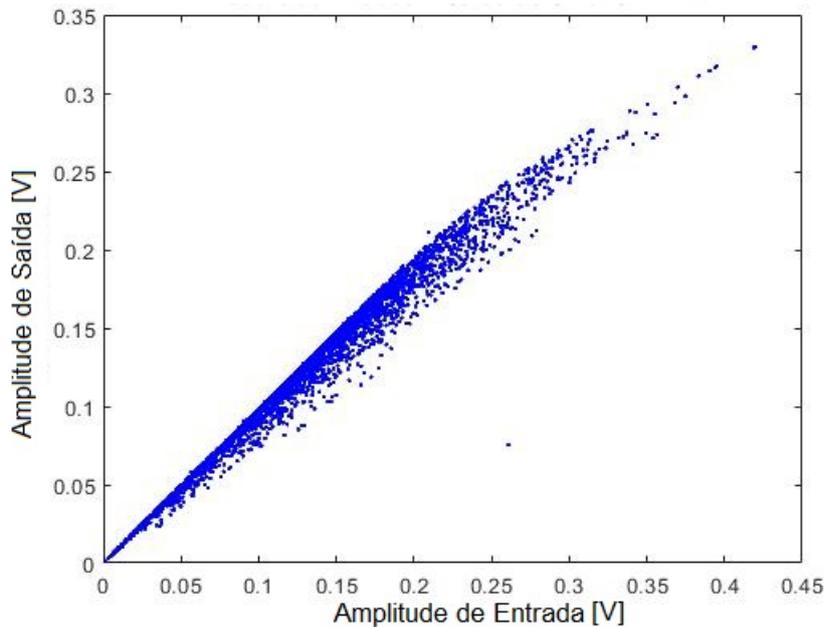
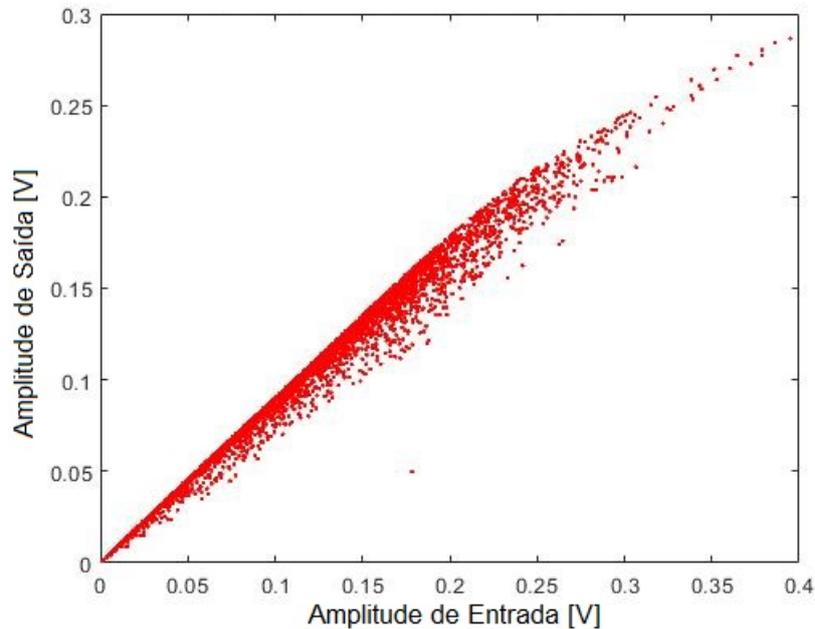


Figura 19: Amplitude de Entrada x Saída do sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.2 Modelagem Inversa dos DPDs

A próxima etapa consiste em validar os modelos de DPD de banda dupla, modelado com o polinômio de memória 2D-SMP, utilizando os dados dos sinais OFDMA e WCDMA extraídos na seção anterior. Vale ressaltar que o sinal OFDMA está localizado na banda inferior do sinal de entrada, em $f_1 = 900MHz$, enquanto o sinal WCDMA está localizado na banda superior, mais precisamente em $f_2 = 2500MHz$. Com isto, será feita a modelagem inversa da curva característica do PA. Isto consiste em fazer as saídas do PA tornarem-se as entradas do DPD, e as entradas do PA serem as saídas do DPD, utilizados para validação e extração dos coeficientes do modelo. Desta forma, torna-se possível modelar uma curva de característica inversa ao PA, a fim de linearizá-lo quando aplicada em um sistema em cascata.

Todas as simulações nos sub itens seguintes forem feitas utilizando um $P = 5$ e um $M = 2$.

6.2.1 DPD 2D-SMP sem zonas

Primeiramente, deseja-se validar apenas a modelagem da função polinomial 2D-SMP, sem a utilização de nenhum algoritmo de decomposição das zonas. As Figuras 20 e 21 são referentes as modelagens inversas do DPD para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente.

O NMSE encontrado para o DPD sem zonas foi de -33,29 dB para o sinal OFDMA e -32,04 dB para o sinal WCDMA. Pode-se considerar uma boa precisão de modelagem

inversa do 2D-SMP sozinho, sem a decomposição por zonas. Quanto menos for o valor deste NMSE, mais próximo o modelo do DPD estará da curva a ser modelada, indicando uma maior precisão.

Figura 20: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP sem zonas, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA.
Fonte: O Autor

