

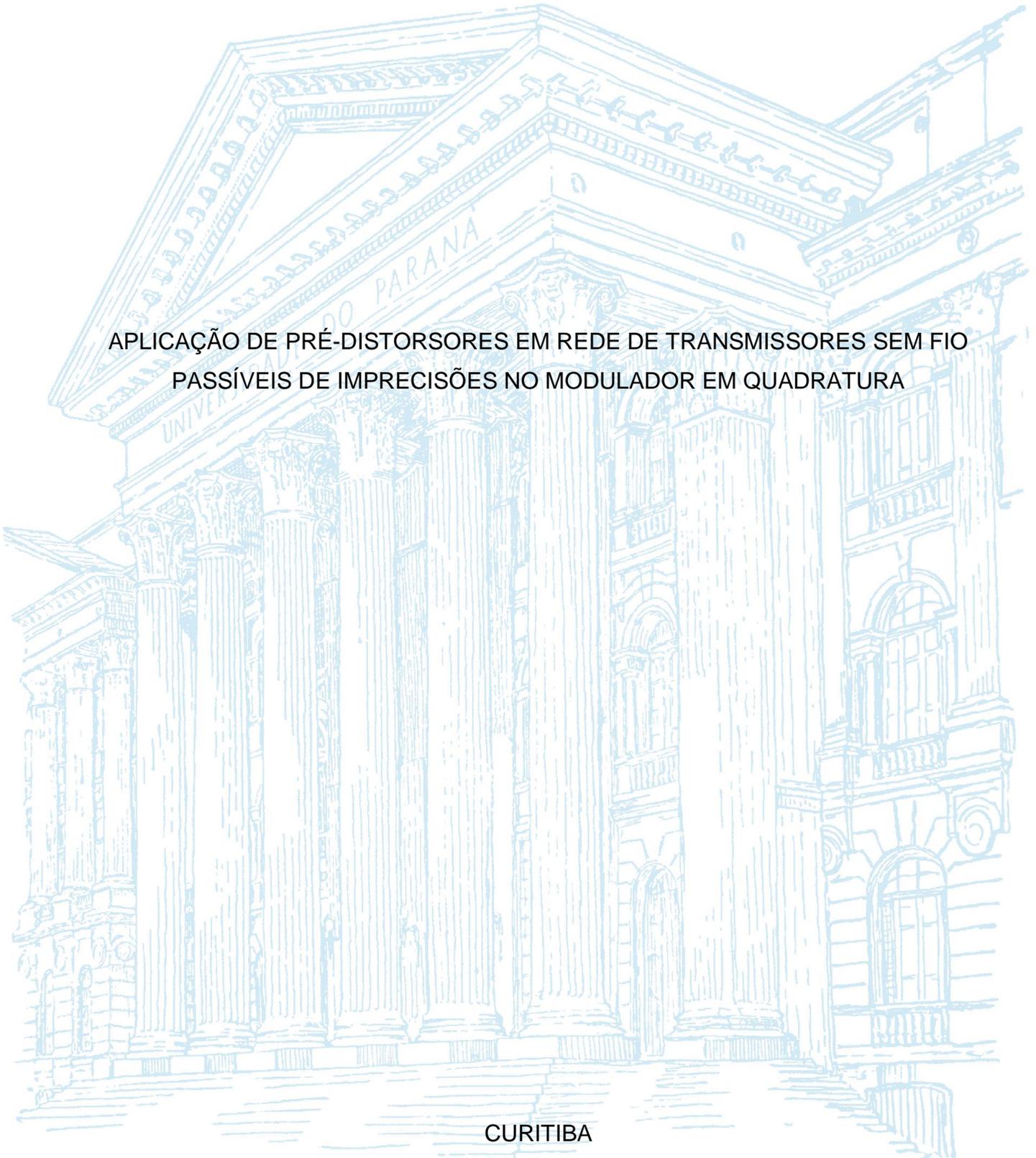
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

BRUNA TEMPORAL MARCONDES

APLICAÇÃO DE PRÉ-DISTORSORES EM REDE DE TRANSMISSORES SEM FIO
PASSÍVEIS DE IMPRECISÕES NO MODULADOR EM QUADRATURA

CURITIBA

2019



BRUNA TEMPORAL MARCONDES

APLICAÇÃO DE PRÉ-DISTORSORES EM REDE DE TRANSMISSORES SEM FIO
PASSÍVEIS DE IMPRECISÕES NO MODULADOR EM QUADRATURA

TCC apresentado ao curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

CURITIBA

2019

TERMO DE APROVAÇÃO

BRUNA TEMPORAL MARCONDES

APLICAÇÃO DE PRÉ-DISTORSORES EM REDE DE TRANSMISSORES SEM FIO PASSÍVEIS DE IMPRECISÕES NO MODULADOR EM QUADRATURA

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:

Prof. Ph.D. Eduardo Gonçalves de Lima
Orientador – Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández
Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR
Evelio Martín García Fernández

Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho
Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

Cidade, ___ de _____ de 2019.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Lucileni e Wanderson, por sempre me apoiarem nos meus estudos e na minha vida e por sempre se dedicarem para que eu tivesse uma educação de qualidade. Agradeço, também, a minha irmã, Luiza, por me alegrar nos momentos difíceis do curso.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Ph.D. Eduardo Gonçalves de Lima, por acreditar no meu potencial e me orientar nesta caminhada de quatro anos, desde monitorias, IC's e estágios até o TCC.

Aos meus amigos e colegas do curso de Engenharia Elétrica da UFPR, obrigada por me proporcionar momentos alegres nesta difícil caminhada, que, provavelmente, nunca esquecerei.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pela concessão de bolsa de Iniciação Científica durante o desenvolvimento deste trabalho.

E aos professores do curso, obrigada por me passar suas experiências e aprendizados, que espero levar comigo o resto da vida.

RESUMO

As não idealidades de moduladores em fase e em quadratura (IQ) podem deteriorar significativamente a linearidade em transmissores sem fio. Neste contexto, os procedimentos de linearização não devem apenas compensar as distorções do amplificador de potência (PA), mas também neutralizar as não linearidades do modulador. Para obter uma compensação total, diversas configurações já foram relatadas na literatura, considerando o uso de dois compensadores independentes e de um único compensador combinado. Contudo, uma medição mais complexa é necessária para a abordagem de dois blocos, enquanto um número maior de parâmetros é exigido para a combinada. A contribuição deste trabalho é a análise, comparação de métodos de identificação e implementação, sendo quatro de compensadores separados, juntamente com suas expansões para casos com a influência de memória no PA, e quatro de compensação conjunta, com três considerando o caso mais real. Além disso, um caso de identificação separada foi expandido para um cenário de transmissor de banda dupla com moduladores independentes. Para a comparação dos métodos, simulações no *software Matlab*, com um mesmo sinal de entrada LTE OFDMA para banda simples, foram feitas utilizando modelos polinomiais para o amplificador e o modulador IQ. Em banda dupla, uma segunda entrada 3GPP WCDMA foi adicionada ao sistema. As entradas e saídas de cada abordagem simulada são utilizadas para a obtenção dos parâmetros dos compensadores pelo método dos mínimos quadrados, já que todos os polinômios utilizados neste trabalho são lineares em seus coeficientes. Após cada simulação da cascata completa, um sinal de erro foi computado pela diferença dos sinais de saída e entrada, obtendo através do erro quadrático médio normalizado (NMSE) valores ao redor de -45 dB. No cenário sem memória, se destacou o método iterativo, que possui uma configuração real mais fácil de ser obtida. Já para o contexto de memória, o uso de uma matriz real na série de Volterra que modela o PA diminui a complexidade computacional. Para banda dupla, a expansão do método se mostrou eficaz, encontrando NMSEs de -47,5 dB e -33,1 dB para as respectivas bandas.

Palavras-chave: Amplificador de potência. Linearização. Memória. Modelagem. Modulador em fase e quadratura. Série de Volterra.

ABSTRACT

Non-idealities of phase and quadrature (IQ) modulators can significantly deteriorate linearity in wireless transmitters. In this context, linearization procedures should not only compensate for power amplifier (PA) distortions, but also counteract modulator nonlinearities. To achieve a full compensation, several configurations have been reported in literature, considering the use of two independent compensators and a single combined one. However, a more complex measurement is required for the two-block approach, while more parameters are required for the combined compensator. The contribution of this work is the analysis, comparison of identification and implementation methods, four being the separate compensators, along with their expansions for cases with memory influence on the PA, and four the joint compensation, with three cases considering the most real approach. In addition, a separate identification case has been expanded to a dual-band transmitter scenario with independent modulators. For the methods' analyses, simulations, using polynomial models to represent the PA and IQ modulator, were made in *MATLAB*, with the same LTE OFDMA input envelope for single band. In dual-band, a second 3GPP WCDMA envelope is added to the system. The inputs and outputs of each simulated approach are used to obtain the compensator parameters by the least squares method, since all polynomials used in this work are linear in their coefficients. After each simulation of the complete cascade, an error signal was computed by the difference of the output and input signals, obtaining through the normalized mean square error (NMSE) values around -45 dB. In the memoryless scenario, the iterative method stood out, since it has a simpler configuration. For the memory context, a real input matrix on the Volterra series, which is the PA's model, can decrease the needed computational complexity. The method expansion in dual-band proved effective, finding NMSEs of -47.5 dB and -33.1 dB for the respective bands.

Keywords: Power amplifier. In-phase and quadrature modulator. Linearization. Memory. Modeling. Volterra series.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – BALANCEAMENTO DE POTÊNCIAS DE UM PA	18
FIGURA 2– CURVA TÍPICA DE RENDIMENTO E POTÊNCIA DE UM PA	19
FIGURA 3– ESPECTRO DE POTÊNCIA DA ENTRADA E SAÍDA PARA BANDA DUPLA	20
FIGURA 4– CURVA DE TRANSFERÊNCIA DO PA, PRÉ-DISTORSOR E DA CASCATA	20
FIGURA 5– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA A OBTENÇÃO DA MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO PA.....	21
FIGURA 6– ESQUEMÁTICO DE UM TRANSMISSOR E RECEPTOR COM MODULADOR IQ	25
FIGURA 7– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA CASCATA FINAL	28
FIGURA 8– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IDENTIFICAÇÃO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO	29
FIGURA 9– DIAGRAMA PARA A PRIMEIRA MEDIÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO COM GANHO VARIÁVEL	30
FIGURA 10– DIAGRAMA PARA A SEGUNDA MEDIÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO COM GANHO VARIÁVEL	30
FIGURA 11– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IDENTIFICAÇÃO ATRAVÉS DE ITERAÇÕES	31
FIGURA 12– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DOS COMPENSADORES POR ITERAÇÃO.....	32
FIGURA 13 – DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO CONJUNTA.....	32
FIGURA 14– DIAGRAMA PARA TRANSMISSOR EM BANDA DUPLA	36
FIGURA 15– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DO COMPENSADOR IQ EM BANDA DUPLA	36
FIGURA 16– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DO PRÉ-DISTORSOR EM BANDA DUPLA	37
FIGURA 17– TRANSMISSOR DE BANDA ÚNICA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES	39
FIGURA 18– RECEPTOR DE BANDA ÚNICA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES	40
FIGURA 19– TRANSMISSOR DE BANDA DUPLA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES	40

FIGURA 20– RECEPTOR DE BANDA DUPLA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES	41
FIGURA 21– TRANSMISSOR E RECEPTOR EM BANDA SIMPLES PARA VALIDAÇÃO.....	42
FIGURA 22– TRANSMISSOR E RECEPTOR EM BANDA DUPLA PARA VALIDAÇÃO.....	42
FIGURA 23 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO	45
FIGURA 24 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO DE GANHO VARIÁVEL.....	46
FIGURA 25 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O PRÉ-DISTORSOR	46
FIGURA 26 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O COMPENSADOR IQ.....	47
FIGURA 27 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO	47
FIGURA 28 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS SM MEMÓRIA	48
FIGURA 29 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO	50
FIGURA 30 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO DE GANHO VARIÁVEL.....	50
FIGURA 31 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O PRÉ-DISTORSOR	51
FIGURA 32 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O COMPENSADOR IQ.....	51
FIGURA 33 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ COMPLEXA	52
FIGURA 34 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ REAL I.....	52
FIGURA 35 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ REAL II.....	53
FIGURA 36 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS SEPARADOS COM MEMÓRIA	54
FIGURA 37 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS CONJUNTOS COM MEMÓRIA	54
FIGURA 38 – CORRELAÇÃO ENTRE COMPLEXIDADE E NMSE PARA CASOS CONJUNTOS COM MEMÓRIA	56

FIGURA 39 – CARACTERÍSTICAS PARA BANDA DO SINAL LTE OFDMA	57
FIGURA 40 – CARACTERÍSTICAS PARA BANDA DO SINAL 3GPP WCDMA	57
FIGURA 41 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA BANDA DO SINAL LTE OFDMA.....	58
FIGURA 42 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA BANDA DO SINAL 3GPP WCDMA.....	58

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – NMSEs PARA A COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES SEM EFEITO DE MEMÓRIA	44
TABELA 2 – NMSEs PARA A COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES COM EFEITO DE MEMÓRIA	49
TABELA 3 – NMSEs, QUANTIDADE DE COEFICIENTES E MULTIPLICAÇÕES PARA COMPENSAÇÃO CONJUNTA COM MEMÓRIA	55
TABELA 4 – NMSEs PARA A IDENTIFICAÇÕES EM BANDA DUPLA CONCORRENTE	56

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

2D-SMP	- <i>Bi-dimensional Simplified Memory Polynomial</i>
3GPP	- <i>3rd Generation Partnership Project</i>
CA	- Corrente alternada
CC	- Corrente contínua
FGPA	- <i>Field Programmable Gate Array</i>
FIR	- <i>Finite Impulse Response</i>
IQ	- <i>In-phase and quadrature</i>
LPF	- <i>Low-pass filter</i>
LS	- <i>Least squares</i>
LTE	- <i>Long Term Evolution</i>
NMSE	- <i>Normalized Mean Square Error</i>
OFDMA	- <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PA	- <i>Power amplifier</i>
RF	- Rádio frequência
WCDMA	- <i>Wideband Code Division Multiple Access</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA.....	16
1.2 OBJETIVOS	16
1.2.1 Objetivo geral	16
1.2.2 Objetivos específicos.....	17
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	17
2 REVISÃO DE LITERATURA	18
2.1 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA.....	18
2.2 MODELAGEM E COMPENSAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA ..	20
2.2.1 Modelagem de amplificadores de potência RF com efeito de memória	22
2.2.2 Modelagem de amplificadores de potência RF em banda dupla	23
2.3 MODULADORES E DEMODULADORES IQ	24
2.4 MODELAGEM E COMPENSAÇÃO DE MODULADORES IQ	25
3 MODELOS ESTUDADOS	28
3.1 TRANSMISSOR PARA BANDA SIMPLES.....	28
3.2 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM DUAS MEDIÇÕES EM LOCAIS DIFERENTES	29
3.3 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM DUAS MEDIÇÕES NO MESMO LOCAL, MAS COM GANHO VARIÁVEL	30
3.4 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM UMA MEDIÇÃO ATRAVÉS DE ITERAÇÕES	31
3.5 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR CONJUNTO	32
3.5.1 Compensador conjunto por complexo conjugado sem memória	33
3.5.2 Compensador conjunto por matriz complexa com memória.....	33
3.5.3 Compensador conjunto por matriz real com memória	34
3.5.3.1 Caso I: Baseado nas partes real e imaginária da envoltória de entrada.....	34
3.5.3.2 Caso II: Baseado nas partes real e imaginária da matriz complexa com memória	34
3.6 TRANSMISSOR PARA BANDA DUPLA	35
3.6.1 Identificação do compensador separado em banda dupla	36
4 METODOLOGIA	38
4.1 SINAIS E TRATAMENTO DOS DADOS	38

4.1.1 Transmissor para banda simples.....	38
4.1.1.1 Modelo do PA RF	39
4.1.2 Receptor para banda simples.....	40
4.1.3 Transmissor e receptor para banda dupla	40
4.2 GERAÇÃO DOS DADOS	41
4.3 MÉTRICAS	43
5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS	44
5.1 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES SEM EFEITO DE MEMÓRIA	44
5.2 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES COM EFEITO DE MEMÓRIA	48
5.3 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA DUPLA.....	56
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	59
REFERÊNCIAS.....	60

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Em redes de transmissão sem fio, com o grande aumento de dados a serem transmitidos ao mesmo tempo, mais a ocupação do espectro de frequência está se tornando um desafio. Cada sinal está situado em um canal diferente do espectro disponível e é representado por uma envoltória complexa com a largura de banda do tamanho do canal. Portanto, por causa da proximidade dos canais, qualquer não-linearidade na transmissão pode causar interferência entre usuários (Raychaudhuri, Mandayam, 2012).

Como a idealidade não pode ser alcançada na prática, alguns dispositivos na cadeia de transmissão possuem um comportamento indesejável que precisa ser melhorado (Younes, Ghannouchi, 2013). O último dispositivo nesta cadeia é o amplificador de potência (PA), que fornece à portadora o ganho necessário para que seja irradiada adequadamente. Isto significa que é o dispositivo do sistema que mais consome energia, conseqüentemente, que precisa de um nível considerável de eficiência (Cripps, 2006). O que pode ser um problema, já que com uma maior eficiência, o sinal sofre uma compressão, como decorrência da curvatura do ganho do PA, desencadeando um desequilíbrio entre o sinal de entrada e o de saída. Um pré-distorsor pode ser alcançado pela modelagem do PA por uma equação polinomial de coeficientes complexos (Kenington, 2000). Outro elemento que pode causar não-linearidade no sistema é o modulador IQ - *In-phase and quadrature*, já que pode causar distorções na amplitude e na fase do sinal (Cavers, 1997). Um compensador IQ pode ser posto em cascata, em banda base, para reverter os efeitos não desejados.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

O objetivo deste trabalho consiste em estudar e implementar em MATLAB diferentes modelos matemáticos aptos a prever, com baixo custo computacional e

com alta fidelidade, os comportamentos em transmissores de banda única e dupla, estendendo os trabalhos anteriormente realizados em pesquisas acadêmicas.

