

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

ELTON JOHN BONFIM

MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE  
RADIOFREQUÊNCIA USANDO TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS  
DE SÉRIES DE VOLTERRA

CURITIBA

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

ELTON JOHN BONFIM

MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE  
RADIOFREQUÊNCIA USANDO TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS  
DE SÉRIES DE VOLTERRA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Telecomunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como parte das exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

CURITIBA

2016

---

B713m

Bonfim, Elton John  
Modelagem comportamental de amplificadores de potência de  
radiofrequência usando termos unidimensionais e bidimensionais de séries  
de Volterra / Elton John Bonfim. – Curitiba, 2016.  
88 f. : il. color. ; 30 cm.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica , 2016.

Orientador: Eduardo Gonçalves de Lima .  
Bibliografia: p. 87-88.

1. Amplificadores de potência. 2. Radiofrequência. 3. Radiofrequência –  
Identificação. 4. Sistemas de comunicação sem fio. I. Universidade Federal  
do Paraná. II. Lima, Eduardo Gonçalves de. III. Título.

CDD: 621.38

---

## TERMO DE APROVAÇÃO

ELTON JOHN BONFIM

### MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES POTÊNCIA DE RADIOFREQUÊNCIA USANDO TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS DE SÉRIES DE VOLTERRA

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de  
Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal do Paraná.



---

Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima – Orientador  
Universidade Federal do Paraná



---

Prof. Dr. Bernardo R. B. de Almeida Leite – Convidado  
Universidade Federal do Paraná



---

Prof. Dr. César Augusto Dartora – Convidado  
Universidade Federal do Paraná



---

Prof. Dr. Daniel Rodrigues Pipa – Convidado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Curitiba, 26 de Agosto de 2016.

## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, já que ele colocou pessoas tão especiais a meu lado, sem as quais certamente não teria dado conta!

A meus pais, João e Dalva, meu infinito agradecimento. Sempre acreditaram em minha capacidade. Isto só me fortaleceu e me fez tentar, não ser o melhor, mas a fazer o melhor de mim. Obrigado pelo amor incondicional.

A minha querida esposa, Michele, por ser tão importante na minha vida. Sempre ao meu lado, me colocando pra cima e me fazendo acreditar que posso mais que imagino. Devido a seu companheirismo, amizade, paciência, compreensão, apoio, alegria e amor, este trabalho pode ser concretizado.

Aos meus filhos, Yasmin e João Henrique, pela paciência e o entendimento nos momentos em que estive ausente para me dedicar a este trabalho. Amo muito vocês.

Um especial agradecimento ao Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima meu orientador, pelo conhecimento transmitido, pela paciência e compreensão, disponibilidade e sempre disposto a ajudar.

Aos gestores da Positivo Informática, que permitiram eu ir em busca do meu sonho muitas vezes no meu horário de trabalho.

Agradeço a todo corpo docente do curso de Engenharia Elétrica e um especial agradecimento aos professores do GICS, pela transmissão cuidadosa de conhecimento.

Aos colegas e amigos do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, obrigado pela companhia.

## RESUMO

Este trabalho aborda a modelagem comportamental de amplificadores de potência de radiofrequência (PARFs) utilizando as séries de Volterra, ou seja, modelos não lineares com memória. Neste trabalho, o modelo comportamental utilizado é o equivalente passa-baixas, para reduzir a complexidade computacional. Como contribuições principais, este trabalho apresenta duas novas abordagens para a modelagem comportamental de PARFs. Os modelos propostos são casos particulares das séries de Volterra. Um dos modelos propostos inclui todos os termos unidimensionais e bidimensionais da série de Volterra. No outro modelo proposto, é introduzido um fator de truncamento que permite uma redução adicional na quantidade de coeficientes. Para testar a precisão dos modelos, são usados dados medidos e simulados em PARFs. As precisões dos modelos propostos e de um modelo amplamente utilizado na literatura, o polinômio com memória generalizado (GMP), são comparadas. O GMP é um caso particular dos modelos propostos, uma vez que ele inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes nos modelos propostos. Verifica-se que, em comparação com a abordagem anterior, em um cenário de número similar de parâmetros, os modelos propostos reduzem o erro quadrático médio normalizado (NMSE) em até 4,1 dB. Alternativamente, observa-se que, para obter um NMSE inferior a -46 dB, o modelo proposto utiliza 60% menos coeficientes que a abordagem anterior (243 parâmetros ao invés de 602 parâmetros para o GMP).