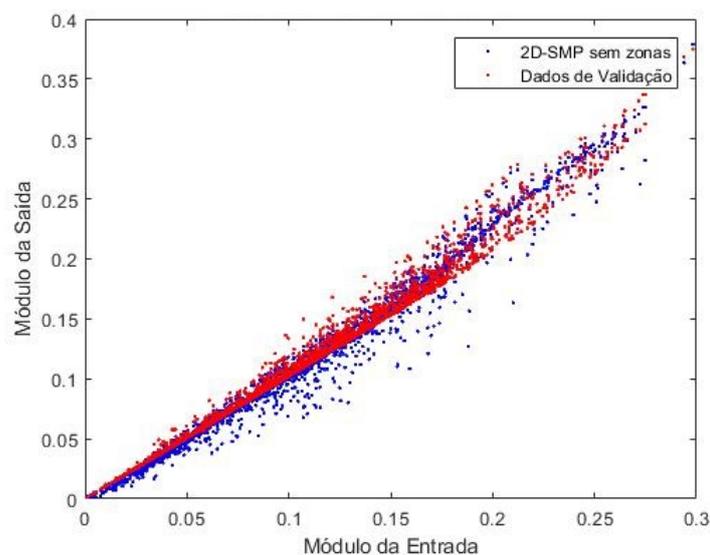
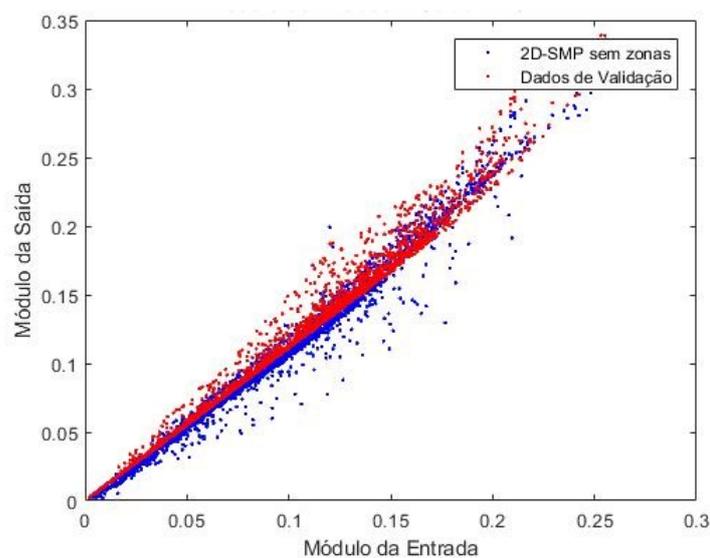


Figura 21: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP sem zonas, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA.
Fonte: O Autor



6.2.2 DPD 2D-SMP com decomposição de zonas pelo Modelo A

A partir de agora, será analisada a eficácia da modelagem inversa dos 3 modelos de decomposição por zonas, apresentados no trabalho, na modelagem de um DPD de duas bandas com funções polinomiais. Será iniciado com o Modelo A, em que foi utilizado um modelo com duas zonas e limiar $\lambda = 0,15$.

A curva de amplitude de entrada pela amplitude de saída, para o sinal OFDMA e WCDMA, é vista nas Figuras 22 e 23, respectivamente. Os pontos em azul representam o modelo proposto, enquanto os dados em vermelhos são referentes aos dados de validação.

Nota-se que os pontos modelados seguem a tendência dos dados de validação. O NMSE da modelagem inversa para o sinal OFDMA foi -35,98 dB e para o sinal WCDMA de -32,90 dB. Nota-se uma melhora considerável, de cerca de 2 dB para a banda OFDMA e de quase 1 dB para a banda WCDMA.

Figura 22: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo A, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

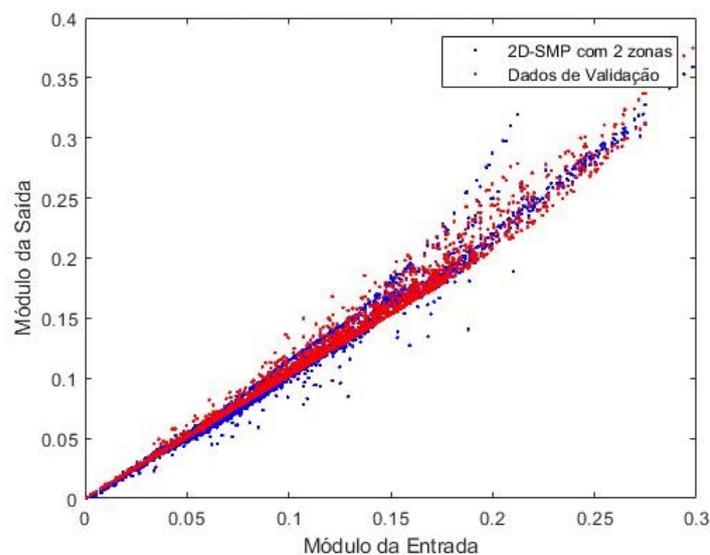
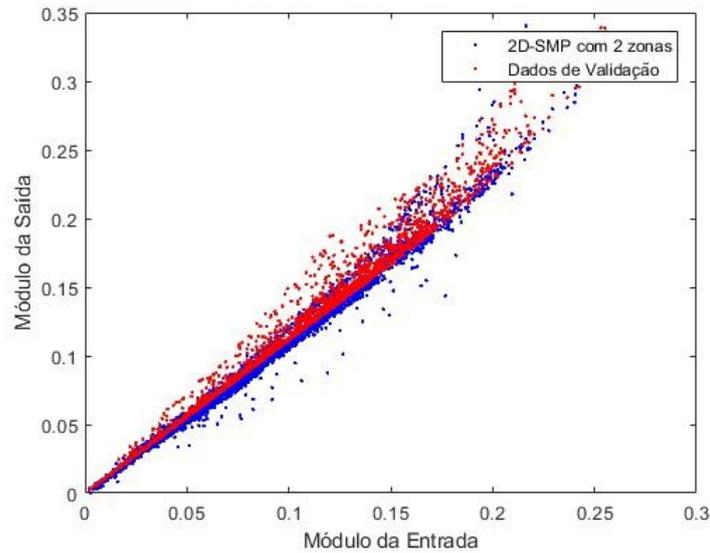


Figura 23: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo A, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.2.3 DPD 2D-SMP com decomposição por zonas pelo Modelo B

Agora, deseja-se validar a modelagem inversa do DPD para a decomposição do modelo B. Este foi um dos modelos propostos pelo autor neste trabalho. Novamente, são utilizadas duas zonas com limiar $\lambda = 0,32$.

As Figuras 24 e 25 são referentes às modelagens inversas dos sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. Pontos em azul são os dados do DPD, enquanto pontos em vermelho são os dados de validação. Os NMSE respectivos para bandas OFDMA e WCDMA são -33,04 dB e -31,27 dB.