1.2.2 Objetivos específicos

Mais precisamente, três cenários serão avaliados neste trabalho: o uso de compensadores em casos de banda única, com e sem a consideração do efeito de memória no PA, e em banda dupla, com moduladores IQ independentes, sem o efeito de memória. Estes modelos podem compensar as não linearidades de forma conjunta, ou seja, um mesmo compensador para o PA e modulador, ou separada, podendo ser fundamentados em expansões polinomiais com memória baseadas na série de Volterra. As comparações entre os métodos utilizarão sinais de LTE OFDMA e 3GPP WCDMA e serão baseadas na complexidade computacional e precisão na linearização, levando em conta a quantidade de coeficientes gerados.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

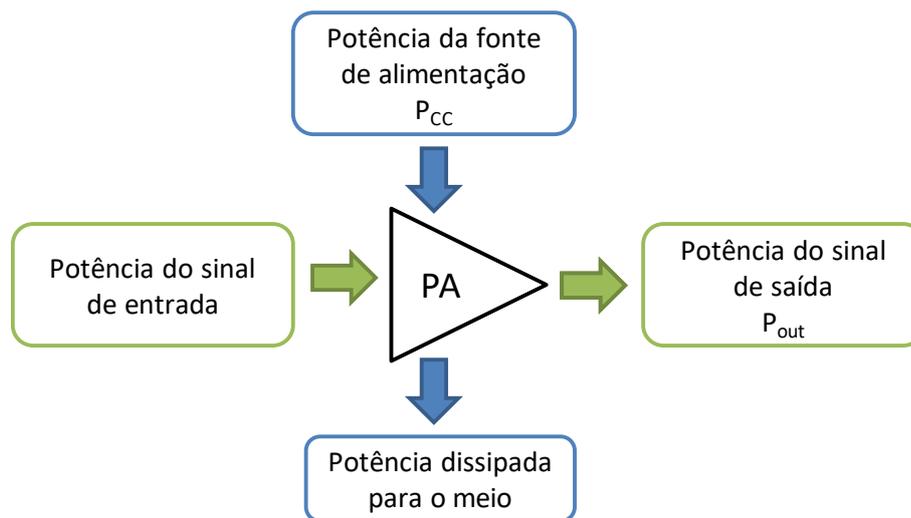
Este trabalho está dividido na seguinte forma. No capítulo 2, será apresentado o embasamento teórico utilizado no trabalho, assim como uma revisão bibliográfica. Os métodos estudados, que são a proposta deste trabalho, serão apresentados no terceiro capítulo. No quarto, está exposta a metodologia para a obtenção dos resultados, expostos no quinto capítulo. Por fim, no capítulo 6, serão expostas as conclusões e as possibilidades de trabalhos futuros.

2 REVISÃO DE LITERATURA

2.1 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA

Os amplificadores de potência são dispositivos analógicos de extrema importância em sistemas de transmissão sem fio. Além de ser o último elemento da cadeia, é o que consome a maior quantidade de energia, já que necessita prover, ao sinal, potência suficiente para ser transmitido pela antena. Para isso, o amplificador transforma a energia de sua fonte contínua (CC) em energia em corrente alternada (CA) (Cripps, 2006), conforme mostra a Figura 1.

FIGURA 1 – BALANCEAMENTO DE POTÊNCIAS DE UM PA



FONTE: Modificado de Bonfin (2016).

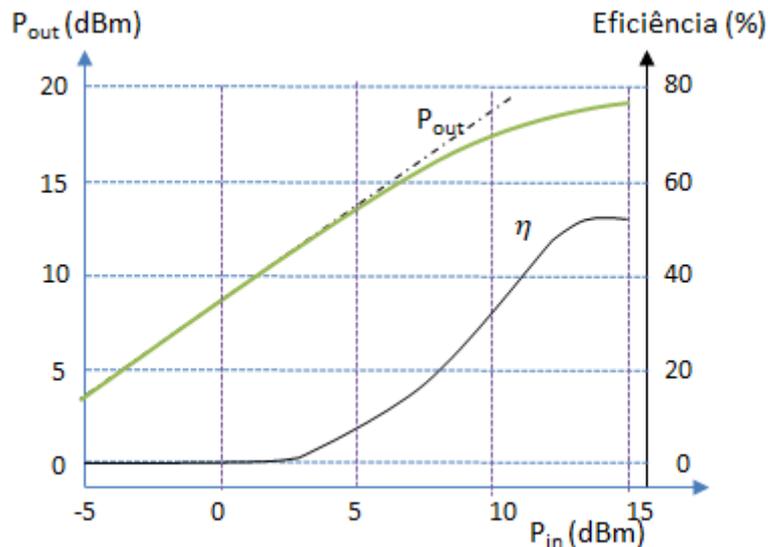
Um indicador de rendimento para o PA é a relação de eficiência η , que depende da potência de saída do amplificador, P_{OUT} , e da potência CC aplicada, P_{DC} , definida por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} . \quad (1)$$

Entretanto, a relação entre eficiência energética e linearidade possui uma característica inversa. Em um amplificador real, como apresentado na Figura 2, ao aumentar a eficiência, ocorre uma distorção do sinal, já que o ganho do amplificador

tende à saturação, fazendo com que surjam novos componentes em frequência (Kenington, 2000), principalmente, se o sistema estiver atuando em banda dupla.

FIGURA 2– CURVA TÍPICA DE RENDIMENTO E POTÊNCIA DE UM PA

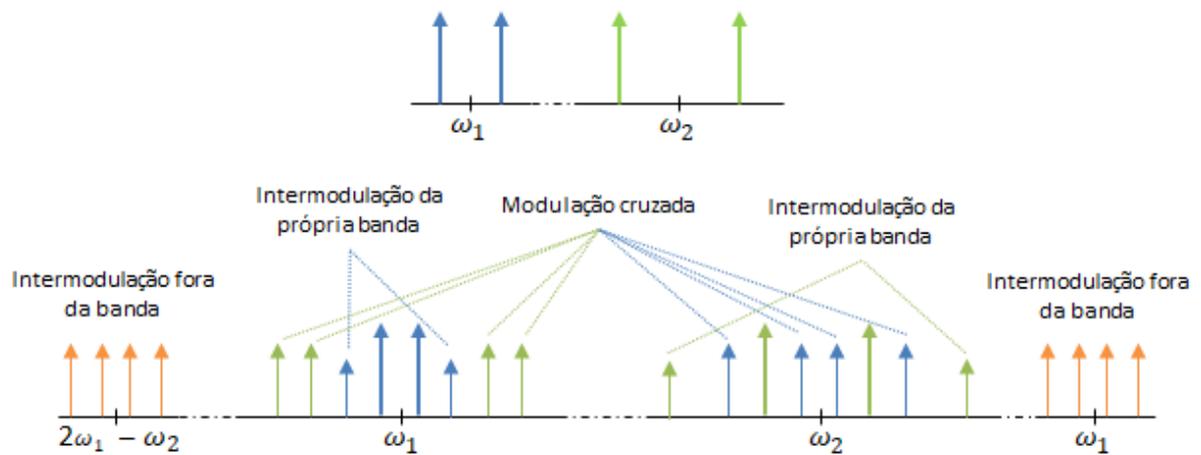


FONTE: Modificado de Silva (2014).

Esses novos componentes podem ser classificados em harmônicas ou em produtos de intermodulação. Enquanto as componentes harmônicas podem ser facilmente removidas, a intermodulação propõe uma abordagem mais complexa, uma vez que componentes podem ser geradas muito próximas da frequência da portadora do sinal, podendo ser incorporadas na banda passante do filtro e causando interferência em canais adjacentes. No caso em que o PA tem seu funcionamento em banda dupla, há ainda o fenômeno de *cross-modulation*, ou modulação cruzada. Este é decorrente da intermodulação entre as duas bandas e acrescenta ainda mais componentes indesejadas nas frequências adjacentes as portadoras (Bassam, 2011).

A Figura 3 mostra o espectro de frequência de um sinal antes e depois de passar por um transmissor de banda dupla. Em um PA de RF, somente as componentes de intermodulação consequentes da própria banda e da modulação cruzada são mensuráveis, visto que o circuito do amplificador já apresenta filtros de frequência seletiva que removem os elementos nas regiões das harmônicas da portadora.

FIGURA 3— ESPECTRO DE POTÊNCIA DA ENTRADA E SAÍDA PARA BANDA DUPLA

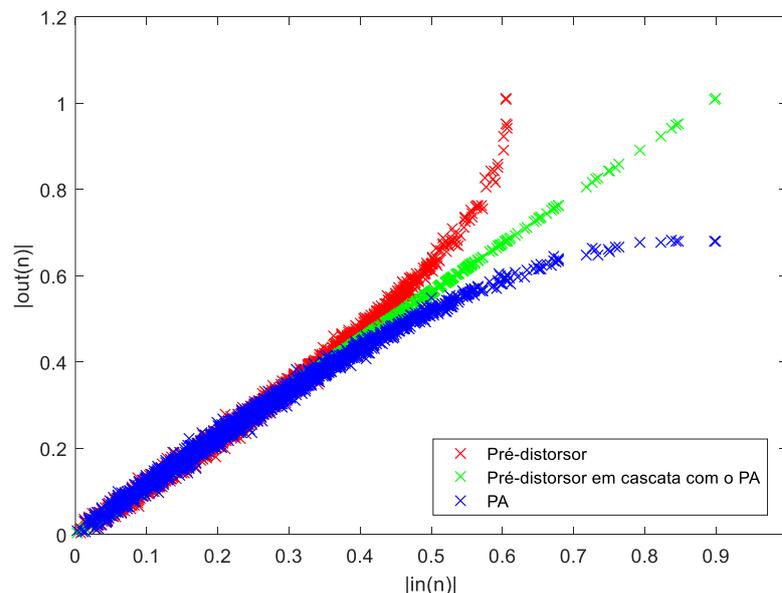


FONTE: Modificado de Bassam (2011).

2.2 MODELAGEM E COMPENSAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

Um modo de preservar a linearidade do PA para o total da função de transferência é um pré-distorsor. Isto é, colocar em cascata com o amplificador um compensador, Figura 4, propositalmente não linear, que se oponha ao comportamento do PA. Sendo assim, a entrada do PA está distorcida de um modo em que a não linearidade é compensada.

FIGURA 4— CURVA DE TRANSFERÊNCIA DO PA, PRÉ-DISTORSOR E DA CASCATA



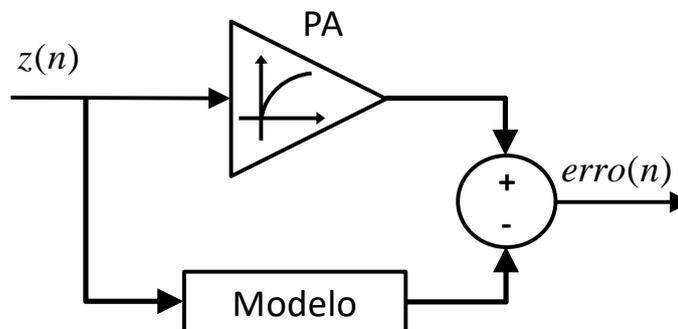
FONTE: O autor (2019).

O pré-distorsor pode ser obtido pela modelagem comportamental do amplificador de potência. Ou seja, um modelo computacional que simula o desempenho do PA.

Há duas formas principais para se modelar o comportamento de PAs, a modelagem física e a comportamental (Benedetto, Biglieri, 1999). Na física, são analisados os componentes eletrônicos que constituem o circuito, o que resulta numa análise com alta exatidão, porém há uma alta complexidade. Já na comportamental, apenas os dados de entrada e saída dos amplificadores são considerados, o que gera um processamento bem menos complexo.

A modelagem comportamental trata o PA como uma caixa preta e utiliza uma equação matemática para representá-lo. Como apresentado na Figura 5, um mesmo sinal complexo de entrada é atribuído tanto para o PA quanto para o modelo a ser utilizado, podendo, assim, gerar um sinal de erro e comparar ambos sinais de saída para realizar o ajuste do modelo.

FIGURA 5– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA A OBTENÇÃO DA MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO PA



FONTE: O autor (2019).

Um modelo, em banda base única, já conhecido na literatura é descrito como:

$$out(n) = \sum_{p=0}^P a_p z(n) |z(n)|^{2p}, \quad (2)$$

onde $z(n)$ e $out(n)$ são as amostras presentes na entrada e saída do PA, respectivamente, P é a ordem polinomial e a_p são os coeficientes complexos (Pedro, Maas, 2005). Como (2) é linear em seus coeficientes, é utilizado o método dos

mínimos quadrados para determinar os melhores coeficientes possíveis (Mathews, Sicuranza, 2000).

Ao se trocar os dados de entrada e saída, (2) também pode ser utilizada como modelo para a inversa do PA, ou seja, um compensador (Freire, Lima, 2014),

$$in(n) = \sum_{p=0}^P a'_p x(n) |x(n)|^{2p}, \quad (3)$$

onde $in(n)$ e $x(n)$ são as amostras de entrada e saída do compensador, respectivamente, P representa a ordem polinomial e a'_p são os novos coeficientes complexos. Porém, ao se comparar com (2), a ordem polinomial de (3) é maior, devido ao formato característico da curva de transferência do PA.

2.2.1 Modelagem de amplificadores de potência RF com efeito de memória

O modelo apresentado em (2) consegue descrever o comportamento do amplificador de potência, entretanto, o faz de uma forma mais simplificada, pois não consegue caracterizar os efeitos dinâmicos do PA de RF. Ao passo que as características não ideais da saturação e compressão de ganho são associadas aos transistores, componentes passivos do circuito, como indutores e capacitores, e implicações da temperatura no circuito podem causar efeitos dinâmicos no sistema. Portanto, um modelo mais fiel deve levar em conta, não somente, a entrada instantânea do PA, mas a influência de amostras passadas. Esta influência, porém, decresce com o aumento do intervalo de tempo entre a amostra de saída medida e a aplicação da amostra de entrada (Bonfim, Lima, 2016).

Uma técnica utilizada em diferentes áreas de estudo, para a modelagem de sistemas não lineares com memória, descritos no tempo, é a série de Volterra. Esta série gera integrais de convolução multidimensionais, através da combinação de uma representação em integral de convolução unidimensional para sistemas lineares dinâmicos e um sistema não linear estático expresso em uma série de Taylor. Como no PA há o efeito de esvanecimento da influência das amostras, a profundidade de memória, ou seja, a quantidade de amostras passadas, pode ser restringida a M , assim como mostra a seguinte série:

$$\begin{aligned}
out(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \sum_{q_{p+1}=0}^M \sum_{q_{p+2}=q_{p+1}}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\
& \times h_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \prod_{j_1=1}^p z(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p+1}^{2p-1} z^*(n - q_{j_2}), \quad (4)
\end{aligned}$$

com $z(n)$ e $out(n)$ sendo as envoltórias de entrada e saída do PA, respectivamente, $2P-1$ o truncamento da ordem polinomial da série e $h_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1})$ os equivalentes, em passa-baixas, dos *kernels* de Volterra, que podem ser obtidos através do método dos mínimos quadrados (LS), já que a série é linear em seus coeficientes (Mathews, Sicuranza, 2000). O modelo do pré-distorsor é encontrado ao trocar as envoltórias de entrada e saída de (4), como demonstrado na análise teórica de (Freire, Lima, 2014).

No entanto, ao depender da profundidade de memória M e da ordem polinomial da série ($2P-1$), o número de coeficientes a serem analisados amplia consideravelmente ao aumentar tais parâmetros (Lima, 2009). A quantidade de coeficientes complexos de (4) pode ser expressa como:

$$qtde_coef = \sum_{p=0}^{P-1} \frac{[(M+p)!]^2 (M+p+1)}{(M!)^2 (p!)^2 (p+1)}. \quad (5)$$

2.2.2 Modelagem de amplificadores de potência RF em banda dupla

Como visto anteriormente, ao atuar em banda dupla, o PA faz com que uma banda influencie a outra. Assim, o modelo a ser utilizado para este caso deve levar em conta essa interação. O modelo 2D-SMP (*Bi-dimensional Simplified Memory Polynomial*), descrito em (Riba, Lima 2015), considera os efeitos de modulação cruzada, assim como não linearidades e efeitos de memória e tem suas saídas descritas por:

$$\begin{aligned}
out_1(n) = & \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m}^{(1)} z_1(n-m) |z_1(n-m)|^p + \\
& + \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m}^{(2)} z_1(n-m) |z_2(n-m)|^p
\end{aligned} \tag{6}$$

e

$$\begin{aligned}
out_2(n) = & \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m}^{(3)} z_2(n-m) |z_2(n-m)|^p + \\
& + \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m}^{(4)} z_2(n-m) |z_1(n-m)|^p,
\end{aligned} \tag{7}$$

onde P é a ordem dos polinômios, M a profundidade de memória, $out_1(n)$, $out_2(n)$, $z_1(n)$ e $z_2(n)$ as saídas e entradas da banda 1 e banda 2, respectivamente, e $h_{p,m}^{(1)}$, $h_{p,m}^{(2)}$, $h_{p,m}^{(3)}$ e $h_{p,m}^{(4)}$ os vetores de coeficientes complexos a serem determinados, através do método de LS.