Palavras-Chave: Amplificador de potência, Eficiência, Linearidade, Modelagem, Sistemas de comunicações sem fio.

## ABSTRACT

This work addresses the behavioral modeling of RF power amplifiers (PARFs) using the Volterra series, which are non-linear models with memory. In this work, the used behavioral model is the low-pass equivalent, to reduce the computational complexity. This work presents two new approaches for the PARFs behavioral modeling. The proposed models are particular cases of the Volterra series. One of the proposed models includes all one-dimensional and two-dimensional terms of the Volterra series. In another proposed model an additional truncation factor is introduced which allows a further reduction in the number of coefficients. Measured and simulated PARF data are used to test the accuracy of the models. The accuracies of the proposed models and a widely used method in the literature, the GMP (generalized memory polynomial), are compared. The GMP is a particular case of the proposed models, since it contains only a subset of the contributions included in the proposed models. It is found that, in comparison with the prior approach in a scenario of similar number of parameters, the proposed approaches reduce the normalized mean square error (NMSE) by up to 4.1 dB. Alternatively, it is observed that to obtain a NMSE lower than -46 dB, the proposed model uses 60% less coefficients than the previous approach (243 parameters instead of 602 parameters for GMP).

**Keywords:** Efficiency, Linearity, Modeling, Power Amplifier, Wireless Communications System.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO.....	17
FIGURA 2 - VISÃO MACRO DE COMUNICAÇÃO RF. ....	21
FIGURA 3 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA – DIAGRAMA DAS POTÊNCIAS.....	22
FIGURA 4 - PONTO DE COMPRESSÃO DE 1 dB: POTÊNCIA DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE ENTRADA.....	24
FIGURA 5 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA, EFICIÊNCIA E LINEARIDADE. ....	26
FIGURA 6 - DIAGRAMA DE BLOCOS (DPD+PA = PA LINEAR). ....	27
FIGURA 7 - CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DA DPD, PARF E DA DPD EM CASCATA COM O PARF. ....	27
FIGURA 8 - DIAGRAMA DO SISTEMA DE MODELAGEM DE UM PARF. ....	29
FIGURA 9 – ESPECTRO DO SINAL RF DE ENTRADA E DO SINAL RF DE SAÍDA. ....	30
FIGURA 10 - REPRESENTAÇÃO DOS SINAIS DE ENTRADA DE UM PARF NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA: (a) SINAL REAL (b) SINAL DE ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	32
FIGURA 11 – SINAL DE SAÍDA DE UM SISTEMA GENÉRICO, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	32
FIGURA 12 – SINAL DE SAÍDA DE UM PA, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	33
FIGURA 13 - EXEMPLO DE SINAL DE ENTRADA DESCRITO POR (6), (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	34
FIGURA 14 - EXEMPLO DE SINAL DE SAÍDA DESCRITO POR (7), (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	34
FIGURA 15 - EXEMPLO DE SINAL DE SAÍDA DE UM PA, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA. ....	35
FIGURA 16 - DIAGRAMA DE BLOCOS: PRIMEIRO MODELO PROPOSTO .....	41
FIGURA 17 - DIAGRAMA DE BLOCOS: SEGUNDO MODELO PROPOSTO .....	44
FIGURA 18 - DIAGRAMA DE BLOCOS: MODELO GMP .....	45
FIGURA 19 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO DESENVOLVIMENTO DESTE TRABALHO.....	48



FIGURA 20 - PSD DOS SINAIS DE ERRO PA GaN CLASSE AB. MODELO PROPOSTO E GMP COM M=9 E P=3, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. .....	51
FIGURA 21 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, PA GaN CLASSE AB, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=9 E P=3, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.	52
FIGURA 22 – CONVERSÃO AM-PM PA GaN CLASSE AB: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=9 E P=3, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	53
FIGURA 23 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	54
FIGURA 24 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	54
FIGURA 25 - PSD DOS SINAIS DE ERRO PA GaN CLASSE AB: MODELO PROPOSTO E GMP COM M=9 E P=5, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. .....	56
FIGURA 26 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=9 E P=5, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	56
FIGURA 27 – CONVERSÃO AM-PM PA GaN CLASSE AB: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=9 E P=5, MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	57
FIGURA 28 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	58
FIGURA 29 - PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	58
FIGURA 30 - PSD DOS SINAIS DE ERRO, PA GaN DOHERTY: MODELO PROPOSTO E GMP COM M=2 E P=14, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. .....	60