Figura 24: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo B, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

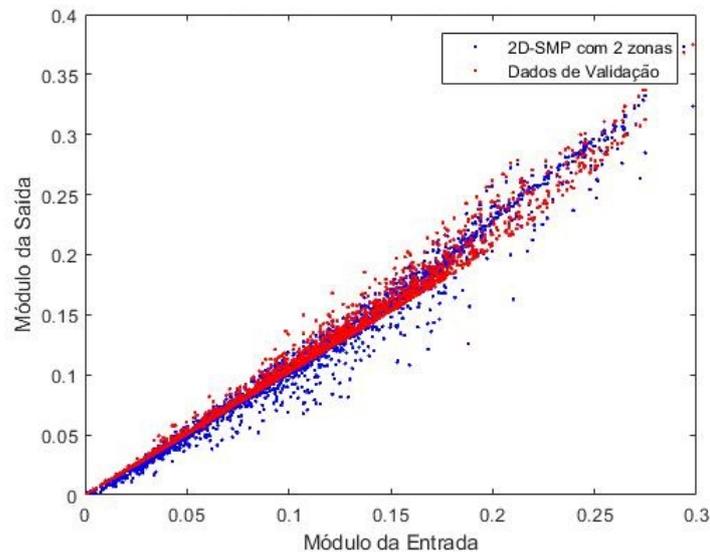
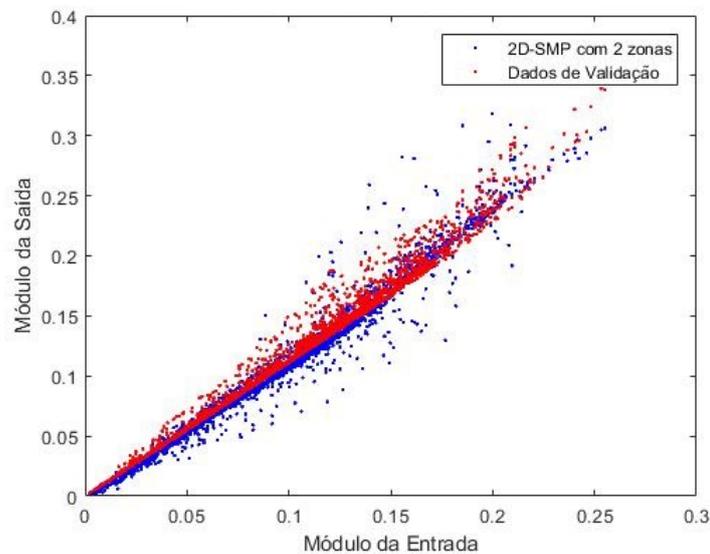


Figura 25: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo B, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.2.4 DPD 2D-SMP com decomposição de zonas pelo Modelo C

O último modelo a ter sua modelagem inversa validada é o Modelo C. Este foi proposto como uma correção ao Modelo B, propondo algoritmos de decomposição separados para cada banda do sinal de entrada, a fim de manter a fase do sinal original ao decompô-lo em sub sinais.

As Figuras 26 e 27 são referentes às modelagens inversas do PA para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. Pontos em azul são o modelo do DPD, enquanto pontos em vermelho são para validação da modelagem. Foi encontrado um NMSE do OFDMA de -30,81 dB e para o WCDMA de -31,31 dB.

Figura 26: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo C, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

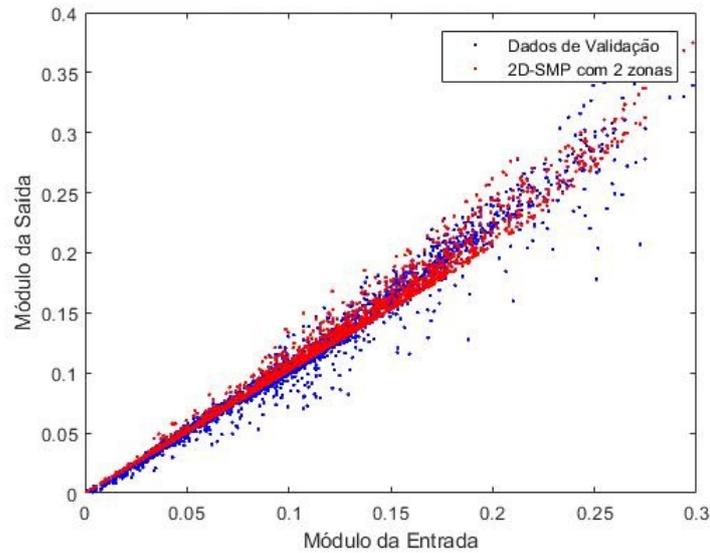
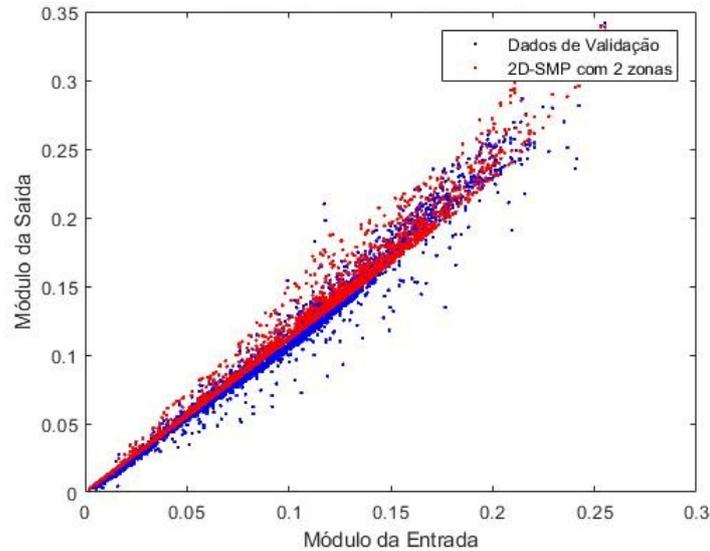


Figura 27: Modelagem inversa do DPD 2D-SMP com decomposição por zonas do Modelo C, com $P=5$ e $M=2$, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.3 Considerações sobre a modelagem inversa do DPD de banda dupla

A Tabela 1 apresenta os NMSEs, em dBs, encontrados para os 4 modelos durante a modelagem inversa. Quanto menor o valor encontrado, mais preciso a modelagem foi em relação à curva desejada.

Analisando a Tabela 1, pode-se notar que o Modelo A foi aquele que obteve a maior precisão para as modelagens da curva inversa do PA, apresentando os menores valores de

Tabela 1: NMSEs encontrados para as modelagens inversas dos DPDs. Fonte: O Autor

<i>NMSE (dB)</i>	<i>Sem Zonas</i>	<i>Modelo A</i>	<i>Modelo B</i>	<i>Modelo C</i>
<i>OFDMA</i>	-33,29 dB	-35,98 dB	-33,04 dB	-30,81 dB
<i>WCDMA</i>	-32,04 dB	-32,9 dB	-31,27 dB	-31,31 dB

NMSE para ambas as bandas de sinal. Foi uma melhora de quase 3 dB em relação ao modelo sem zonas, representando quase o dobro de melhora. Também obteve-se uma melhora de quase 1 dB em relação ao sinal sem decomposição para a banda 2.