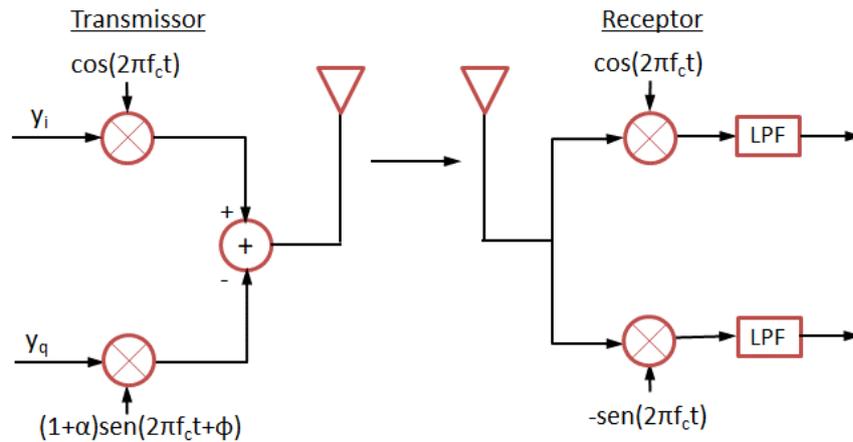
2.3 MODULADORES E DEMODULADORES IQ

Os moduladores e demoduladores IQ também são uma parte necessária de uma transmissão sem fio. Situado no estágio final de conversão, o comportamento do modulador consiste em alterar a frequência do sinal, através de um misturador e oscilador, mantendo as características, como amplitude e fase, o mais próximo possível do original. Porém, em um modulador real, a implementação do oscilador é afetada por *offsets* no ganho ou na fase, causando diferenças entre as componentes em fase (I) e em quadratura (Q) do sinal (Cavers, 1997). Essas não idealidades podem ocorrer no transmissor, no receptor ou em ambos. Neste trabalho somente o primeiro caso será abordado.

Como mostra a Figura 6, o modulador recebe uma entrada complexa $y(n) = y_i(n) + j y_q(n)$ (em MHz) e gera um sinal portador real e modulado $s(n)$ (GHz), visto em

$$s(n) = \Re \left\{ y(n) \left[\cos(2\pi f_c t) - (1 + \alpha) j \sin(2\pi f_c t + \phi) \right] \right\}. \tag{8}$$

FIGURA 6– ESQUEMÁTICO DE UM TRANSMISSOR E RECEPTOR COM MODULADOR IQ



FONTE: O autor (2019).

Os desequilíbrios de fase (ϕ) e amplitude (α), que resultam da não linearidade da operação, são mostrados na portadora em (8), assim como a sua frequência f_c e o sinal $s(n)$, que é então processado pelo PA.

No demodulador, para analisar o sinal original em banda base, $s(n)$ passa por duas multiplicações separadas, uma por $\cos(2\pi f_c t)$ e outra por $-\sin(2\pi f_c t)$ para demodular $y_i(n)$ e $y_q(n)$, respectivamente. As operações são seguidas por um filtro passa-baixas (LPF) para remover as harmônicas não desejadas, que resultaram das multiplicações. Como resultado, a envoltória complexa de entrada $y(n)$ é relacionada com a saída $z(n)$ por

$$z(n) = y_i(n) + (\alpha + 1) [\cos(\phi) j - \sin(\phi)] y_q(n) . \quad (9)$$

2.4 MODELAGEM E COMPENSAÇÃO DE MODULADORES IQ

Assim como os amplificadores de potência, a modelagem comportamental pode ser implementada para os moduladores IQ. Todo o processo descrito na seção anterior, que engloba as não idealidades do modulador e um demodulador ideal pode ser representado por

$$z(n) = b_1 y(n) + b_2 y^*(n) , \quad (10)$$

com $y^*(n)$ sendo o complexo conjugado da entrada do modulador, b_1 e b_2 os coeficientes complexos e $z(n)$ o sinal de saída. Pode-se questionar se a não idealidade do modulador IQ poderia ser representada por (2). Para isso, (10) teria de ser escrita como (2), exigindo, assim, que $y^*(n)$ pudesse ser representado por $\{ y(n), y(n) |y(n)|, \dots, y(n) |y(n)|^P \}$, como se mostra em

$$\sum_{p=0}^P b_p y(n) |y(n)|^p \approx y^*(n) \text{coef} , \quad (11)$$

onde *coef* é qualquer tipo de coeficiente. Mas porque

$$y(n) = |y(n)| e^{j\theta} \quad (12)$$

e

$$y^*(n) = |y(n)| e^{-j\theta} = |y(n)| e^{-2j\theta} e^{j\theta} , \quad (13)$$

$$\sum_{p=0}^P b_p |y(n)|^{p+1} = \text{coef} |y(n)| e^{-2j\theta} , \quad (14)$$

(11) não é possível de ser concretizada, já que é impossível obter uma fase somente com informações sobre a amplitude de um sinal.

A equação descrita em (10) descreve, também, o comportamento inverso, ao se inverter os dados de entrada e saída,

$$y(n) = c_1 z(n) + c_2 z^*(n) , \quad (15)$$

onde os coeficientes complexos c_1 e c_2 são obtidos na relação de (10) e (15), sendo

$$c_1 = \frac{1}{b_1 + b_2} + \frac{b_2(b_1^* + b_2^*)}{(b_1 + b_2)(|b_1|^2 - |b_2|^2)} \quad (16)$$

e

$$c_2 = \frac{-b_2}{(|b_1|^2 - |b_2|^2)}. \quad (17)$$

Um compensador IQ, também conhecido como o modelo de pré-inversor do modulador, é, então, definido como

$$y(n) = c_1 x(n) + c_2 x^*(n), \quad (18)$$

onde $x(n)$ é o sinal de entrada do compensador IQ.

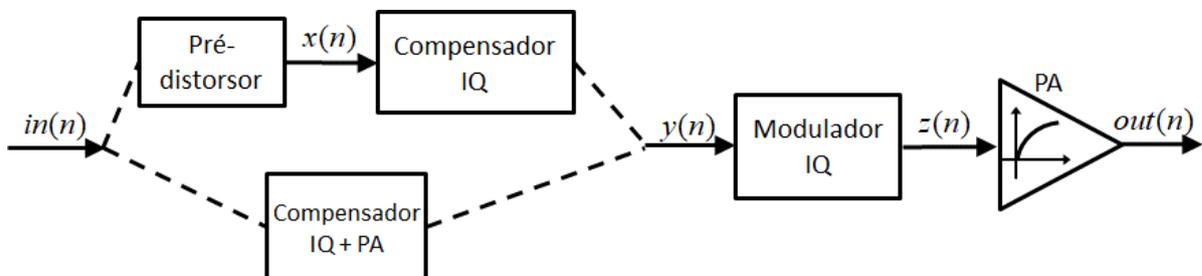
3 MODELOS ESTUDADOS

Após a leitura de bibliografias especializadas em modelos comportamentais e da teoria descrita no capítulo anterior, diversas abordagens para obtenção dos compensadores descritos foram analisadas e comparadas em diferentes cenários. Essas consistem na obtenção dos coeficientes do PA e do modulador IQ separadamente ou em conjunto, em casos de banda simples com e sem memória e a extensão de um caso para compensação separada de banda dupla concorrente sem memória.

3.1 TRANSMISSOR PARA BANDA SIMPLES

A Figura 7 ilustra a cascata final a ser obtida por cada abordagem apresentada em banda simples, tendo os compensadores de modo separado ou em conjunto. Doze casos foram estudados, dentre eles três métodos de compensação separada com e sem o efeito de memória e quatro métodos de obtenção conjunta, um sem a adição de memória e três com a adição do efeito dinâmico. Para a explicação dos métodos de compensação separada, discutidos a seguir, a diferença entre os casos com e sem memória limita-se ao modelo polinomial do PA real utilizado nas simulações, que será mais detalhado na próxima seção, e o modelo do compensador, expostos em (2) e (4).

FIGURA 7– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA CASCATA FINAL

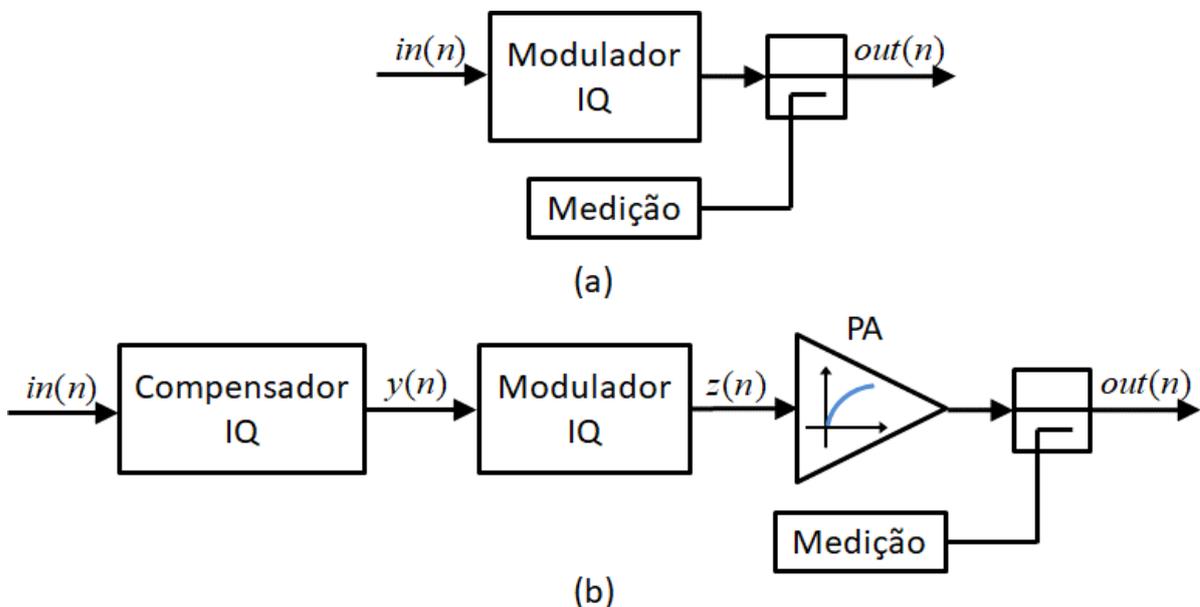


FONTE: O autor (2017).

3.2 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM DUAS MEDIÇÕES EM LOCAIS DIFERENTES

Nesta primeira abordagem estudada, primeiramente, apenas com o modulador, Figura 8a, a saída é coletada após os dados de entrada passarem pelo modulador IQ. Estes dados coletados são utilizados, então, para obter os coeficientes b_1 e b_2 , através de (10), que por sua vez determinam analiticamente os coeficientes do compensador IQ, c_1 e c_2 , (16) e (17). Em uma segunda medição, o sinal original passa primeiro pelo compensador encontrado, então pelo modulador, e por fim pelo PA, Figura 8b, obtendo o sinal de saída. Como o compensador e o modulador IQ estão em cascata, o sinal de entrada do PA não possui as não idealidades do modulador, sendo possível, assim, obter a inversa do PA por (3), no caso mais simples, ou por (4), na adição de memória no PA. A Figura 7, então, pode ser simulada por completo, armazenando o sinal de saída $y(n)$ para futura comparação.

FIGURA 8– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IDENTIFICAÇÃO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO



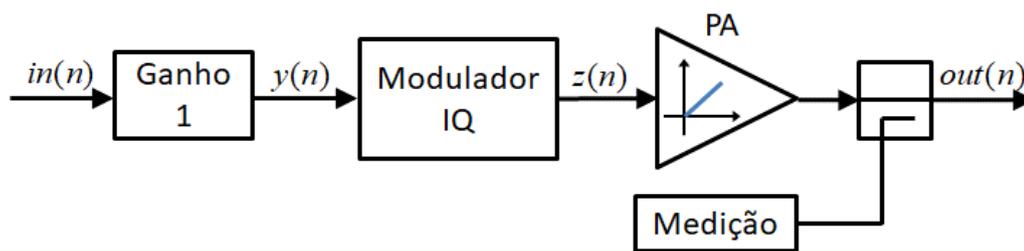
FONTE: O autor (2017).

LEGENDA: (a) Diagrama para a primeira medição. (b) Diagrama para a segunda medição.

3.3 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM DUAS MEDIÇÕES NO MESMO LOCAL, MAS COM GANHO VARIÁVEL

Um único local de medição e um menor número de coeficientes a se encontrar são os objetivos desse método, proposto em (Marcondes, Lima, 2017). Primeiro, como mostra a Figura 9, um ganho pequeno Ganho 1, é aplicado ao sinal de entrada do modulador, para que o PA atue na região linear. Assim, com o sinal de saída obtido, os coeficientes de (10) são encontrados. Estes são os coeficientes originais do modulador multiplicados pelo coeficiente linear do PA utilizado. O compensador IQ com c_1 e c_2 , de mesmo modo ao procedimento anterior, resultam do uso de (16) e (17).

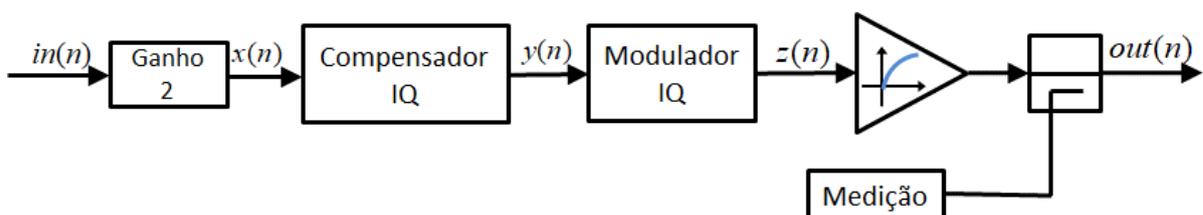
FIGURA 9– DIAGRAMA PARA A PRIMEIRA MEDIÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO COM GANHO VARIÁVEL



FONTE: O autor (2017).

Uma segunda medição, porém, no mesmo local, ao final do processo, é necessária (Figura 10). O compensador IQ obtido é colocado em cascata antes do modulador e um ganho maior Ganho 2, é aplicado ao sinal $in(n)$, estimulando o PA para sua operação não linear. Os coeficientes da inversa do PA (3) ou (4) são identificados com os sinais de entrada e saída.

FIGURA 10– DIAGRAMA PARA A SEGUNDA MEDIÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO COM GANHO VARIÁVEL



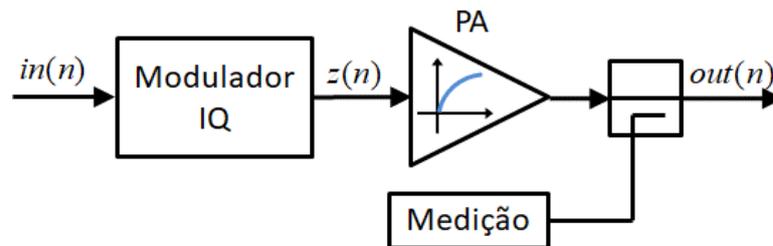
FONTE: O autor (2017).

3.4 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR SEPARADO COM UMA MEDIÇÃO ATRAVÉS DE ITERAÇÕES

Para minimizar os locais de medição, um novo método é sugerido em (Marcondes, Lima, 2018) e (Marcondes, Lima, 2019). Ele requer uma única medição e depende de uma série de iterações para determinar o pré-distorsor e o compensador IQ.

Primeiramente, com o modulador IQ e amplificador de potência, como mostra a Figura 11, um único sinal de saída $out(n)$ é adquirido.

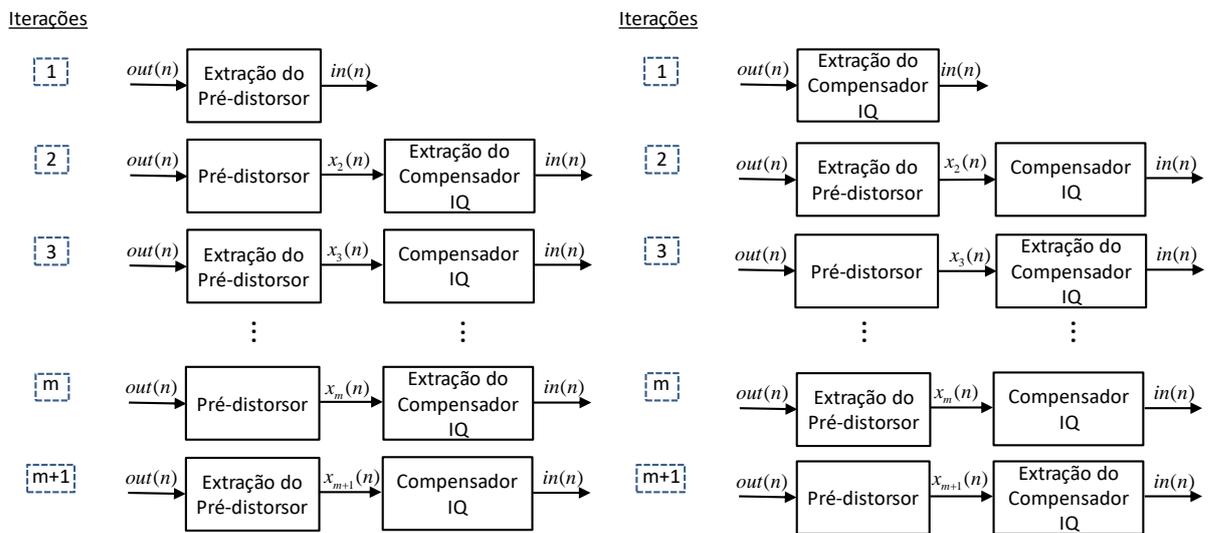
FIGURA 11– DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IDENTIFICAÇÃO ATRAVÉS DE ITERAÇÕES



FONTE: O autor (2018).

Com o sinal de saída e o sinal de entrada $in(n)$, uma primeira versão do pré-distorsor é determinada através de (3) ou (4), sem e com memória, respectivamente. Esse pré-distorsor é, então, utilizado para obter um sinal $x_2(n)$ que pode ser usado para adquirir analiticamente os coeficientes do compensador IQ por (15), (16) e (17). Em uma terceira iteração, a entrada $in(n)$ passa por (10), gerando outro sinal $x_3(n)$ que toma seu lugar e atua como a primeira iteração. Após cada iteração par, é possível colocar em cascata o pré-distorsor e o compensador IQ com o modulador e o PA, e testar se a saída é a desejada. A opção de começar extraindo o compensador IQ também é possível e é ilustrada na Figura 12.