FIGURA 31 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=2 E P=14, PA GaN DOHERTY, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.....	61
FIGURA 32 - CONVERSÃO AM-PM PA GaN DOHERTY: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=2 E P=14, MODULADO POR UM SINAL SINAL LTE OFDMA. ....	61
FIGURA 33 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	62
FIGURA 34 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.....	63
FIGURA 35 - PSD DOS SINAIS DE ERRO, PA GaN DOHERTY. MODELO PROPOSTO E GMP COM M=4 E P=9, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	65
FIGURA 36 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=4 E P=9, PA GaN DOHERTY, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.....	65
FIGURA 37 - CONVERSÃO AM-PM PA GaN DOHERTY: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO M=4 E P=9, MODULADO POR UM SINAL SINAL LTE OFDMA ....	66
FIGURA 38 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL 3GPP LTE OFDMA. ....	67
FIGURA 39 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY. ....	67
FIGURA 40 - RESULTADO DO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS: MODELO PROPOSTO E GMP, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.....	69
FIGURA 41 – PSD DO SINAL DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 405 PARÂMETROS E O GMP TEM 404 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	70

FIGURA 42 - CURVA CARACTERÍSTICA AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 405 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	71
FIGURA 43 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 405 PARÂMETROS PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	71
FIGURA 44 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	72
FIGURA 45 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	73
FIGURA 46 - RESULTADO DO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS: MODELO PROPOSTO E GMP, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	74
FIGURA 47 – PSD DO SINAL DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 387 PARÂMETROS E O GMP TEM 318 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	75
FIGURA 48 - CURVA CARACTERÍSTICA AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 387 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	76
FIGURA 49 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 387 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	76
FIGURA 50 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	77
FIGURA 51 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	78
FIGURA 52 - RESULTADO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS (MODELO PROPOSTO E GMP), PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	79

FIGURA 53 - PSD DOS SINAIS DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 588 PARÂMETROS E O GMP TEM 602 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	79
FIGURA 54 - CONVERSÃO AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 588 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	80
FIGURA 55 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 588 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	80
FIGURA 56 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	81
FIGURA 57 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	82
FIGURA 58 - RESULTADO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS (MODELO PROPOSTO E GMP), PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	83
FIGURA 59 - PSD DOS SINAIS DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 594 PARÂMETROS E O GMP TEM 602 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.....	83
FIGURA 60 - CONVERSÃO AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 594 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	84
FIGURA 61 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 594 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	84
FIGURA 62 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	85
FIGURA 63 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	86

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 COMPARAÇÃO DAS CLASSES DE AMPLIFICADORES .....	23
TABELA 2: FAIXA DE VALORES DOS SINAIS DE ENTRADA DOS CONJUNTOS DE EXTRAÇÃO E TESTE PARA DADOS 3GPP WCDMA. ....	47
TABELA 3: FAIXA DE VALORES DOS SINAIS DE ENTRADA DOS CONJUNTOS DE EXTRAÇÃO E TESTE PARA DADOS LTE OFDMA. ....	47
TABELA 4 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M, PARA PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	51
TABELA 5 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. ....	55
TABELA 6 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M. PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	59
TABELA 7 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. ....	64

## LISTA DE SIGLAS

3GPP - *3th Generation Partnership Project*

CC - corrente contínua

dB – decibel

MATLAB - *matrix laboratory* (ferramenta matemática)

NMSE – erro quadrático médio normalizado

PSD – densidade espectral de potência

RNA - rede neural artificial

RF - radiofrequência

PA - amplificador de potência

PARF – amplificador de potência de radiofrequência

DPD - pré-distorção digital

ERB - estação rádio base

HEMT *high-electron-mobility transistor* (transistor de alta mobilidade)

GaN - nitreto de gálio

WCDMA - acesso múltiplo por divisão de código em sequência direta

LTE - evolução de longo prazo (4G)