O DPD 2D-SMP utilizando a decomposição por zonas do Modelo B obteve melhores resultados para a banda 1, em relação ao DPD sem zonas. Porém, obteve resultados menos satisfatórios para a banda 2. O DPD do Modelo C obteve uma precisão inferior ao DPD sem zonas, estando então longe do comportamento desejado para um DPD que utiliza a decomposição do sinal.

É importante considerar que apenas o NMSE sozinho da modelagem inversa não é o suficiente para analisar a precisão das modelagens, sendo interessante analisar o NMSE do sistema em cascata, o que será comentado nas etapas seguintes.

6.4 Linearização do PA utilizando os modelos de DPD em cascata

Após atestar a sua precisão, a validação de cada um dos 3 modelos de decomposição por zonas aplicados a um DPD na linearização de um RF PA de banda dupla poderá ser atestada através de um sistema em cascata. Para isto, é montado um sistema similar ao da Figura 8, visto durante o capítulo de Revisão Bibliográfica. Será conectado um DPD, com coeficientes extraídos a fim de modelar a curva inversa do PA, no estágio anterior ao PA. Portanto, a saída do DPD será a entrada do RF PA, sendo então uma entrada já pré-distorcida. É esperado que a saída do PA seja linear em relação aos dados de entrada do DPD, resultando em um sistema de transmissão linearizado, mesmo quando o PA operar em sua região de saturação.

6.4.1 Sistema em cascata com DPD sem zonas

Primeiramente, será aplicado o DPD sem zonas, e validado em um sistema de cascata. As Figuras 28 e 29 representam o sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. O sinal em vermelho representa o DPD, o sinal em azul mostra a curva característica do PA, e a curva verde mostra a curva da cascata, que é traçada pela entrada do sistema versus a sua saída. Pode-se validar que o DPD serviu seu propósito, sendo uma curva inversa à curva característica do PA. Com

isto, a saída do sistema, vista em verde nas Figuras 29 e 30, torna-se muito próximo da linear. Nas próximas seções, será visualizada a redução de distorção das bandas adjacentes, assim como o ACPR, a fim de validar todos os sistemas em cascata.

As Figuras 30 e 31 são referentes a diferença de fase entre saída e entrada, em função da amplitude, para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. Nota-se na Figura 31 que a fase praticamente não foi alterada durante o sistema de pré-distorção e amplificação, algo extremamente desejável. Nota-se, porém, que o mesmo não pode ser dito para a Figura 32, havendo uma diferença de fase entre a entrada e a saída.

Figura 28: Sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

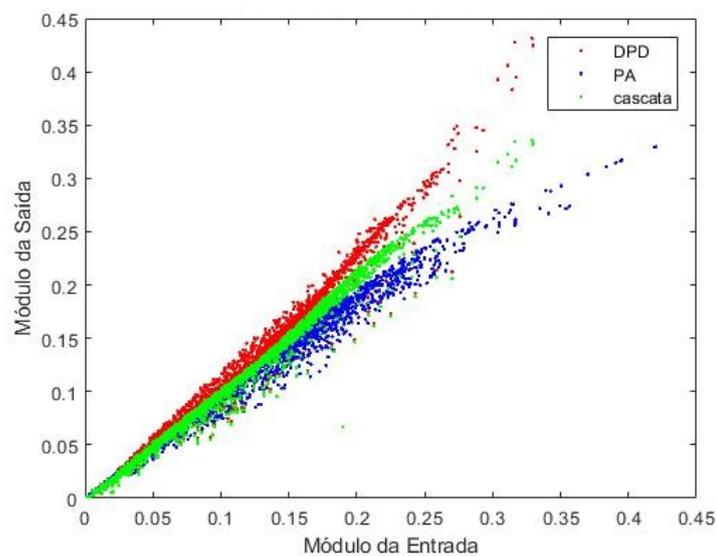


Figura 29: Sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor

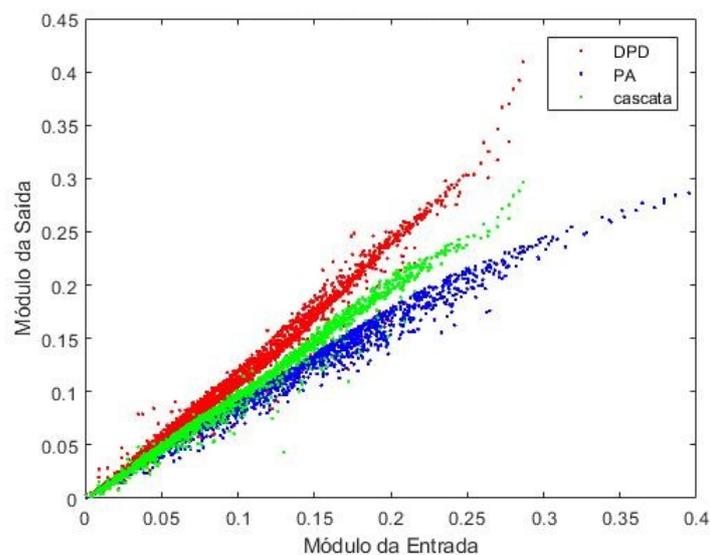


Figura 30: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

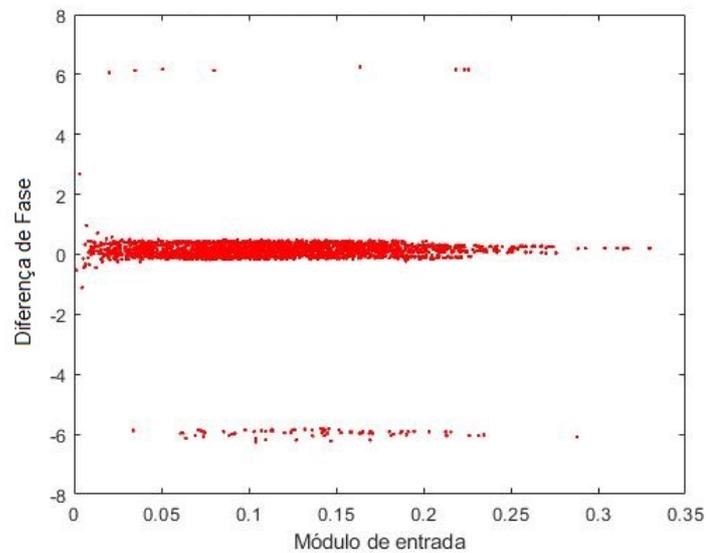
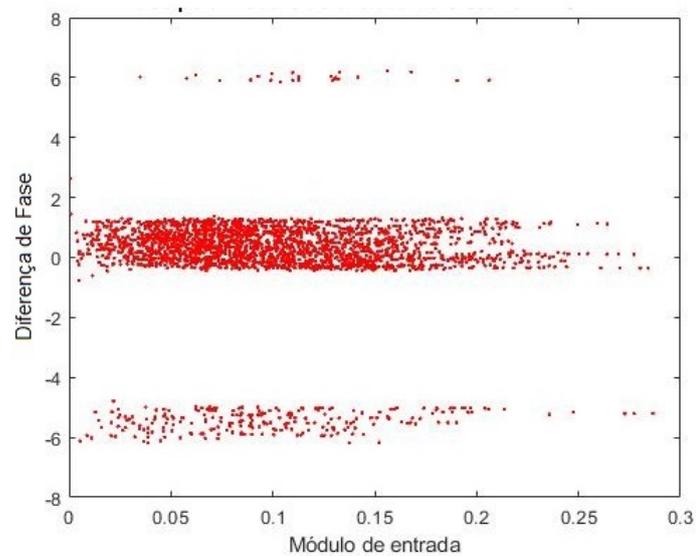