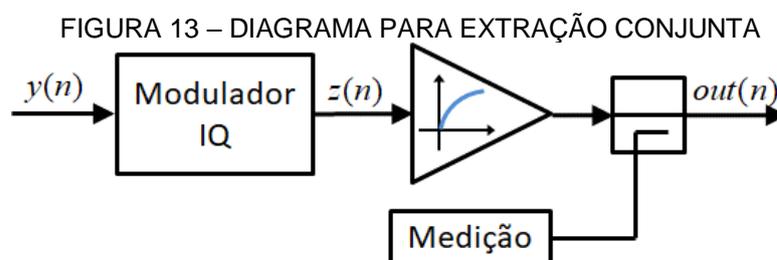
FIGURA 12– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DOS COMPENSADORES POR ITERAÇÃO



FONTE: O autor (2018).

3.5 IDENTIFICAÇÃO DO COMPENSADOR CONJUNTO

Como visto no capítulo anterior, para os casos onde há a compensação conjunta, o modelo discutido em 2.2 não pode ser utilizado, portanto para cada método apresentado a seguir um novo modelo é discutido, englobando as não linearidades do amplificador e os distúrbios IQ causados pelo modulador. Para este fim, todos os casos seguem o mesmo princípio, ilustrado na Figura 13. Os dados de saída $out(n)$ são obtidos após a entrada $y(n)$ passar pelo modulador IQ e pelo amplificador de potência e são utilizados pelos modelos para a obtenção dos coeficientes complexos necessários.



FONTE: O autor (2017).

3.5.1 Compensador conjunto por complexo conjugado sem memória

Para este propósito, a saída $z(n)$ de (10) é usada como a entrada $z(n)$ de (2). Cada produto entre os coeficientes do PA (a_p) e modulador (b_1 ou b_2) é substituído por um único coeficiente. Finalmente, os papéis de entrada e saída são invertidos para obter

$$out(n) = \sum_{p=0}^P d_{p1} y(n) |y(n)|^{2p} + d_{p2} y^*(n) |y(n)|^{2p}, \quad (19)$$

onde d_{p1} e d_{p2} são os coeficientes do compensador conjunto e P a ordem polinomial. No entanto, esse único procedimento gera o dobro de coeficientes ao se comparar com a primeira abordagem demonstrada sem memória.

3.5.2 Compensador conjunto por matriz complexa com memória

Para a adição do efeito de memória na identificação conjunta dos coeficientes dos compensadores, um novo polinômio baseado na série de Volterra é apresentado em (Anttila, Händel, Valkama, 2010). Com este modelo, cada amostra de saída depende de uma multiplicação de um vetor de coeficientes complexos por uma matriz de entrada. Aqui, o complexo conjugado da entrada $y^*(n)$ é utilizado, portanto, a matriz de entrada do sistema é complexa, como vista em:

$$\begin{aligned} out(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \sum_{q_{p+1}=0}^M \sum_{q_{p+2}=q_{p+1}}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\ & \times h_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \prod_{j_1=1}^p y(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p+1}^{2p-1} y^*(n - q_{j_2}) \\ & + \\ & \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_{p-1}=q_{p-2}}^M \sum_{q_p=0}^M \sum_{q_{p+1}=q_p}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\ & \times g_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \prod_{j_1=1}^{p-1} y(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p}^{2p-1} y^*(n - q_{j_2}), \end{aligned} \quad (20)$$

onde $y(n)$ e $y^*(n)$ representam a entrada e seu conjugado, $out(n)$ a envoltória de saída, h e g os representantes em passa-baixas dos *kernels* de Volterra, P a ordem polinomial e M a profundidade de memória.

3.5.3 Compensador conjunto por matriz real com memória

3.5.3.1 Caso I: Baseado nas partes real e imaginária da envoltória de entrada

Com este modelo, descrito em (Zhan, Cai, 2011), a saída $out(n)$ é dada por:

$$out(n) = \sum_{p=1}^{P_0} \sum_{l=0}^p \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=0}^M \cdots \sum_{q_{p-l}=q_{p-l-1}}^M \sum_{q_{p-l+1}=0}^M \sum_{q_{p-l+2}=q_{p-l+3}}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \times h_{p,l}(q_1, q_2, \dots, q_p) \prod_{j_1=1}^{p-l} y_i(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p-l+1}^p y_q(n - q_{j_2}), \quad (21)$$

onde $y_i(n)$ e $y_q(n)$ representam a parte real e imaginária da envoltória de entrada, P a ordem polinomial, k o equivalente em passa-baixas dos *kernels* do polinômio de Volterra e M a profundidade de memória. Neste caso, a matriz de entradas do sistema se torna real, porém, devido ao novo termo de somatória introduzido, há o aumento no número de coeficientes complexos a serem encontrados.

3.5.3.2 Caso II: Baseado nas partes real e imaginária da matriz complexa com memória

Como demonstrado nos dois modelos anteriores, cada amostra da envoltória de saída depende de uma multiplicação de um vetor de coeficientes complexos (*kernels*) por uma matriz de entradas. Por consequência, a complexidade de cada modelo pode ser relacionada à quantidade de multiplicações necessárias para obter a envoltória de saída do pré-distorsor. Quando multiplicada por um vetor complexo, uma matriz complexa terá o dobro de multiplicações ao ser comparada a uma matriz com termos reais.

Deste modo, um modelo é proposto neste trabalho com o intuito de estabelecer um modelo baseado na série de Volterra, que utilize de uma matriz real, sem aumentar a quantidade de *kernels* a serem calculados. Isto pode ser

encontrado se os termos $y(n)$ e $y^*(n)$ de (20) forem rearranjados por seus componentes reais e imaginários, como demonstrado em:

$$\begin{aligned}
r_1 y + r_2 y^* &= (r_{1r} + jr_{1i})(y_i + jy_q) + (r_{2r} + jr_{2i})(y_i - jy_q) \\
&= (r_{1r} + jr_{1i} + r_{2r} + jr_{2i})y_i + (jr_{1r} - r_{1i} - jr_{2r} + r_{2i})y_q \\
&= (v_{1r} + jv_{1i})y_i + (v_{2r} + jv_{2i})y_q \\
&= v_1 y_i + v_2 y_q
\end{aligned} \tag{22}$$

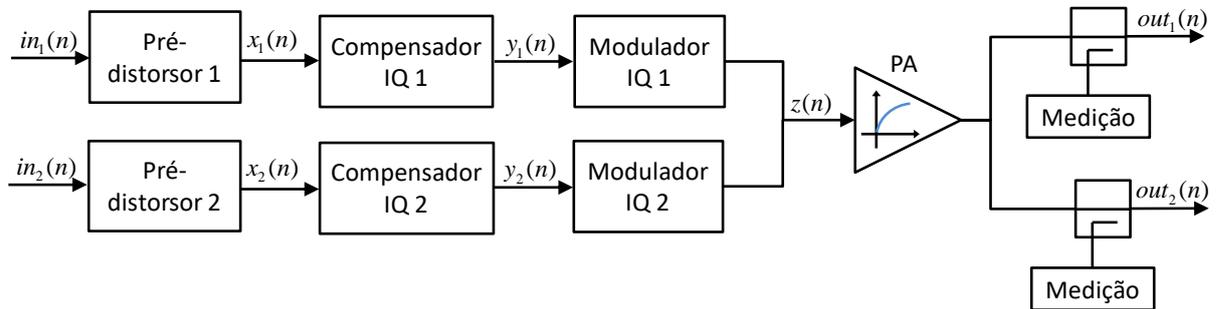
com v_1 e v_2 sendo os coeficientes complexos, que dependem dos coeficientes originais r_1 e r_2 . De modo que em (20) a entrada $y(n)$ sempre irá ser acompanhada de seu complexo conjugado na matriz de entrada, (22) é utilizada para obter o novo modelo:

$$\begin{aligned}
out(n) &= \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \sum_{q_{p+1}=0}^M \sum_{q_{p+2}=q_{p+1}}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\
&\quad \times c_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \Re \left\{ \prod_{j_1=1}^p y(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p+1}^{2p-1} y^*(n - q_{j_2}) \right\} \\
&+ \\
&\quad \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \sum_{q_{p+1}=0}^M \sum_{q_{p+2}=q_{p+1}}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\
&\quad \times d_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \Im \left\{ \prod_{j_1=1}^p y(n - q_{j_1}) \prod_{j_2=p+1}^{2p-1} y^*(n - q_{j_2}) \right\}.
\end{aligned} \tag{23}$$

3.6 TRANSMISSOR PARA BANDA DUPLA

Considerando a aplicação de banda dupla concorrente no transmissor, a Figura 14 ilustra a cascata final a ser encontrada para o sistema. Neste contexto, como prova de conceito, apenas o caso de análise mais simples, que é o caso de compensação separada com duas medições em dois lugares diferentes, sem o efeito de memória, foi analisado.

FIGURA 14– DIAGRAMA PARA TRANSMISSOR EM BANDA DUPLA

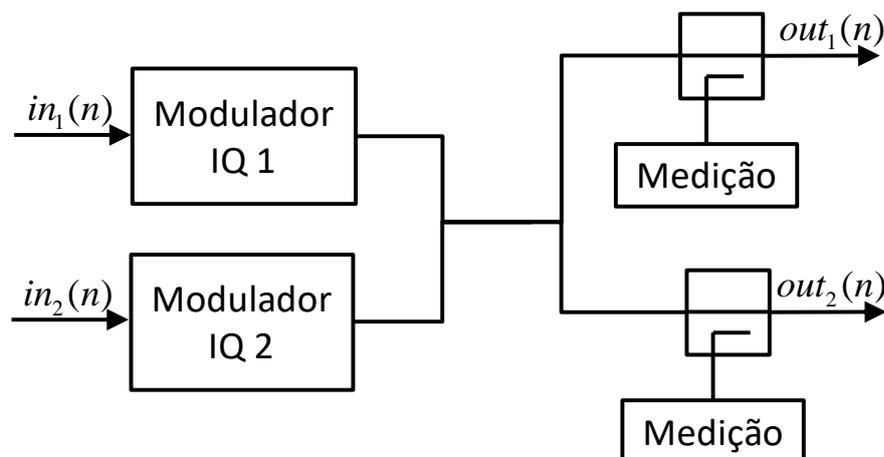


FONTE: O autor (2019).

3.6.1 Identificação do compensador separado em banda dupla

Igualmente ao método de banda simples, a primeira medição é realizada somente com o modulador. Assim, as entradas das diferentes bandas passam pelos seus respectivos moduladores IQ, que possuem não idealidades, e são somadas. Após serem demoduladas idealmente, possuem suas saídas coletadas separadamente (Figura 15). Com estes dados, utilizando as expressões de (15), (16) e (17), cada compensador é extraído.

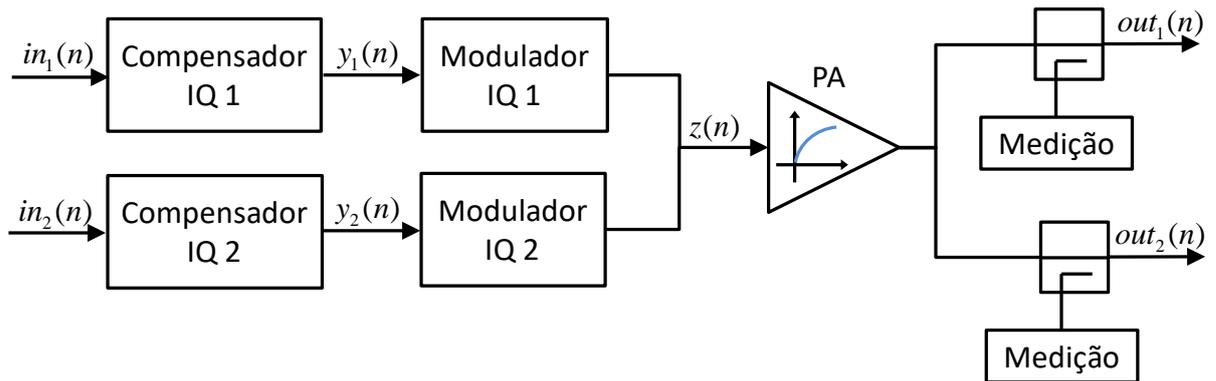
FIGURA 15– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DO COMPENSADOR IQ EM BANDA DUPLA



FONTE: O autor (2019).

Com os dois compensadores em cascata, apresentado na Figura 16, o sistema passa a não apresentar as distorções causadas pelos moduladores, fazendo possível a obtenção dos coeficientes de (6) e (7).

FIGURA 16– DIAGRAMA PARA EXTRAÇÃO DO PRÉ-DISTORSOR EM BANDA DUPLA



FONTE: O autor (2019).

4 METODOLOGIA

O capítulo anterior apresentou técnicas para a obtenção dos compensadores em diferentes cenários. Neste capítulo será apresentado como a validação foi realizada, através do *software Matlab*, para comparação em cada um dos casos discutidos.

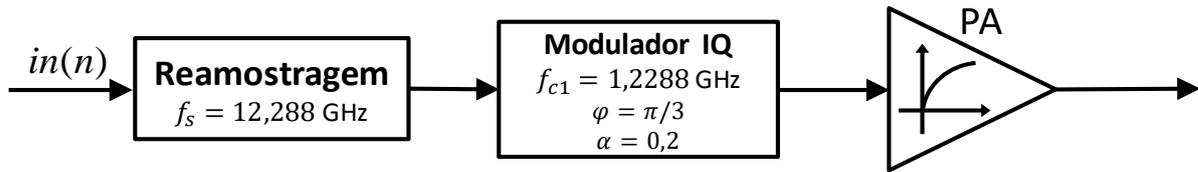
4.1 SINAIS E TRATAMENTO DOS DADOS

Para executar as medições, foi necessário, primeiramente, realizar as simulações dos sistemas de transmissão e recepção RF, assim como definir os modelos de PA para banda simples, com e sem a presença de memória, e para banda dupla concorrente a serem introduzidos no transmissor. Dois conjuntos diferentes de dados, porém com as mesmas características, foram utilizados para a obtenção dos coeficientes e para a validação final dos métodos. No sistema de banda simples, um sinal do padrão LTE OFDMA, descrito no tempo, com 10 MHz de largura de banda, foi utilizado como entrada para a extração dos compensadores. Já em banda dupla, além do sinal LTE OFDMA, um pacote de dados 3GPP WCDMA, com largura de banda de 8,84 MHz, foi acrescentado como a segunda envoltória de entrada. Ambos pacotes de entrada são amostrados na frequência de 61,44 MHz.

4.1.1 Transmissor para banda simples

A Figura 17 apresenta a arquitetura utilizada para o transmissor em banda simples. O sinal *in* representa a envoltória complexa do sinal de entrada LTE OFDMA, que, primeiramente, passa pela operação de reamostragem, gerando cópias no domínio da frequência. Para que não haja sobreposição entre as cópias, equidistantes em um múltiplo inteiro da frequência de amostragem, a frequência escolhida para reamostragem deve ser alta, ampliando os limites do espectro da simulação. No transmissor simulado, a frequência de reamostragem foi determinada como 200 vezes a taxa de amostragem, ou seja, 12,288 GHz.

FIGURA 17– TRANSMISSOR DE BANDA ÚNICA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES



FONTE: O autor (2019).

Posteriormente, para simular o sistema em banda passante, o sinal foi modulado para a frequência de 1,2288 GHz. Esta etapa é representada por (8), onde os desequilíbrios entre as componentes em fase I e quadratura Q foram definidos como $\pi/3$ para a fase (ϕ) e 0,2 para amplitude (α). Neste trabalho, optou-se por utilizar valores elevados de desequilíbrios para permitir uma maior diferenciação no tratamento destas imperfeições pelas diferentes abordagens. Na literatura, encontram-se valores para ϕ na faixa de 3 a 5 graus, além de valores para α entre 0,03 e 0,1, como relatado em Anttila, Händel e Valkama, 2010, Kim, Jeong e Lee, 2007, e Zhan, Qin, Cai, 2011.

4.1.1.1 Modelo do PA RF

Para o modelo do amplificador de potência RF foi escolhido um polinômio de quinto grau para representar a característica não linear do amplificador de potência, caracterizado por

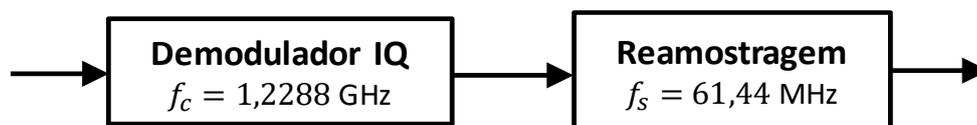
$$y_{RF}(n) = \sum_{p=1}^5 r_p [x_{RF}(n)]^p, \quad (24)$$

com $r_1 = 10,339$, $r_2 = 1,101$, $r_3 = -21,688$, $r_4 = 29,017$ e $r_5 = -13,507$. Nos cenários onde foi considerado o efeito de memória do PA, um filtro FIR de terceira ordem, com os coeficientes 0,8372, 0,1022 e 0,0578, foi adicionado antes do polinômio descrito acima.

4.1.2 Receptor para banda simples

A fim de recuperar o sinal em banda base, o receptor RF também teve de ser simulado. A Figura 18 expressa a arquitetura do receptor, onde o primeiro passo é demodular idealmente o sinal através do demodulador IQ e, em seguida, reamostrar novamente os sinais para sua taxa de amostragem inicial.

FIGURA 18– RECEPTOR DE BANDA ÚNICA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES

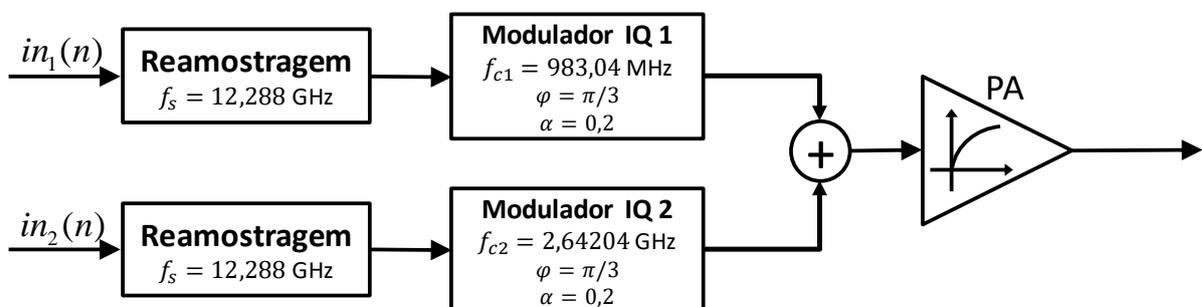


FONTE: O autor (2019).