AM/AM – modulação em amplitude para modulação em amplitude

AM/PM – modulação em amplitude para modulação em fase

PM/AM – modulação em fase para modulação em amplitude

PM/PM – modulação em fase para modulação em fase

VSA – analisador vetorial de sinais

OFDMA - multiplexação por divisão de frequências ortogonais

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	17
1.1 MOTIVAÇÃO.....	17
1.2 OBJETIVO GERAL .....	19
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	20
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	21
2.1 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE RADIOFREQUÊNCIA .....	21
2.1.1 CLASSIFICAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA .....	23
2.1.2 LINEARIDADE .....	23
2.1.3 EFICIÊNCIA .....	25
2.1.4 COMPROMISSO ENTRE LINEARIDADE E EFICIÊNCIA .....	25
2.2 PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL EM BANDA BASE .....	26
2.3 MODELAGEM DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RF .....	28
2.4 MODELAGEM COMPORTAMENTAL EQUIVALENTE PASSA-BAIXAS PARA PARF .....	29
2.5 SÉRIES DE VOLTERRA PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL.....	36
<b>3 NOVA ABORDAGEM UTILIZANDO AS SÉRIES DE VOLTERRA PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL</b> .....	39
3.1 PRIMEIRO MODELO PROPOSTO: USO DE TODOS OS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS DA SÉRIE DE VOLTERRA .....	39
3.2 SEGUNDO MODELO PROPOSTO: USO DE UM SUBCONJUNTO DOS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS DA SÉRIE DE VOLTERRA, ATRAVÉS DA ADIÇÃO DE UM NOVO TRUNCAMENTO DE ORDEM POLINOMIAL .....	43
<b>4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL</b> .....	46
4.1 DADOS PARA VALIDAÇÃO DOS MODELOS PROPOSTOS .....	46

4.2 FERRAMENTAS PARA AVALIAR A PRECISÃO DOS RESULTADOS .....	48
4.3 RESULTADOS.....	49
4.3.1 RESULTADOS PARA O PRIMEIRO MODELO PROPOSTO COM TODOS OS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS.....	50
4.3.1.a ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 1 .....	50
4.3.1.b ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 2 .....	59
4.3.2 RESULTADOS DO SEGUNDO MODELO PROPOSTO COM A INTRODUÇÃO DE UM TRUNCAMENTO ADICIONAL DE ORDEM POLINOMIAL .....	68
4.3.2.a ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 1 .....	68
4.3.2.b ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 2 .....	78
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>87</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>88</b>



# 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma visão geral desta dissertação, incluindo a motivação, os objetivos e a organização deste trabalho.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Com a evolução dos sistemas de comunicações móveis, os fabricantes de dispositivos móveis continuam adicionando mais e mais recursos, como aplicação multimídia, navegação na *web* e transferência de dados com taxas cada vez maiores. A Figura 1 ilustra esta evolução dos sistemas de comunicações sem fio. Desta forma, sistemas de comunicações sem fio modernos oferecem uma variedade cada vez maior de serviços para um número crescente de usuários, o que por sua vez exige a transferência de uma quantidade extremamente grande de dados (RAYCHAUDHURI; MANDAYAM, 2012). Neste contexto, a evolução desses sistemas está produzindo um aumento significativo na potência consumida, tanto para as estações de rádio base, como para os dispositivos móveis.