Figura 31: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD sem zonas, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.4.2 Sistema em cascata com o DPD Modelo A

Em seguida, será aplicado o DPD do Modelo A e validado em um sistema de cascata. As Figuras 32 e 33 representam o sistema em cascata utilizando o DPD Modelo A para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. O sinal em vermelho representa o DPD, o sinal em azul mostra a curva característica do PA, e a curva verde mostra a curva da cascata, que é traçada pela entrada do sistema versus a sua saída. Pode-se validar mais uma vez que o DPD serviu seu propósito, sendo uma curva inversa à curva característica do PA. Com isto, a saída do sistema, vista em verde nas Figuras 32 e 33, torna-se muito próximo da linear.

As Figuras 34 e 35 são referentes a diferença de fase entre saída e entrada, em função da entrada, para os sinais OFDMA e WCDMA do sistema em cascata utilizando o DPD modelo A, respectivamente. Nota-se na Figura 34 que a fase praticamente não foi alterada durante o sistema de pré-distorção e amplificação, algo extremamente desejável. Nota-se, porém, que mais uma vez o mesmo não pode ser dito para a Figura 35, havendo uma diferença de fase entre a entrada e saída.

Figura 32: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo A, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

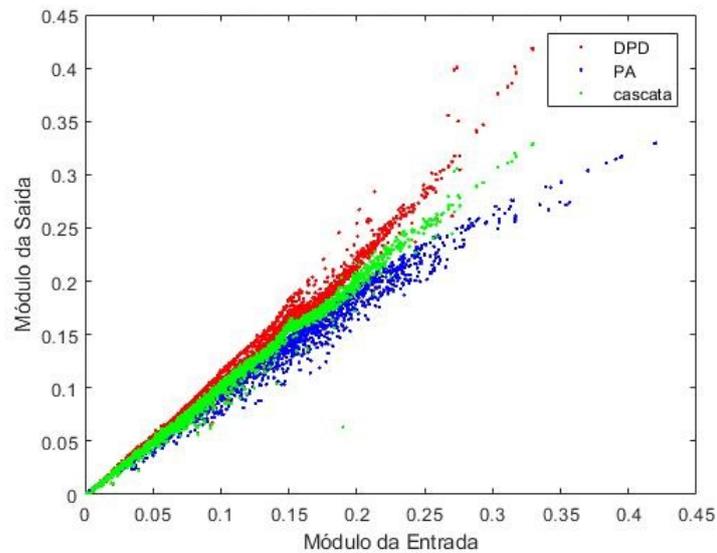


Figura 33: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo A, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor

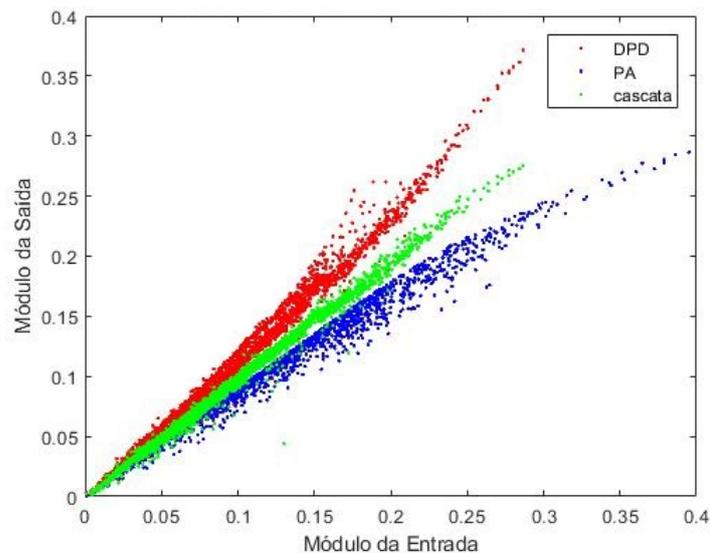


Figura 34: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo A, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

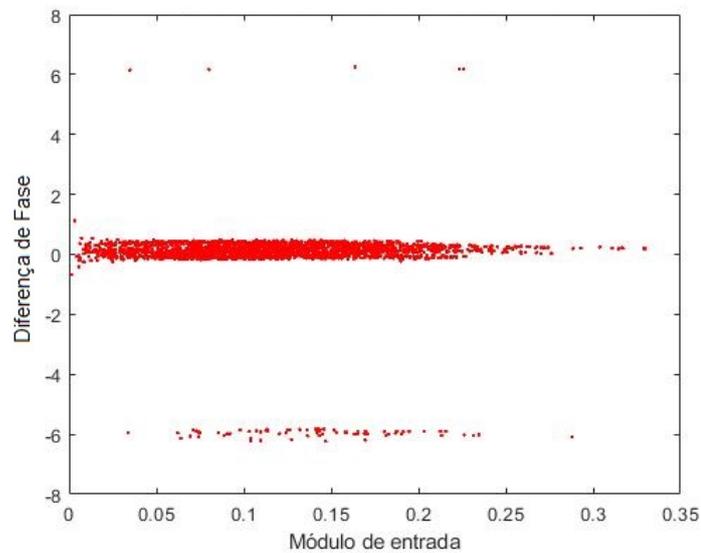
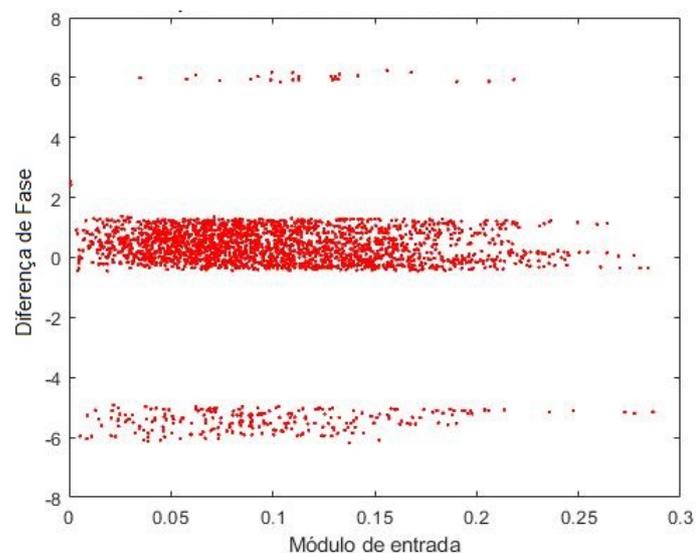