4.1.3 Transmissor e receptor para banda dupla

A arquitetura para o transmissor em banda dupla é apresentada na Figura 19. Agora, além do sinal LTE OFDMA, in_1 , tem-se como segunda entrada a envoltória 3GPP WCDMA, in_2 . De mesmo modo, a primeira operação é a reamostragem dos sinais. Para o novo pacote de dados, foi escolhida a mesma taxa de amostragem do sinal LTE OFDMA de 200 vezes a taxa inicial do sinal, 12,288 GHz.

FIGURA 19– TRANSMISSOR DE BANDA DUPLA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES

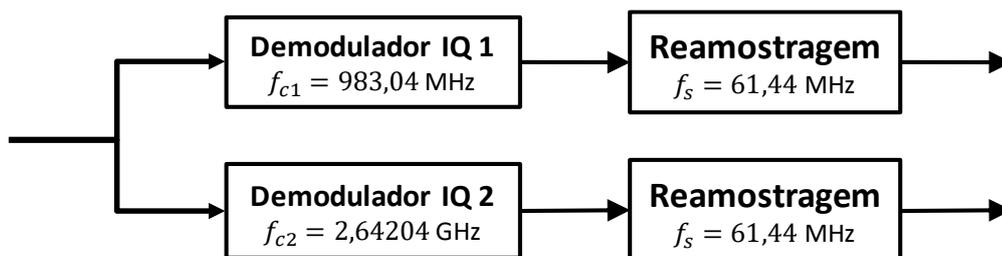


FONTE: O autor (2019).

Ao passar pelos respectivos moduladores, os sinais referentes aos padrões LTE e 3GPP foram transladados para as frequências de 983,04 MHz e 2,64204 GHz. Estas representam 16 e 41 vezes, respectivamente, a taxa inicial de amostragem. Isto ocorre para que as harmônicas de cada modulador não caiam na faixa de frequência do outro. O modelo de amplificador utilizado, após a soma das saídas dos moduladores, foi o mesmo apresentado para a atuação em banda simples sem memória, discutido na seção 4.1.1.1.

O receptor em banda dupla apresenta configuração semelhante ao em banda simples, como mostra a Figura 20, realizando a demodulação de cada sinal, seguida da reamostragem para a taxa de amostragem inicial.

FIGURA 20– RECEPTOR DE BANDA DUPLA UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES



FONTE: O autor (2019).

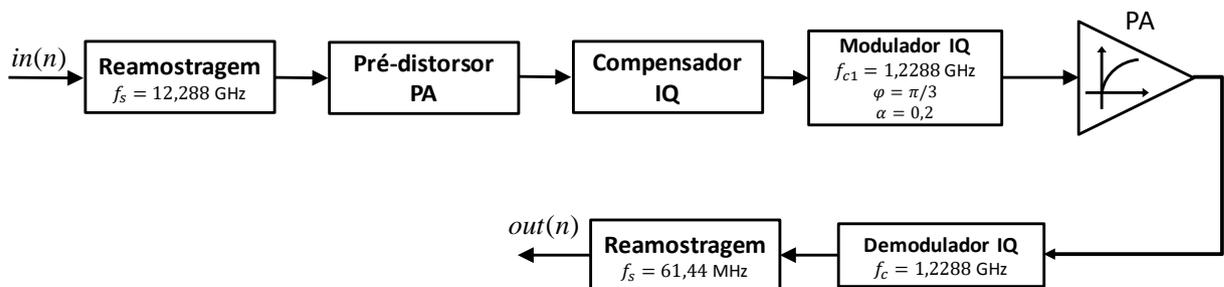
4.2 GERAÇÃO DOS DADOS

A modelagem dos comportamentos do modulador IQ e do amplificador de potência considera estes componentes como uma caixa preta, dependendo da entrada e saída, como visto anteriormente. Portanto, as abordagens discutidas no Capítulo 3 foram simuladas de acordo com os transmissores e receptores descritos na seção 4.1, retirando ou acrescentando termos na cascata de acordo com a necessidade de cada método de compensação. Na abordagem de compensação separada com dois locais de medição, por exemplo, uma primeira simulação é feita somente com o modulador, na compensação separada com ganho variável, ganhos são acrescentados na entrada, enquanto nas identificações por iterações e do compensador conjunto o sistema completo é simulado para a obtenção dos coeficientes. Para os métodos sem memória, foi definido um truncamento na nona ordem para os polinômios que caracterizam o pré-distorsor, já para os dependentes

da série de Volterra, foi estabelecido um truncamento na quinta ordem com uma profundidade de memória de 5.

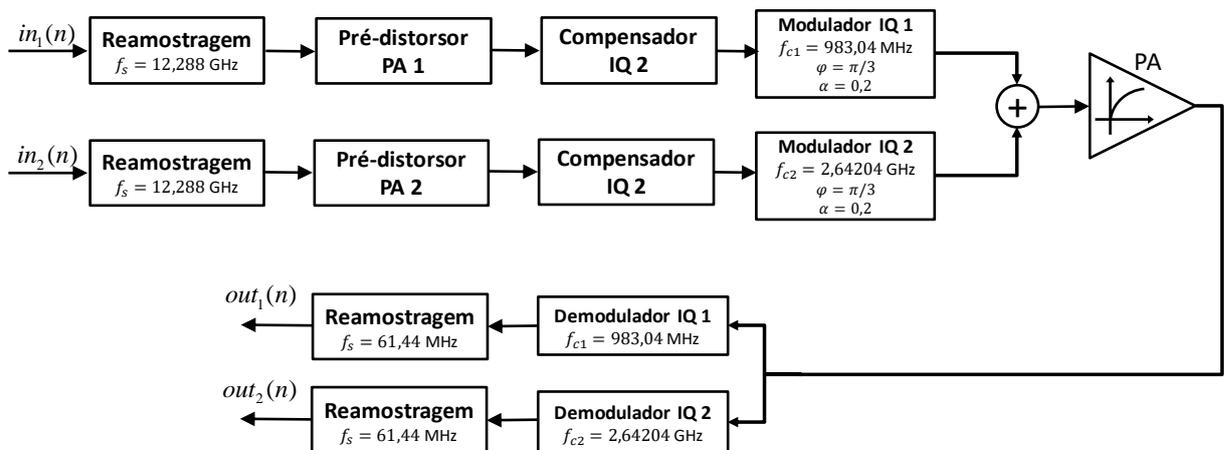
Após a identificação dos termos dos compensadores, um novo pacote de entradas LTE OFDMA e 3GPP WCDMA, com as mesmas características, é utilizado para cada validação. A troca de entradas diminui eventuais problemas de sobreajuste (*overfitting*) que podem vir a surgir durante a extração. Assim, para cada método apresentado, os sistemas demonstrados nas Figuras 21 e 22, são simulados para a extração dos dados de validação de entrada e saída e futura comparação dos dados encontrados.

FIGURA 21– TRANSMISSOR E RECEPTOR EM BANDA SIMPLES PARA VALIDAÇÃO



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 22– TRANSMISSOR E RECEPTOR EM BANDA DUPLA PARA VALIDAÇÃO



FONTE: O autor (2019).

4.3 MÉTRICAS

Com todos os sinais de saídas adquiridos, sinais de erros foram extraídos pela diferença entre o sinal original aplicado $in(n)$ e as saídas $out(n)$. A precisão de cada abordagem foi medida através do *Normalized Mean Square Error* (NMSE) - Erro Quadrático Médio Normalizado, que segue a expressão (Muha, Clark, Moulthrop, Silva, 1999)

$$NMSE = 10 \log_{10} \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |erro(n)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |out_desejado(n)|^2} \right], \quad (25)$$

onde $erro(n)$ é a diferença entre os sinais de entrada e de saída do modelo, $out_desejado(n)$ indica a amostra de saída complexa do sistema no instante n e N a quantidade total de amostras. Sendo assim, quanto mais baixo o NMSE, mais o ajuste será preciso a curva a ser modelada.

5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

Os resultados encontrados para os diferentes métodos e suas análises são expostos neste capítulo. As análises e comparações serão realizadas em três diferentes grupos, dependendo do cenário em teste. Estes são a identificação dos compensadores em banda simples com e sem o efeito de memória e em banda dupla concorrente.

5.1 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES SEM EFEITO DE MEMÓRIA

Na TABELA 1 são mostrados os resultados de NMSE para cada abordagem estudada neste cenário. Como pode ser observado, os valores encontrados foram praticamente os mesmos, para os cinco modelos. O valor do NMSE para o método de iteração começando com o pré-distorsor começa a convergir a partir da 8ª iteração, enquanto, ao começar com o pré-distorsor, a métrica converge a partir da 5ª iteração.

TABELA 1 – NMSEs PARA A COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES SEM EFEITO DE MEMÓRIA

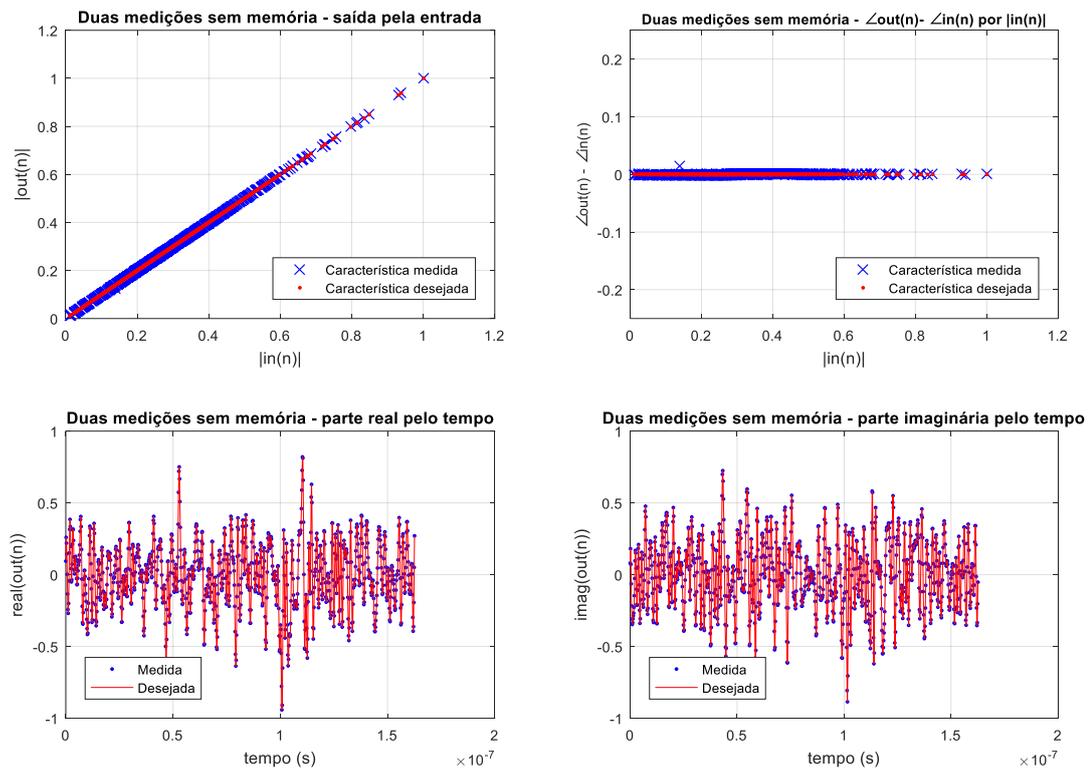
Abordagens	Iteração	NMSE (dB)
Dois locais de medição	-	-44,5 dB
Ganho variável	-	-44,5 dB
Iteração começando com pré-distorsor	4 ^a	-27,9 dB
	6 ^a	-41,1 dB
	8 ^a	-44,0 dB
	10 ^a	-44,2 dB
	12 ^a	-44,2 dB
Iteração começando com compensador IQ	1 ^a	-31,0 dB
	3 ^a	-39,5 dB
	5 ^a	-43,9 dB
	7 ^a	-44,2 dB
	9 ^a	-44,2 dB
Conjunta	-	-44,5 dB

FONTE: O autor (2018).

Adicionado a este fato, as distorções decorridas das não linearidades do PA e das não idealidades do modulador IQ são quase integralmente eliminadas ao se observar a característica de transferência final do transmissor compensado. Pode-se também analisar a qualidade da estimativa através da diferença entre o ângulo de

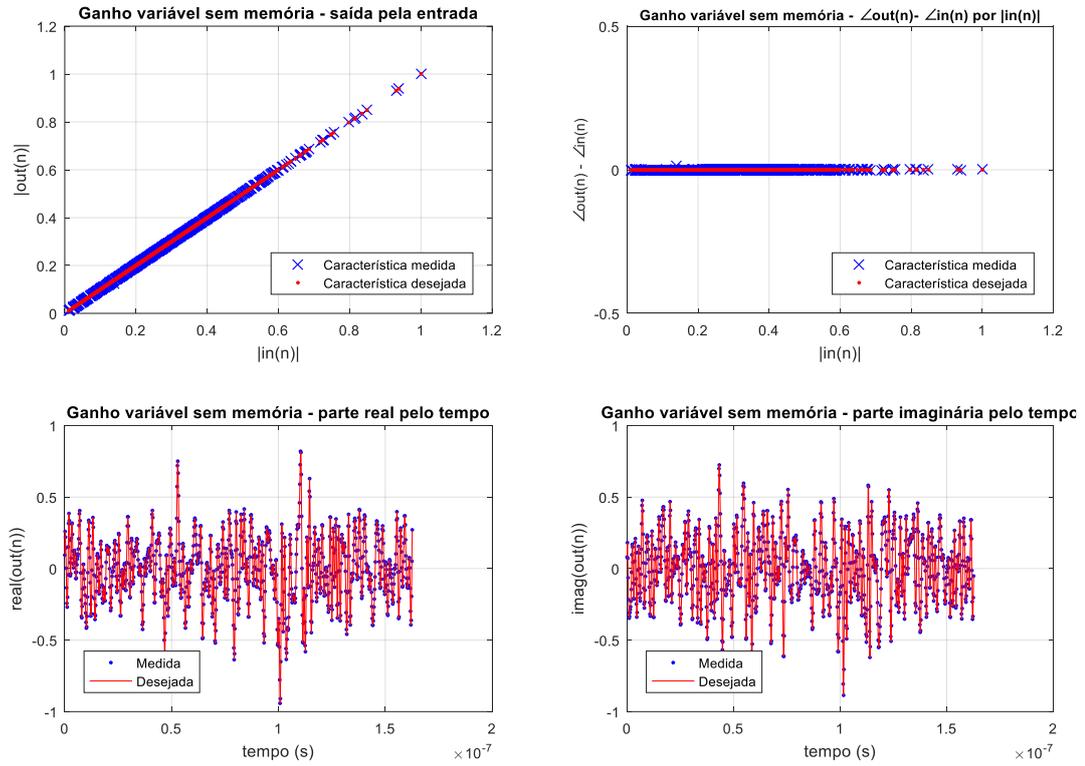
saída e o ângulo de entrada em função da amplitude de entrada, além da relação entre as partes reais e imaginárias com o tempo. Tais características são mostradas pelas Figuras 23 a 27.