Figura 35: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo A, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.4.3 Sistema em cascata com o DPD Modelo B

A próxima etapa abrange a aplicação do DPD do Modelo B ao sistema de cascata, linearizando o PA e atestando seu funcionamento. As Figuras 36 e 37 representam o sistema em cascata utilizando o DPD Modelo B para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. O sinal em vermelho representa o DPD, o sinal em azul mostra a curva característica do PA, e a curva verde mostra a curva da cascata. Pode-se validar que o DPD serviu seu propósito, sendo uma curva inversa à curva característica do PA. Com isto, a saída do sistema, vista em verde nas Figuras 36 e 37, apresenta uma relação linear de ganho.

As Figuras 38 e 39 são referentes à diferença de fase entre saída e entrada, em função da entrada, para os sinais OFDMA e WCDMA do sistema em cascata utilizando o DPD modelo B, respectivamente. Nota-se na Figura 38 que a fase praticamente não foi alterada durante o sistema de pré-distorção e amplificação, algo extremamente desejável. Nota-se, porém, que o mesmo não pode ser dito para a Figura 40, havendo uma diferença de fase entre a entrada e saída.

Figura 36: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo B, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

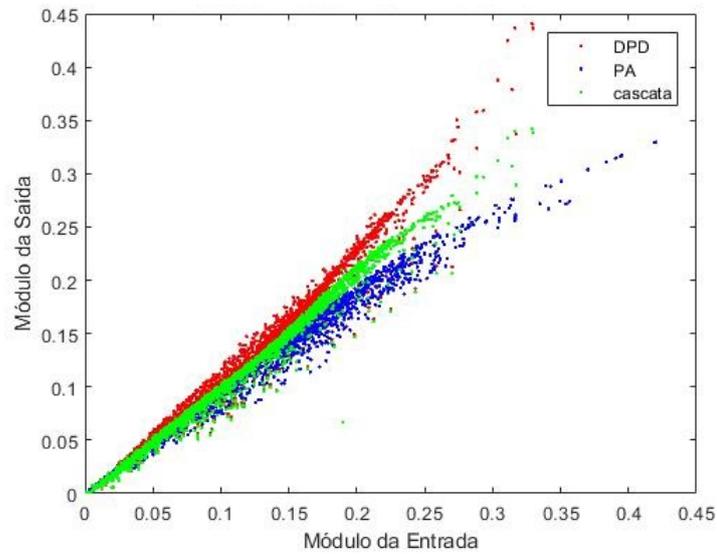


Figura 37: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo B, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor

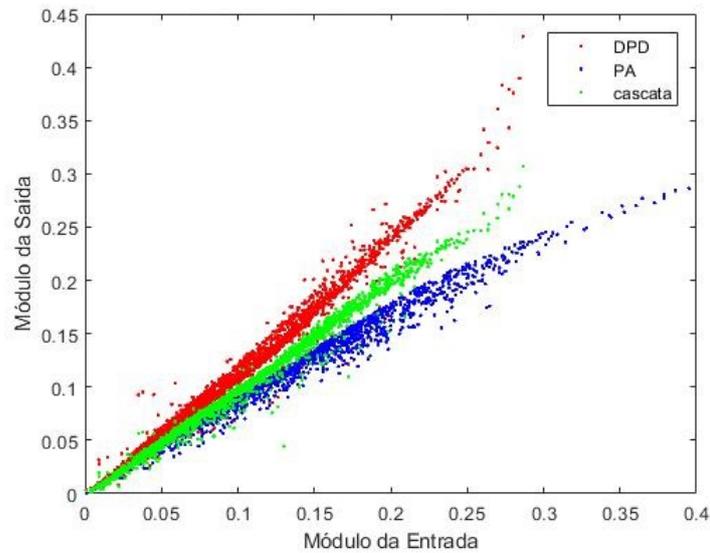


Figura 38: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo B, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

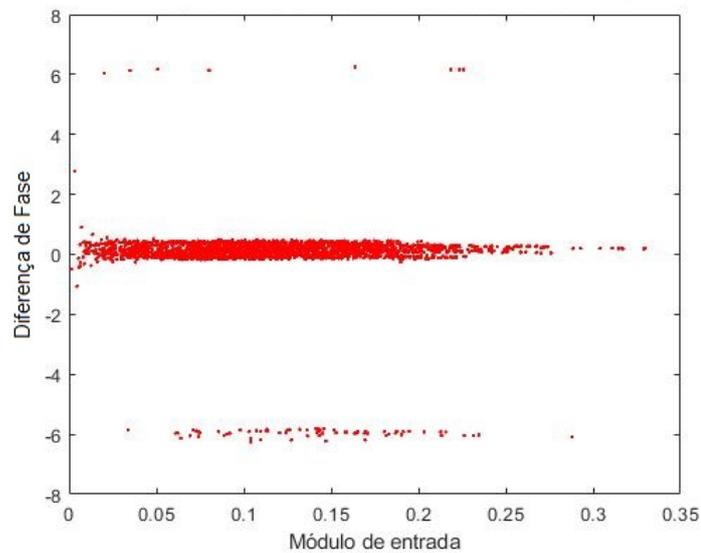
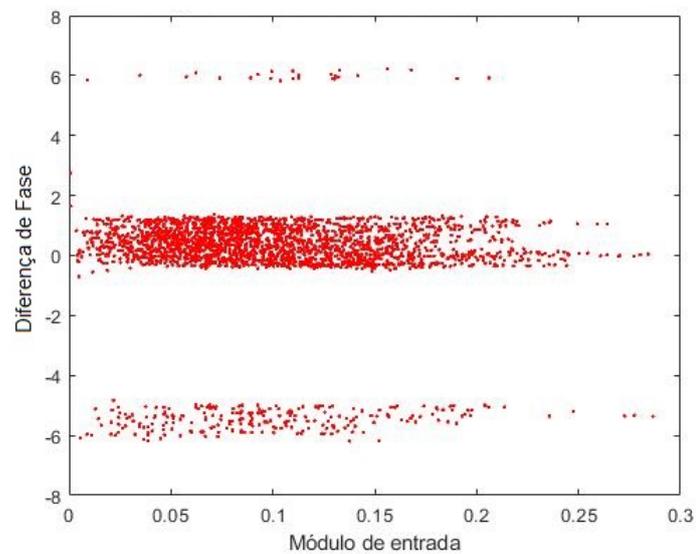


Figura 39: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo B, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.4.4 Sistema em cascata com o DPD Modelo C

A etapa final de validação dos modelos de DPD consiste em aplicar e validar o Modelo C ao sistema de cascata, confirmando seu funcionamento. As Figuras 40 e 41 representam o sistema em cascata utilizando o DPD modelo C para os sinais OFDMA e WCDMA, respectivamente. O sinal em vermelho representa o DPD, o sinal em azul mostra a curva característica do PA, e a curva verde mostra a curva da cascata. Pode-se validar que o DPD serviu seu propósito, sendo uma curva inversa à curva característica do PA. Com isto, a saída do sistema, vista em verde nas Figuras 40 e 41, apresenta uma relação linear entre os valores aplicados na entrada e aqueles vistos na saída.

As Figuras 42 e 43 são referentes a diferença de fase entre saída e entrada, em função da entrada, para os sinais OFDMA e WCDMA do sistema em cascata utilizando o DPD modelo B, respectivamente. Nota-se na Figura 42 que a fase praticamente não foi alterada durante o sistema de pré-distorção e amplificação, algo extremamente desejável. Nota-se, porém, que o mesmo não pode ser dito para a Figura 43, havendo uma diferença de fase entre a entrada e saída.

Figura 40: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo C, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

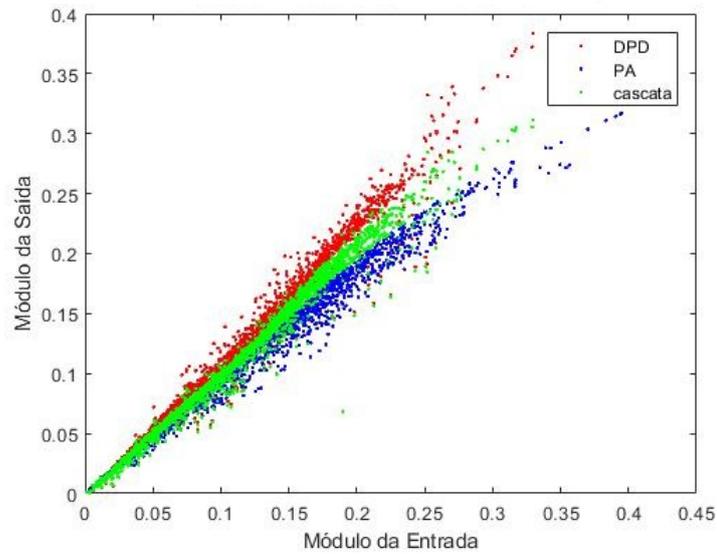


Figura 41: Sistema em cascata utilizando o DPD com Modelo C, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor

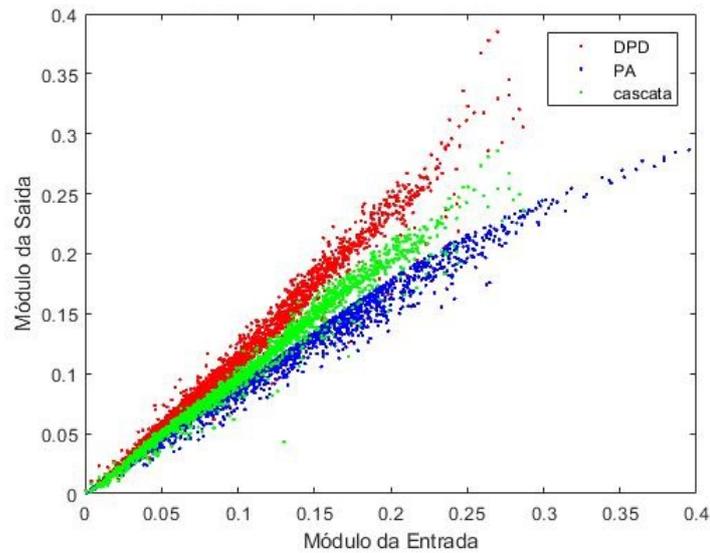


Figura 42: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo C, para o sinal OFDMA. Fonte: O Autor

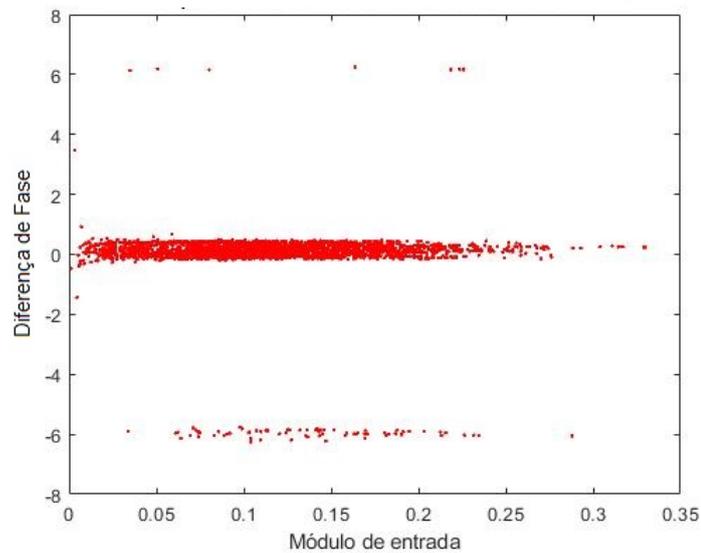
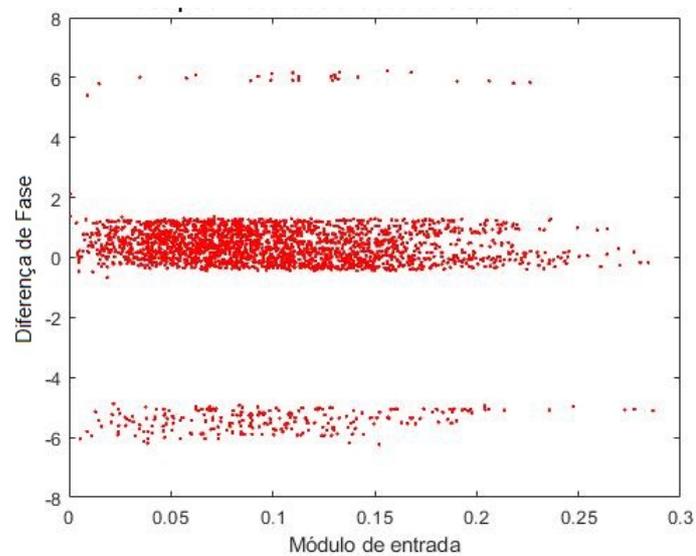