FIGURA 23 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO



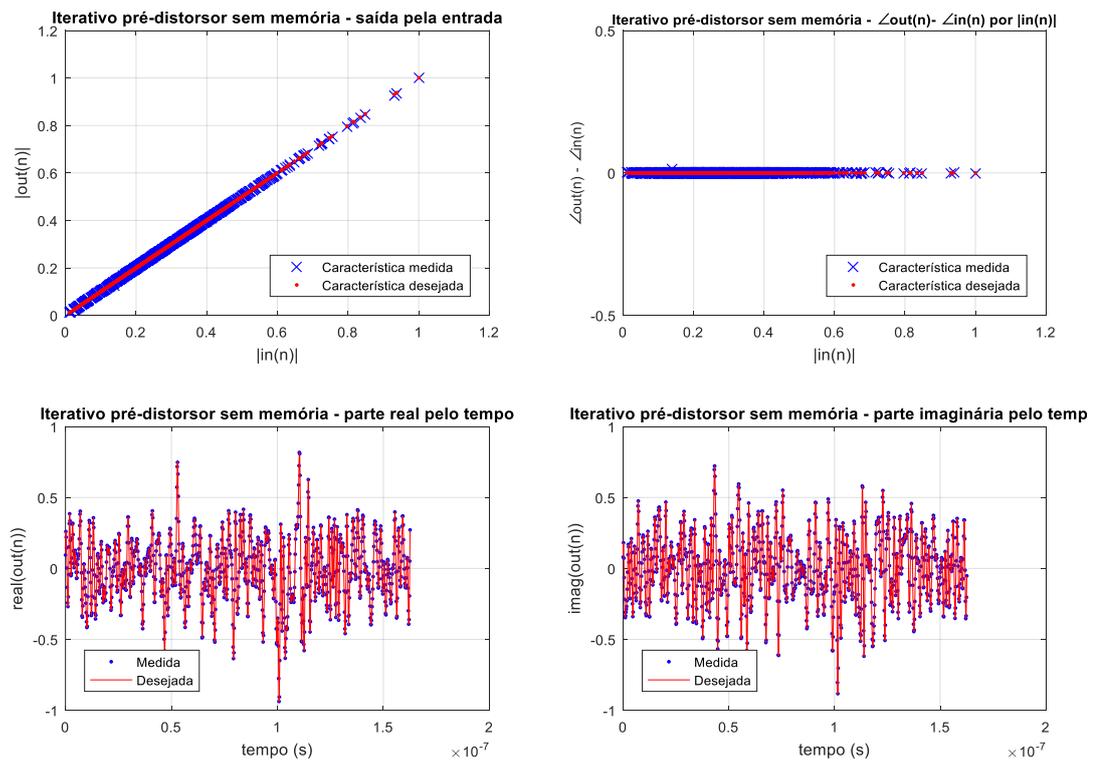
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 24 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO DE GANHO VARIÁVEL



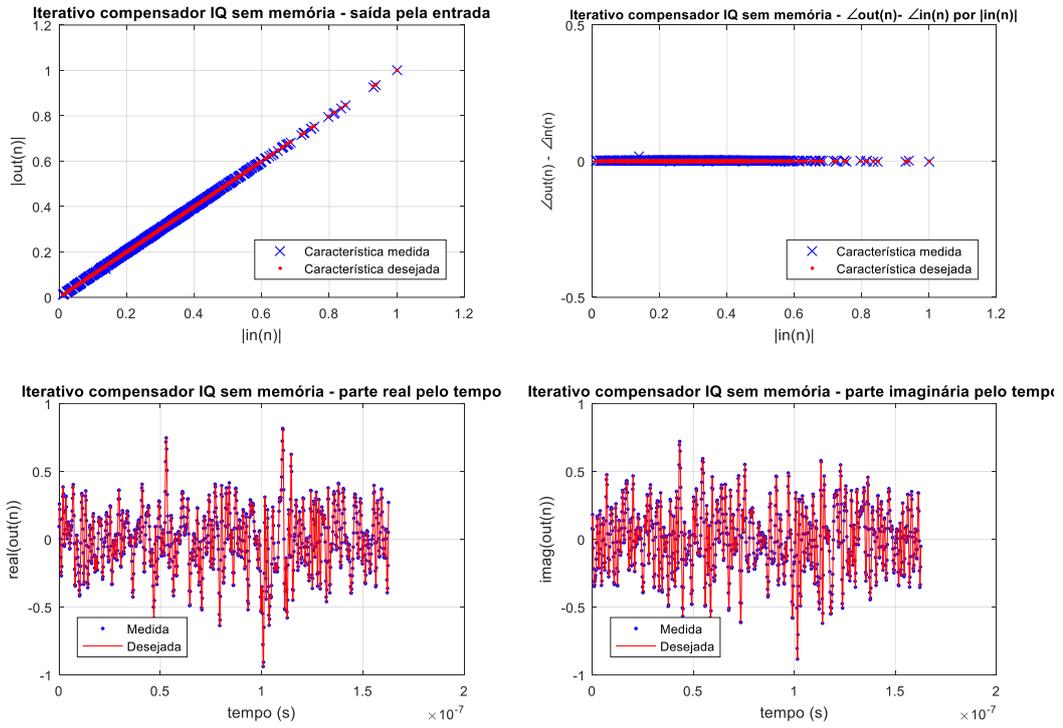
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 25 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O PRÉ-DISTORSOR



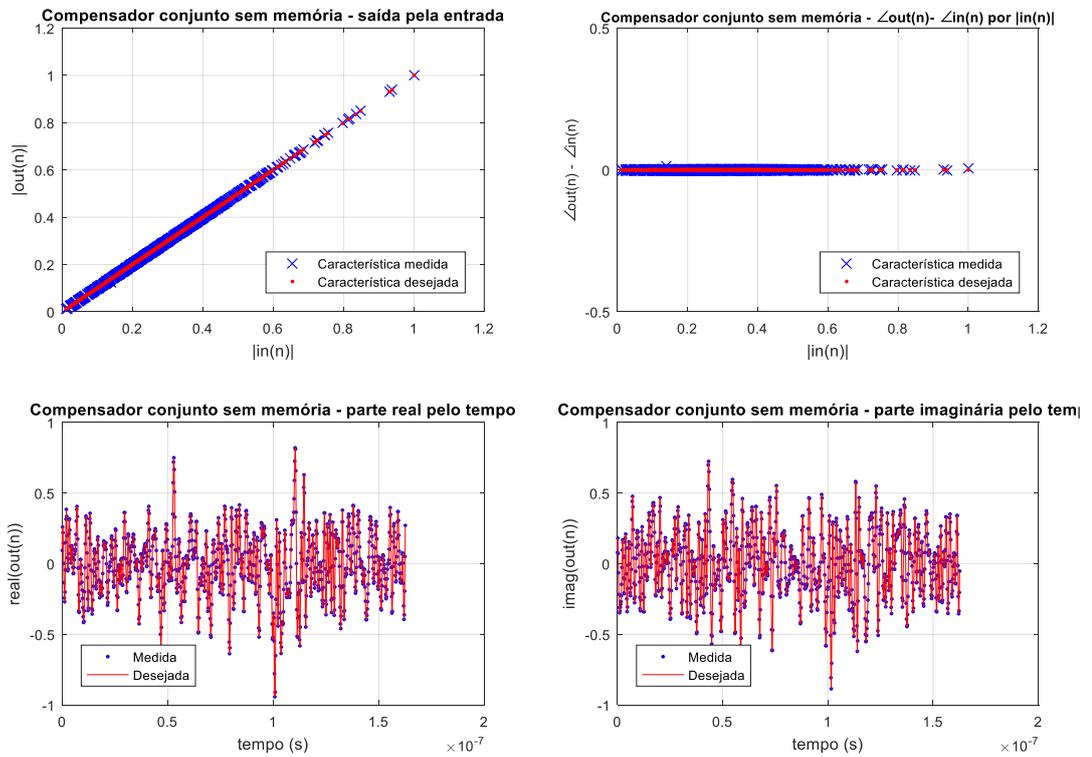
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 26 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O COMPENSADOR IQ



FONTE: O autor (2019).

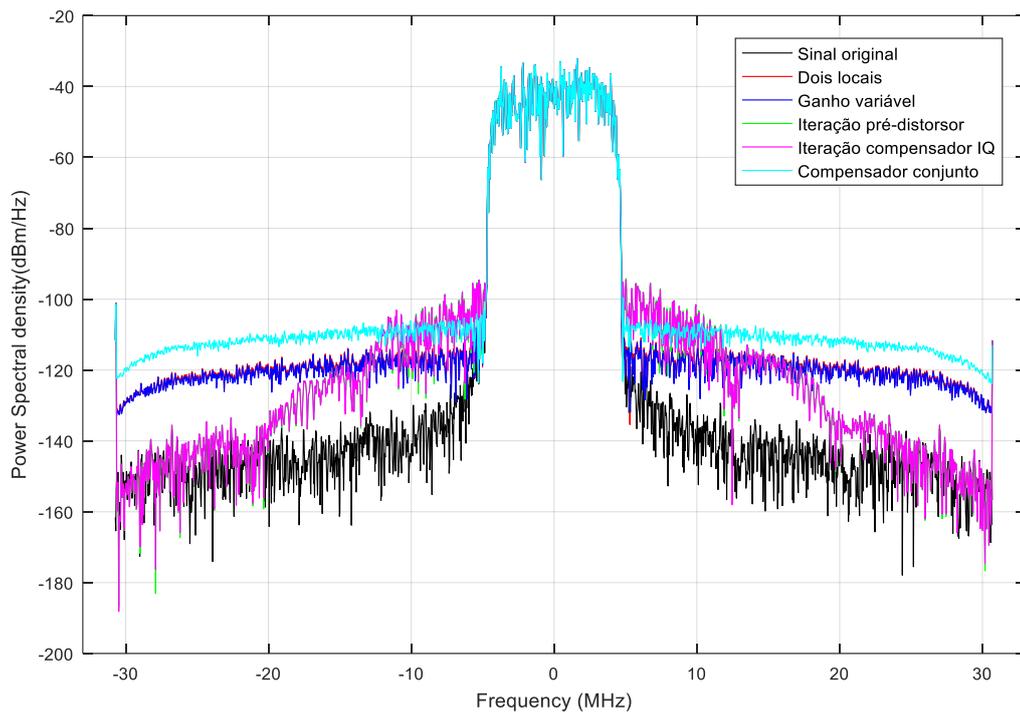
FIGURA 27 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO



FONTE: O autor (2019).

Outra métrica que pode ser utilizada para o estudo é a *Power Spectral Density* (PSD) - Densidade Espectral de Potência, apresentada na Figura 28, onde pode-se notar que o caso em que se utiliza o método de iterações, começando com o compensador IQ, é o que mais atenua frequências fora da banda.

FIGURA 28 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS SM MEMÓRIA



FONTE: O autor (2019).

O método iterativo simplifica o arranjo para aquisição separada dos parâmetros dos compensadores do sistema exposto. Esta decorre de uma única medição do sistema a ser analisado, não dependendo de dois equipamentos de medição diferentes, um interruptor para tirar o PA de operação ou outra configuração para modificar o ganho.

5.2 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES COM EFEITO DE MEMÓRIA

A TABELA 2 expõe os resultados de NMSE obtidos quando houve a adição do efeito de memória no sistema. Para as abordagens iterativas baseadas no pré-

distorsor e compensador IQ, os valores começam a convergir na 52^a e 17^a iteração, respectivamente. A maior discrepância nos valores situa-se no método de ganho variável com quase 10 dB de diferença para as outras abordagens. Isto ocorre devido ao ganho inserido no sistema que não foi o mais ideal.

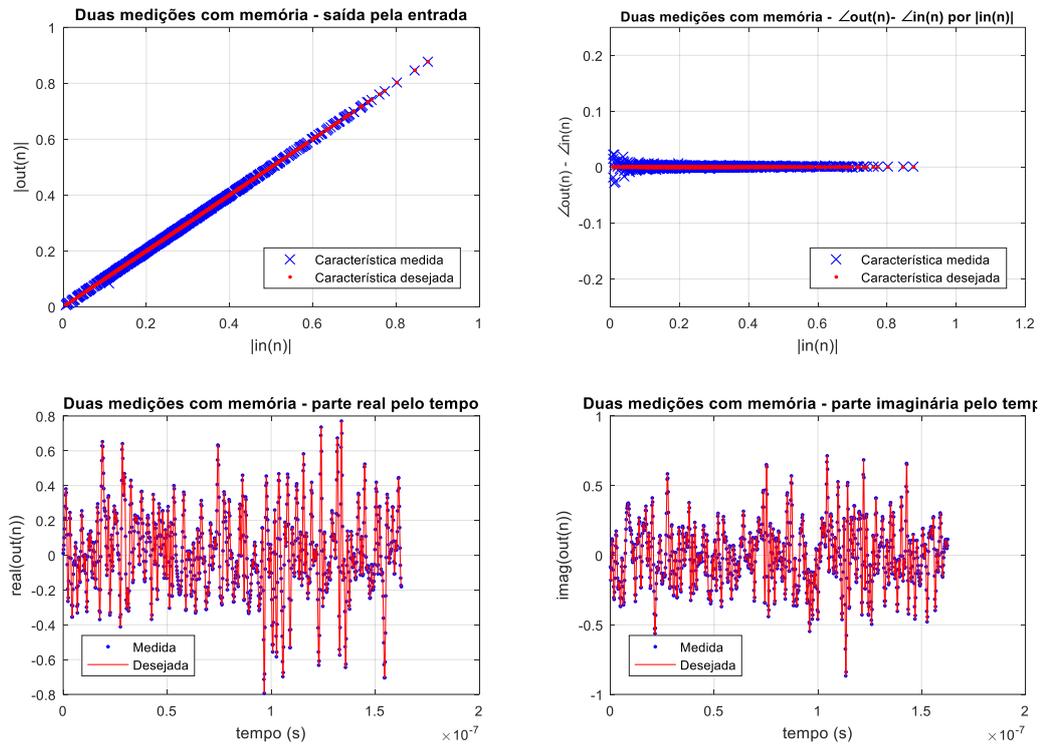
TABELA 2 – NMSEs PARA A COMPENSAÇÃO EM BANDA SIMPLES COM EFEITO DE MEMÓRIA

Abordagens	Iteração	NMSE (dB)
Dois locais de medição	-	-48,3 dB
Ganho variável	-	-28,6 dB
Iteração começando com pré-distorsor	2 ^a	-6,7 dB
	10 ^a	-10,2 dB
	44 ^a	-43,4 dB
	52 ^a	-46,2 dB
	56 ^a	-46,5 dB
	58 ^a	-46,5 dB
Iteração começando com compensador IQ	5 ^a	-39,9 dB
	7 ^a	-41,8 dB
	9 ^a	-43,4 dB
	17 ^a	-46,3 dB
	19 ^a	-46,5 dB
	21 ^a	-46,5 dB
Matriz complexa	-	-46,5 dB
Matriz real I	-	-41,7 dB
Matriz real II	-	-46,4 dB

FONTE: O autor (2019).

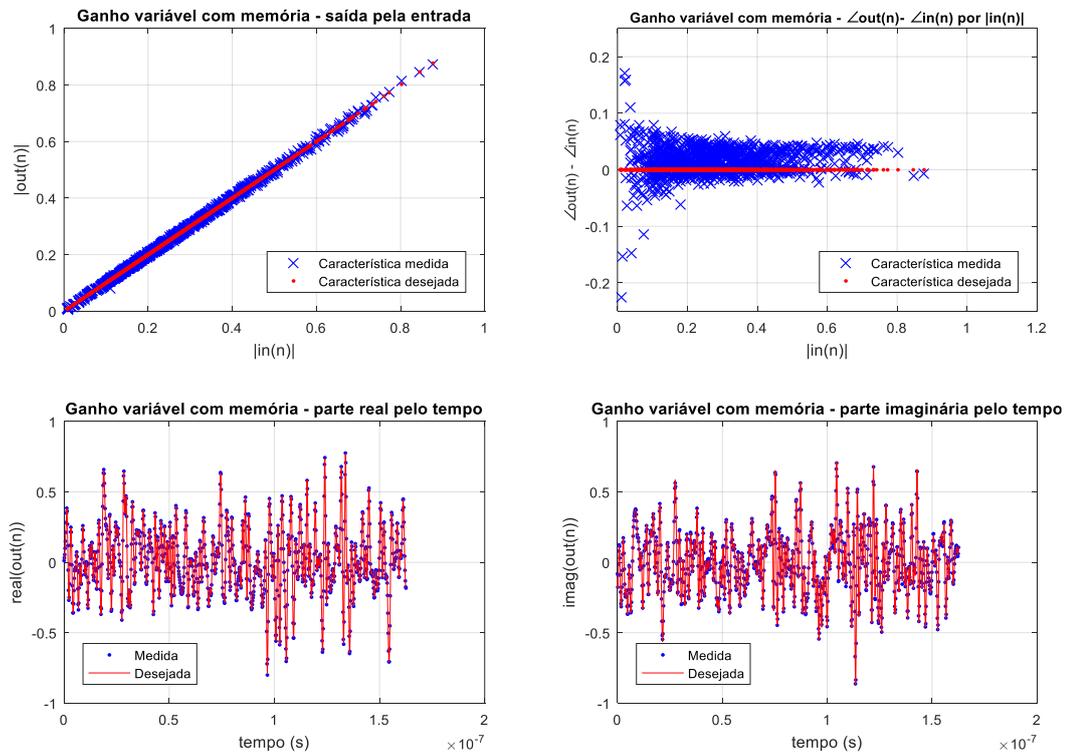
As características de transferência, assim como as relações de ângulo e parte reais e imaginárias também foram extraídas para as abordagens com memória, apresentadas pelas Figuras 29 a 35.

FIGURA 29 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO COM DOIS LOCAIS DE MEDIÇÃO



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 30 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO DE GANHO VARIÁVEL



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 31 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O PRÉ-DISTORSOR

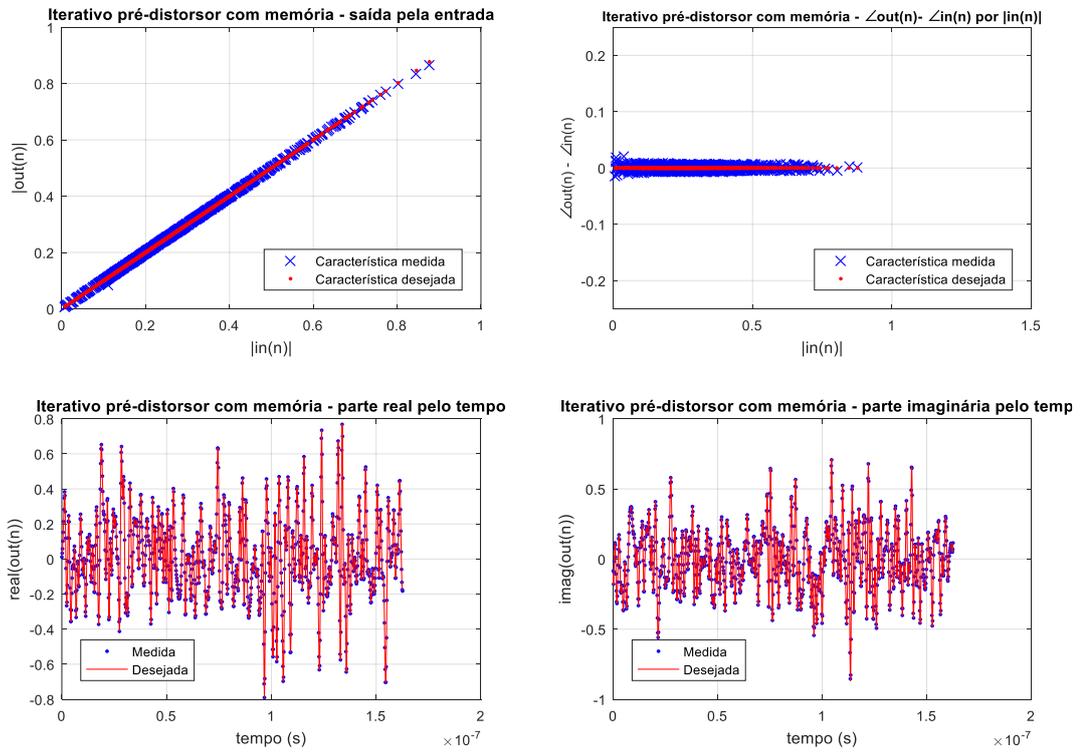


FIGURA 32 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO ITERATIVO COMEÇANDO COM O COMPENSADOR IQ

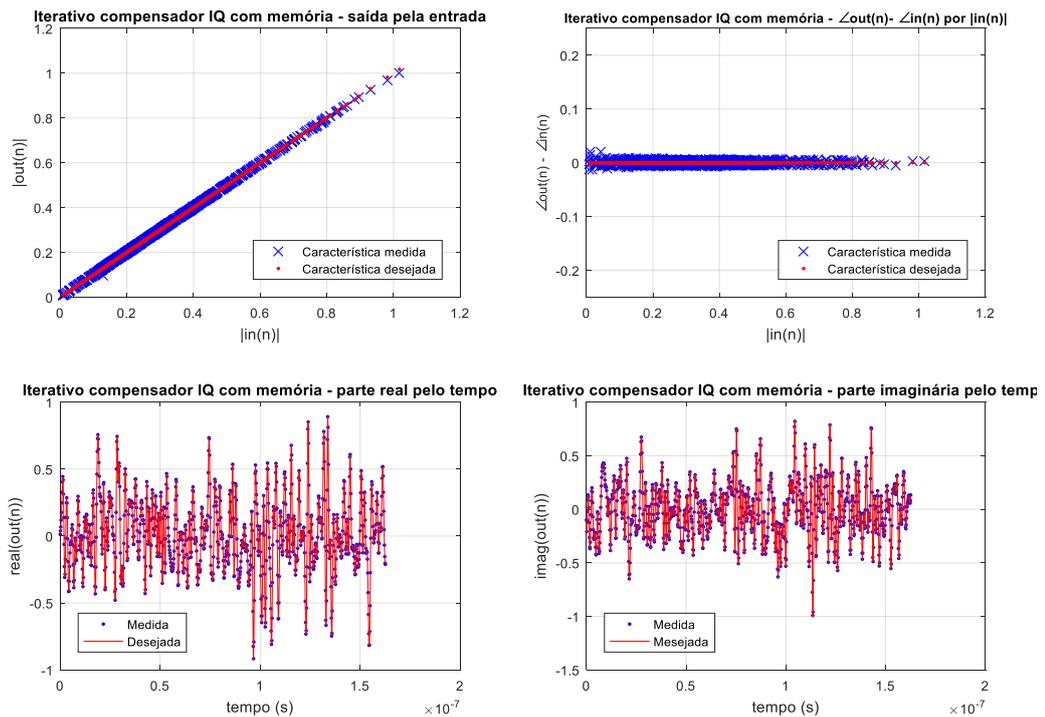
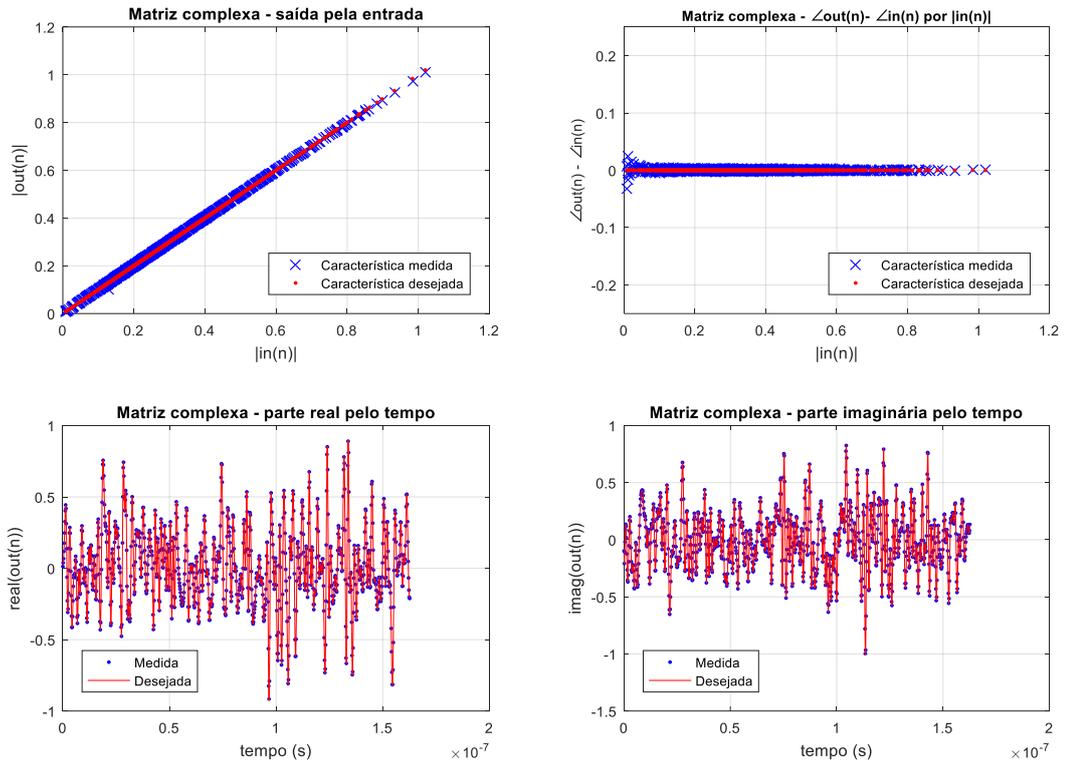
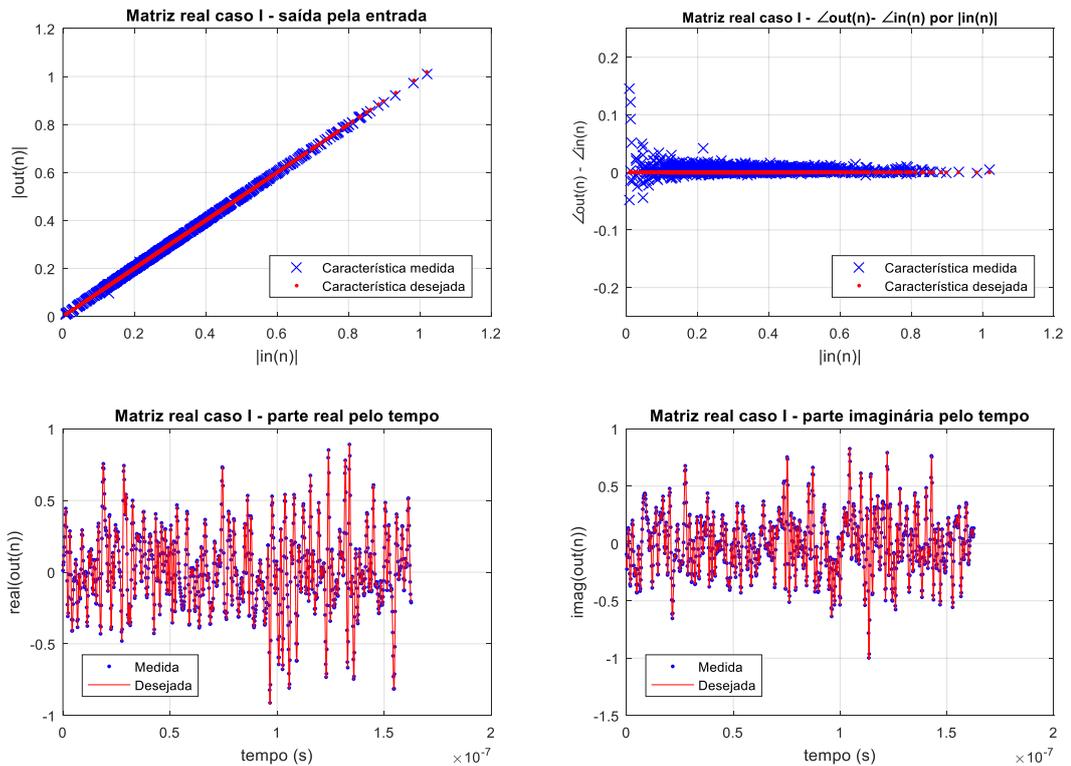


FIGURA 33 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ COMPLEXA



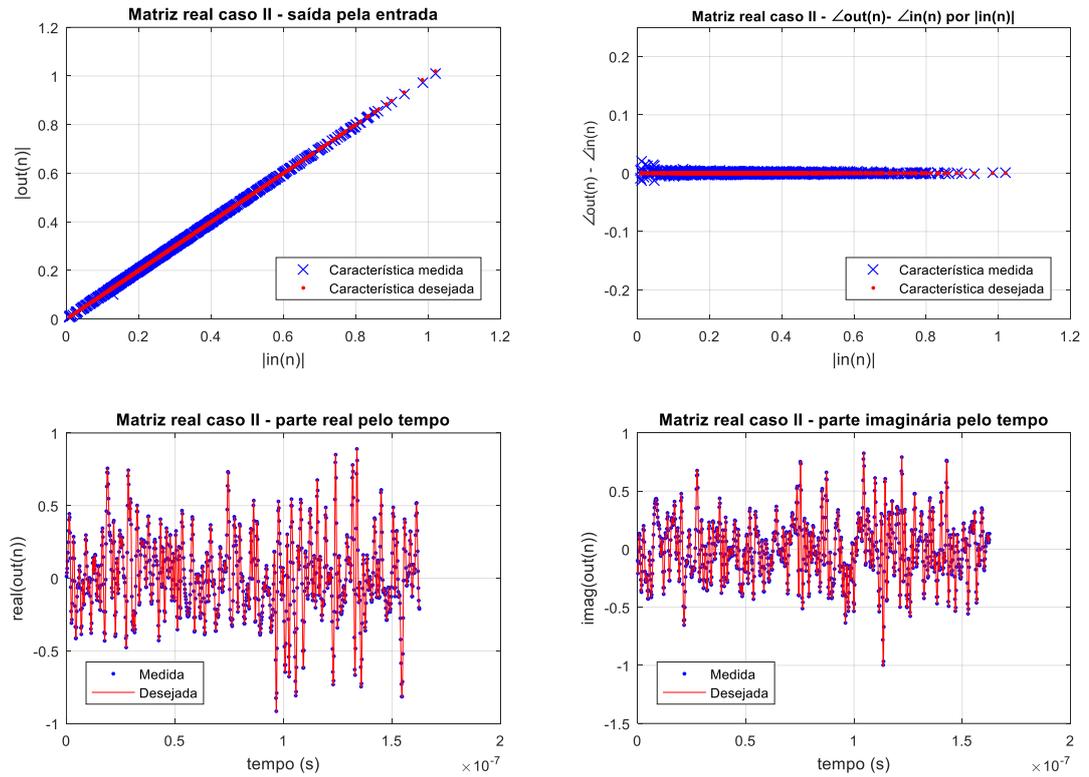
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 34 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ REAL I



FONTE: O autor (2019).

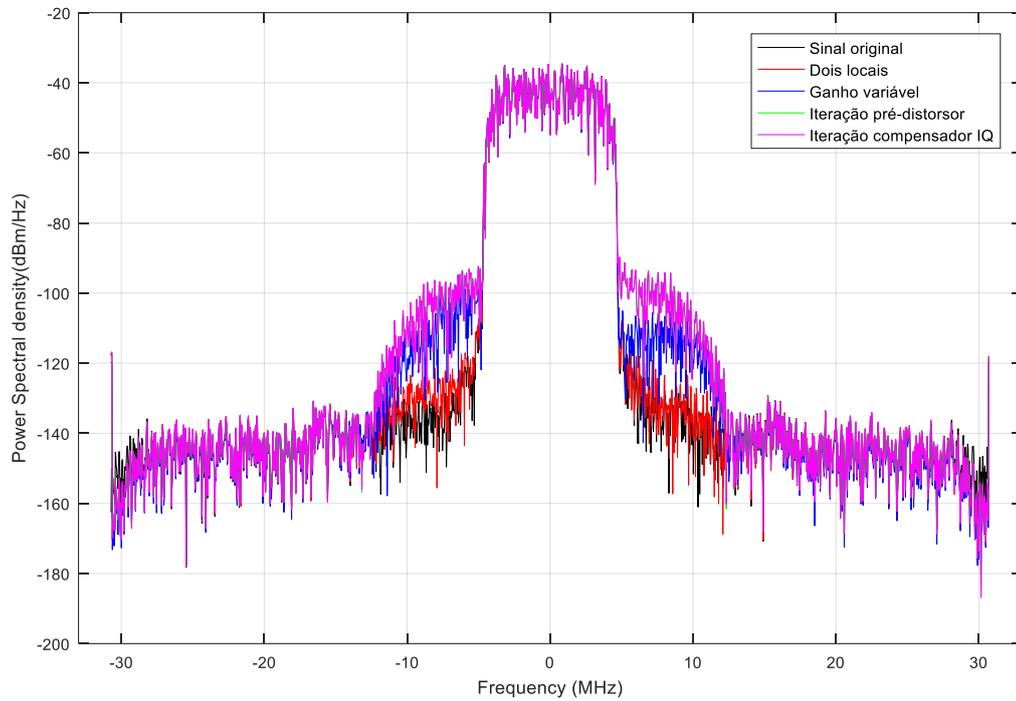
FIGURA 35 – CARACTERÍSTICAS PARA O MÉTODO CONJUNTO COM MATRIZ REAL II



FONTE: O autor (2019).

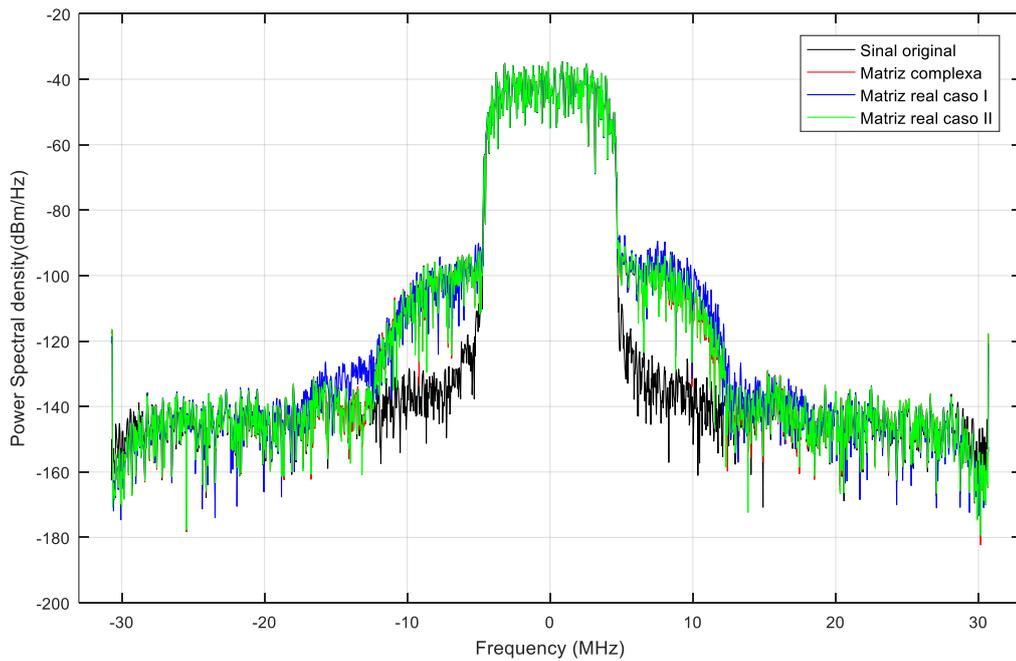
Novamente, todos os casos apresentam comportamento semelhante e satisfatório para a linearização do sistema. Ao analisar a Densidade Espectral de Potência, nas Figuras 36 e 37, percebe-se que para o caso com memória, o método com dois locais de medições é o que mais atenua frequências adjacentes da banda do sinal.

FIGURA 36 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS SEPARADOS COM MEMÓRIA



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 37 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA CASOS CONJUNTOS COM MEMÓRIA



FONTE: O autor (2019).

Para as abordagens conjuntas, outra métrica de comparação pode ser utilizada. A diferença entre os métodos de compensação conjunta consiste na natureza da matriz de entrada da série utilizada. Enquanto o primeiro depende de uma matriz complexa, o segundo, com termos reais, aumenta a quantidade de parâmetros a serem encontrados. A natureza da matriz é importante, pois demonstra a complexidade do sistema, já que o cálculo computacional mais complicado é a multiplicação. Uma matriz de entradas complexas gera o dobro de multiplicações do que uma real. O último caso de compensação conjunta apresentado consiste em reorganizar uma matriz complexa, distanciando-se das desvantagens dos métodos anteriores.

Portanto, uma série de simulações, seguindo o sistema mostrado no capítulo anterior, foram feitas para comparar a complexidade destas três abordagens, variando de 0 a 2 a profundidade de memória e de 2 a 5 a ordem do polinômio de cada série. Os resultados obtidos podem ser vistos na TABELA 3.