Figura 43: Diferença de fase do sistema em cascata utilizando o DPD com o Modelo C, para o sinal WCDMA. Fonte: O Autor



6.5 Considerações sobre os sistemas em cascata

A Tabela 2 apresenta os ACPRs dos 4 modelos apresentados neste capítulo, para os sinais OFDMA e WCDMA. Estes valores estão em dB. Quanto menor for o ACPR, maior é o valor de potência do canal que contém o sinal a ser transmitido, em relação à potência nas bandas adjacentes.

Nota-se que o modelo que obteve a melhor relação de potência entre o canal principal e o canal adjacente, para ambas as bandas em relação ao DPD sem zonas, foi o Modelo A. Este modelo já havia provido resultados expressivos ao modelar um DPD ligado a um

Tabela 2: ACPR para os 4 modelos de DPD em cada banda do sistema em cascata. Fonte: O Autor

<i>ACPR (dB)</i>	<i>Sem Zonas</i>	<i>Modelo A</i>	<i>Modelo B</i>	<i>Modelo C</i>
<i>OFDMA</i>	-28,41 dB	-30,40 dB	-29,29 dB	-27,59 dB
<i>WCDMA</i>	-28,61 dB	-29,23 dB	-27,96 dB	-28,67 dB

PA de banda simples em [7] e [8], e mostrou novamente sua eficácia na modelagem de um DPD para um PA de banda dupla.

Os Modelos B e C obtiveram uma melhora de ACPR, quando comparado ao DPD sem zonas, resultaram numa melhoria apenas na banda do sinal OFDMA (Modelo B) e WCDMA (Modelo C).

7 Conclusão

A pré-distorção digital, quando aliada ao modelo correto de decomposição por zonas do sinal de entrada, apresenta uma melhora considerável de linearidade e eficiência de um transmissor, ao obter uma redução nas distorções das bandas laterais dos sinais transmitidos por um PA de banda dupla. Além disso, ao ser aliada, por exemplo, ao modelo A, um DPD que utiliza uma modelagem por funções polinomiais pode ter sua complexidade computacional reduzida, ao diminuir seu número de coeficientes e ordem de não-linearidade, sem haver a necessidade de abrir mão da eficiência da linearização.

Neste trabalho, foi proposto uma modelagem de um PA *Doherty* de banda dupla, assim como um sistema de transmissão e recepção de banda dupla, sendo utilizado um sinal 3GPP WCDMA e outro LTE OFDMA.

Foram apresentados 4 modelos de DPDs, sendo o DPD sem zonas utilizado como métrica de comparação. Ao realizar a modelagem inversa da curva característica de um PA *Doherty* de banda dupla, foram obtidos os *kernels* de cada DPD e então aplicados a um sistema em cascata envolvendo um DPD e um PA de banda dupla, estimulados por um sinal OFDMA e outro sinal WCDMA. Pode-se constatar, analisando os resultados de NMSE e ACPR das Tabelas 1 e 2, que o Modelo A obteve melhores resultados na precisão da modelagem da curva inversa do PA, assim como uma maior redução das distorções das bandas adjacentes dos sinais de ambas as bandas, quando comparado ao DPD sem zonas. Os Modelos B e C obtiveram resultados insatisfatórios em ambas as métricas utilizadas neste trabalho, tanto comparado ao DPD sem zonas como ao DPD do Modelo A.

Referências

- [1] CRIPPS, S. RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2ª edição. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [2] LIMA, E.G. Behavioral Modeling and Digital Base-Band Predistortion of RF Power Amplifiers. Politecnico di Torino, 2009.
- [3] HAYKIN, S. Sistemas de Comunicação Analógicos e Digitais. 4ª edição. Bookman, 2004.
- [4] ROBLIN, P., QUINDROIT, C., NARAHARISSETTI, N., GHEITANCHI, S., FITTON, M. Concurrent Linearization: The State of the Art for Modeling and Linearization of Multiband Power Amplifiers. in IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 7, pp. 75-91, Nov.-Dec. 2013
- [5] BASSAM, S. A., HELAOUI, M., GHANNOUCHI, F. M. 2-D Digital Predistortion (2-D-DPD) Architecture for Concurrent Dual-Band Transmitters. in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 10, pp. 2547-2553, Oct. 2011.
- [6] RIBA, O.A.P. Modelagem Comportamental de Amplificadores de Potência de Banda Dupla Baseada em Aproximações Bi-dimensionais e Produto de Tabelas de Busca. 2017. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Paraná. 2017
- [7] ZANELLA, A. F., LIMA, E. G. Decomposed Piecewise Look-up Table-base Memory Polynomial Model for RF Power Amplifiers. 31st South Symposium on Microelectronics, 2016, Porto Alegre. Proceedings of the 31st South Symposium on Microelectronics, 2016. p. 21-24.
- [8] ZANELLA, A. F.; LIMA, E. G. . Decomposição de sinais aplicada na pré-distorção digital de PAs baseada em redes neurais com função de base radial. Evento de Iniciação Tecnológica e Inovação da UFPR, 2017, Curitiba. Livro de Resumos - 10º EINTI, 2017.
- [9] ZHU, A.; DRAXLER, P.J.; HSIA, C.; BRAZIL, T.J.; KIMBALL, D.F.; ASBECK, P.M. Digital Predistortion for Envelope-Tracking Power Amplifiers Using Decomposed Piecewise Volterra Series. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 10, Outubro 2008
- [10] FRANÇA, C. Projeto em Tecnologia CMOS e Linearização de um Amplificador Doherty para Sistemas de Comunicação Móveis de 4G. Universidade Federal do Paraná. 2016
- [11] S. Haykin. Sistemas de comunicação analógicos e digitais. 4th edition. São Paulo,

SP: Bookman, 2004