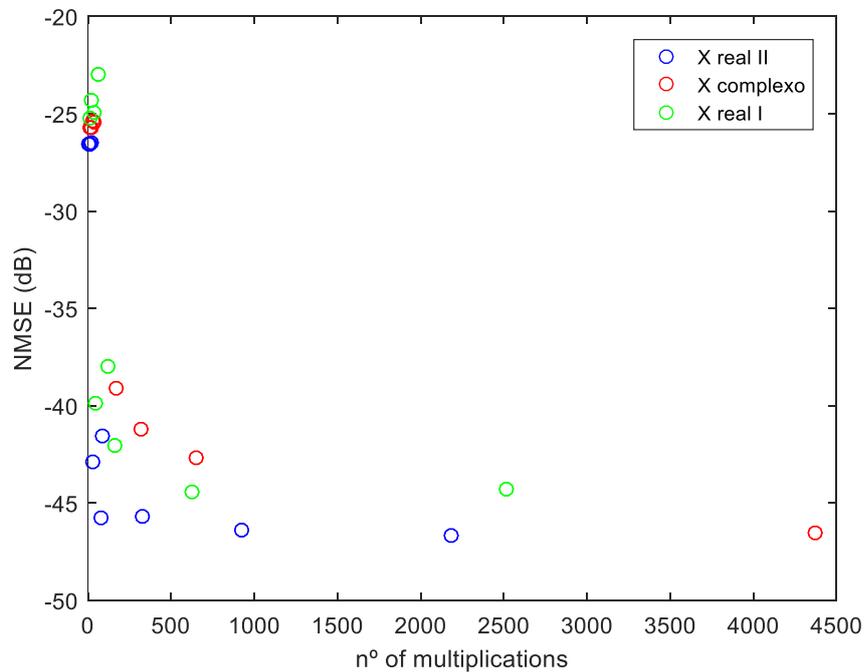
TABELA 3 – NMSEs, QUANTIDADE DE COEFICIENTES E MULTIPLICAÇÕES PARA COMPENSAÇÃO CONJUNTA COM MEMÓRIA

		Abordagens								
		Matriz complexa			Matriz real I			Matriz real II		
P	M	Coef.	Mult.	NMSE (dB)	Coef.	Mult.	NMSE (dB)	Coef.	Mult.	NMSE (dB)
2	0	4	16	-25,7	6	12	-25,2	4	8	-26.5
2	1	16	64	-39,7	24	48	-39,8	16	32	-42.9
2	2	42	168	-39,1	62	124	-38,0	42	84	-41.5
3	0	6	24	-25,7	12	24	-24,3	6	12	-26.5
3	1	40	160	-44,6	80	160	-42,1	40	80	-45.8
3	2	162	648	-42,7	314	628	-44,4	162	324	-45.7
4	0	8	32	-25,4	20	40	-24,9	8	16	-26.5
4	1	80	320	-41,2	212	424	-37,4	80	160	-42.4
4	2	462	1848	-46,3	1256	2512	-44,2	462	924	-46.4
5	0	10	40	-25,5	30	60	-23,0	10	20	-26.5
5	1	140	560	-37,5	432	864	-39,1	140	280	-39.0
5	2	1092	4368	-46.5	3258	6516	-41,7	1092	2184	-46.7

FONTE: O autor (2019).

A efetividade do último método é notável, já que ele possui a menor quantidade de multiplicação para cada caso, sem o aumento de coeficientes e com NMSE similar às outras abordagens. Tal observação é vista na Figura 38, onde para uma mesma complexidade, o método é mais satisfatório para a linearização.

FIGURA 38 – CORRELAÇÃO ENTRE COMPLEXIDADE E NMSE PARA CASOS CONJUNTOS COM MEMÓRIA



FONTE: O autor (2019).

5.3 RESULTADOS PARA COMPENSAÇÃO EM BANDA DUPLA

As mesmas métricas anteriores foram colocadas para a identificação em banda dupla. A TABELA 4 expõe o NMSE encontrado para cada banda simulada.

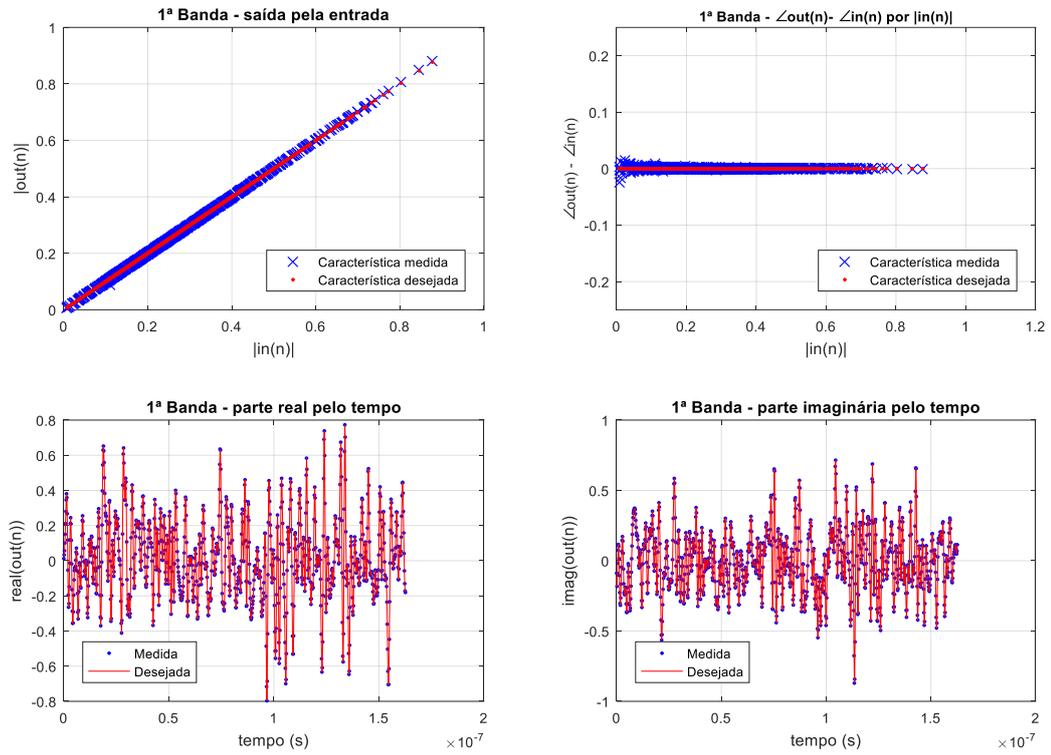
TABELA 4 – NMSEs PARA A IDENTIFICAÇÕES EM BANDA DUPLA CONCORRENTE

Banda	NMSE (dB)
LTE OFDMA	-47,5 dB
3GPP WCDMA	-33,1 dB

FONTE: O autor (2019).

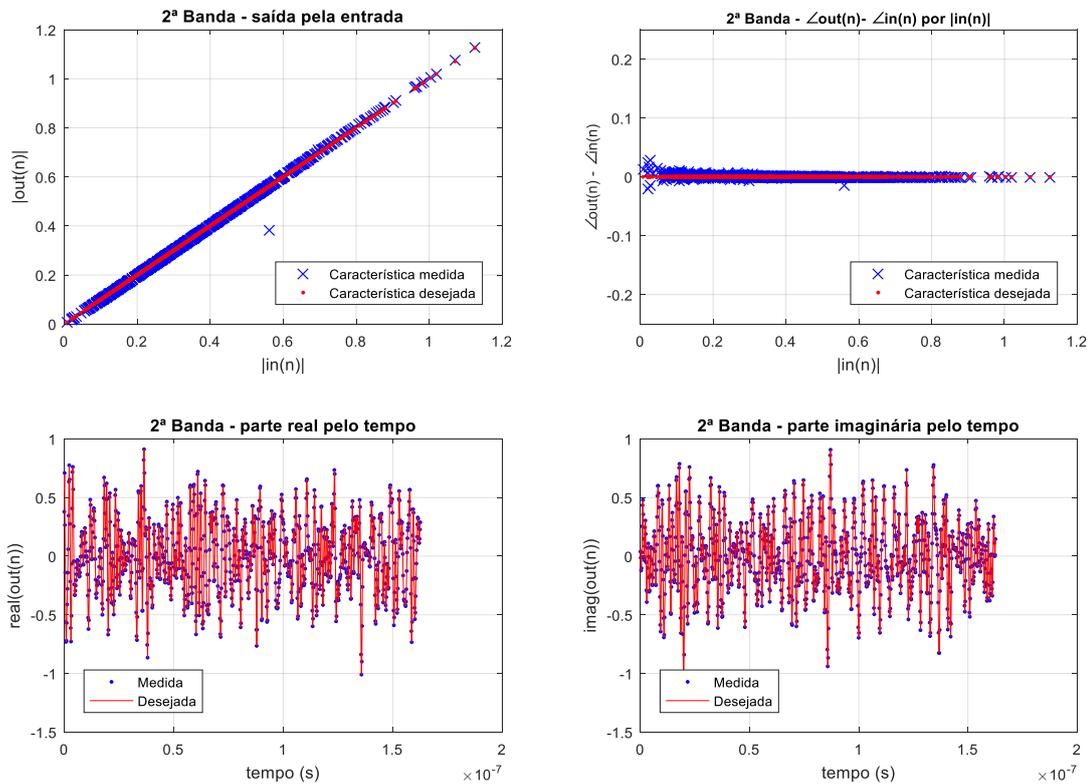
A TABELA 4 indica que a segunda banda é a que recebe mais influência da sua banda concorrente. Entretanto, o nível de linearização do método foi satisfatório para ambas bandas, como ilustrado pelas características, nas Figuras 39 e 40, e pelas Densidades Espectrais de Potência, nas Figuras 41 e 42, validando a expansão deste método para banda dupla concorrente.

FIGURA 39 – CARACTERÍSTICAS PARA BANDA DO SINAL LTE OFDMA



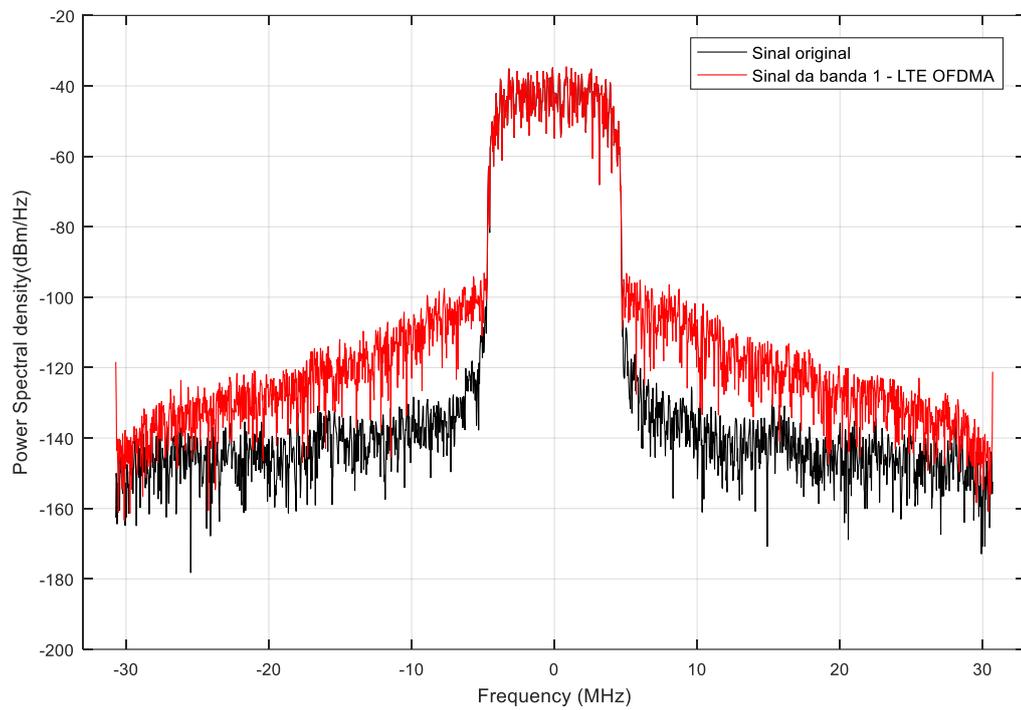
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 40 – CARACTERÍSTICAS PARA BANDA DO SINAL 3GPP WCDMA



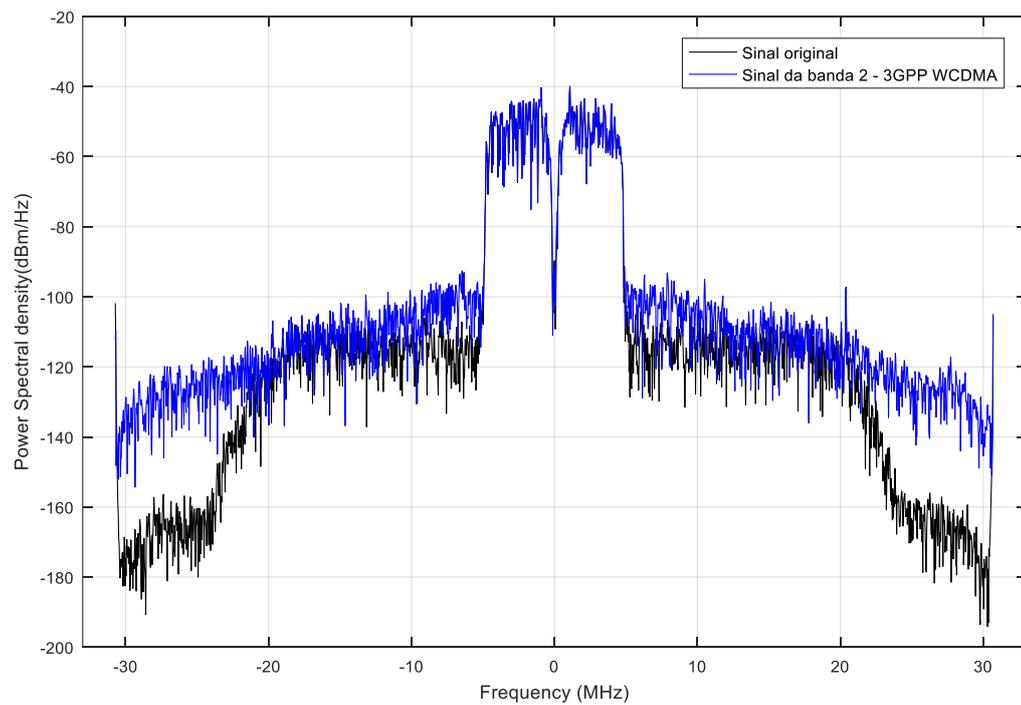
FONTE: O autor (2019).

FIGURA 41 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA BANDA DO SINAL LTE OFDMA



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 42 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA BANDA DO SINAL 3GPP WCDMA



FONTE: O autor (2019).

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho abordou treze diferentes abordagens para a identificação dos parâmetros e implementação dos compensadores de amplificadores de potência e do modulador IQ de uma rede de transmissão sem fio. Estas foram divididas em três cenários. No primeiro, em banda única sem memória, o método dependente de iterações se destacou por não depender de uma mudança na arquitetura do sistema analisado, isto é, ele não precisou da remoção da operação do amplificador ou da mudança de ganho aplicado na entrada do sistema. Tal vantagem se mantém ao considerar o efeito de memória do PA, acompanhando os resultados de linearização dos outros métodos. Para o cenário em banda dupla concorrente, apenas um caso foi analisado ao expandir uma abordagem menos complicada já conhecida. Neste caso sem memória, o método validou-se ao linearizar o sistema.

6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros, uma análise mais detalhada pode ser feita para o caso de ganho variável com memória, já que o ganho utilizado nas simulações não foi o mais adequado. Há a possibilidade de estudo da expansão dos outros métodos para aplicação em banda dupla. Além de implementar os códigos em *hardware* digital (FPGA) e aplicar técnicas de simplificação da série de Volterra.

REFERÊNCIAS

- L. Anttila, P. Händel and M. Valkama, "Joint Mitigation of Power Amplifier and I/Q Modulator Impairments in Broadband DirectConversion Transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 730–739, April 2010.
- S. A. Bassam, M. Helaoui and F. M. Ghannouchi, "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.
- S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission with Wireless Applications*. Kluwer/Plenum, 1999.
- E. J. BONFIM; E. G. LIMA. A Modified Two Dimensional Volterra-Based Series For The Low-Pass Equivalent Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers. *Progress In Electromagnetics Research M*, v. 47, p. 27-35, 2016.
- E. J. Bonfim. Modelagem comportamental de amplificadores de potência de radiofrequência usando termos unidimensionais e bidimensionais de séries de Volterra. Master's thesis. Universidade Federal do Paraná (UFPR), 2016.
- J. K. Cavers, "The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 2, pp. 456–466, May 1997.
- S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2nd edition. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- L. B. C. Freire. Modelagem comportamental e pre-distorcao digital de amplificadores de potencia baseadas em redes neurais com arquitetura perceptron de tres camadas. Master's thesis, Universidade Federal do Parana (UFPR), 2015.

L. B. C. Freire and E. G. Lima, "Three-Layer Perceptron Neural Network for Digital Baseband Predistortion of Wireless Transmitters," in *Annals of MOMAG 2014*, Curitiba, Sep. 2014, pp. 193–197

K. Fu, C. L. Law, and T. T. Thein, "Novel neural network model of power amplifier plus iq imbalances," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 46, 177–192, 2013.

P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.

Y. D. Kim, E. R. Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive Compensation for Power Amplifier Nonlinearity in the Presence of Quadrature Modulation/Demodulation Errors," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 9, pp. 4717–4721, Sep. 2007.

E. G. LIMA. Behavioral modeling and digital base-band predistortion of RF power amplifiers. Politecnico Di Torino, PhD Thesis, 2009.

B. T. Marcondes and E. G. Lima, "A Single Measurement Based Iterative Process for Identification of IQ Compensator and PA Predistorter ", in *Anais do 33° Simpósio Sul de Microeletrônica*, Curitiba, 2018.

B. T. Marcondes and E. G. Lima, "Compensadores para Moduladores IQ e Amplificadores de Potência com Aplicação de Memória no PA ", *Seminários de Microeletrônica do Paraná (SeMicro-PR)*, Curitiba, 2019.

B. T. Marcondes and E. G. Lima, "Novel Identification Strategy for Compensation of IQ Modulator Imbalances and PA Nonlinear Distortions", in *Anais do 32° Simpósio Sul de Microeletrônica*, Rio Grande, 2017.

V. Mathews and G. Sicuranza, *Polynomial Signal Processing*. New York: Wiley, 2000.

M. S. Muha, C. J. Clark, A. Moulthrop, and C. P. Silva, "Validation of power amplifier nonlinear block models," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 759–762.

J. C. Pedro and S. A. Maas, "A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163, Apr. 2005.

D. Raychaudhuri and N.B. Mandayam, "Frontiers of Wireless and Mobile Communications," Proc. IEEE, vol. 100, no. 4, pp. 824–840, Apr. 2012.

J. C. SILVA, "Modelagem comportamental de amplificadores de potência de RF utilizando a Rede Neural de Ligação Funcional com polinômio de Chebyshev". 2014.

M. Younes and F. M. Ghannouchi, "On the Modeling and Linearization of a Concurrent Dual-Band Transmitter Exhibiting Nonlinear Distortion and Hardware Impairments," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 60, no. 11, pp. 3055–3068, Nov. 2013.

P. Zhan; K. Qin; S. Cai; "Joint compensation model for memory power amplifier and frequency-dependent nonlinear IQ impairments," Electronics Letters, vo147, no.25, pp.1382-1384, Dec. 2011