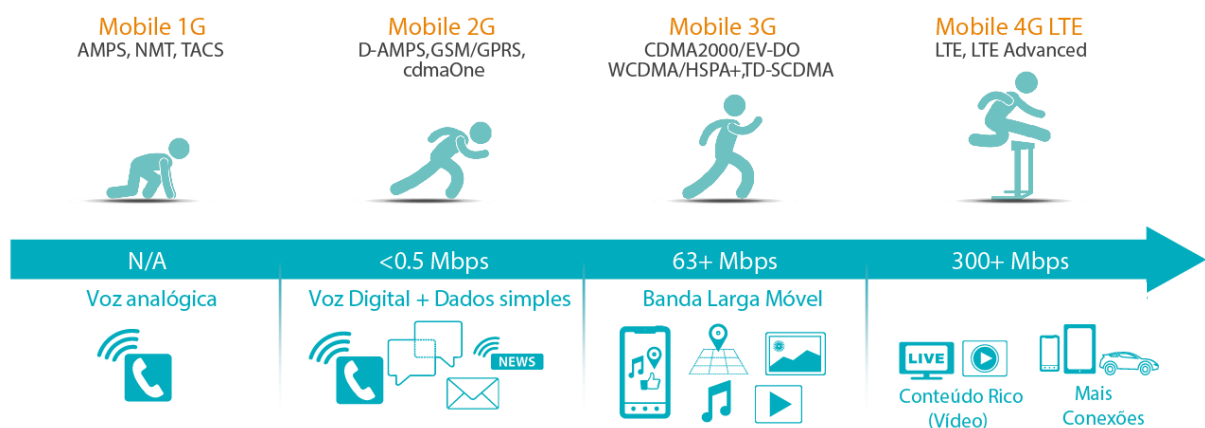


FIGURA 1 - EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO.  
 FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE QUALCOMM (2014).

Portanto, aumentar a eficiência energética dos sistemas de comunicações móveis é desejável tanto para os aparelhos portáteis, visando aumentar o tempo de autonomia da bateria, quanto para as estações de rádio base (ERBs), onde o interesse principal é a redução dos custos associados com a dissipação de calor e o consumo de energia. Como a largura de banda reservada para sistemas de comunicações sem fio é reduzida, torna-se necessário fazer um uso eficiente desta banda. Nesse contexto, as altas taxas de transferência de dados só podem ser alcançadas por meio de esquemas de modulação que alterem tanto a amplitude quanto a fase de uma portadora em radiofrequência (RF) (RAYCHAUDHURI; MANDAYAM, 2012). Contudo, modulação em amplitude exige linearidade na transmissão para evitar interferências entre os usuários vizinhos e, dessa forma, garantir a qualidade do serviço oferecido (KENINGTON, 2000). Em sistemas de comunicações sem fio, o amplificador de potência de radiofrequência (PARF), presente na cadeia de transmissão, é o elemento que mais consome energia (KENINGTON, 2000). Um dos maiores desafios no projeto de PARF é obter, simultaneamente, uma boa linearidade e uma boa eficiência, uma vez que estas exigências são conflitantes em PARFs (CRIPPS, 2006). Em outras palavras, como eficiência está relacionada ao consumo de potência, os PARFs são eficientes somente quando operam em regimes não lineares (em forte compressão, próximo à saturação) ou, alternativamente, PARFs apresentam um comportamento linear somente se operados de maneira energeticamente ineficiente (em baixos níveis de potência).

Para aumentar a eficiência e ainda cumprir com as rigorosas exigências de linearidade impostas por agências regulatórias, uma alternativa que tem sido muito utilizada é a inclusão, na cadeia de transmissão, de um esquema de linearização (KENINGTON, 2000). A pré-distorção digital (DPD) é uma das técnicas de linearização que tem um melhor custo-benefício (KENINGTON, 2000). No entanto, para implementar a pré-distorção digital, é necessário um modelo do PARF com alta precisão e baixa complexidade. Modelos empíricos ou comportamentais que descrevem o PARF com pouco ou nenhum conhecimento de suas características físicas internas são a escolha mais adequada para linearização, pois exibem menor complexidade computacional e alta precisão. O modelo comportamental escolhido também tem que ser capaz de considerar o comportamento não linear observado nos PARFs quando operados em altas potências. Além disso, o modelo deve ser capaz

de estimar os efeitos de memória de baixa frequência (atribuídos às redes de polarização do transistor e ao seu auto aquecimento) e de alta frequência, devido às respostas das redes de casamento de impedância (PEDRO; MAAS, 2005).

Dentre as classes de sistemas não lineares e dinâmicos disponíveis na literatura, redes neurais artificiais (RNAs) e séries de Volterra têm recebido um interesse particular pela comunidade de microondas, especificamente para a modelagem comportamental e pré-distorção digital em banda-base de PARFs. As redes neurais são funções não lineares de seus parâmetros e, portanto, exigem estratégias não lineares de extração dos parâmetros que, por sua vez, demandam alta complexidade computacional e fornecem soluções que dependem de chutes iniciais. Como vantagem, as redes neurais são moderadas no número de parâmetros e em geral apresentam uma faixa de validade mais extensa em comparação com aproximações polinomiais, como é o caso da série de Volterra, sobretudo em contextos de extrapolação, onde os polinômios são conhecidos por seus comportamentos catastróficos. Por outro lado, as séries de Volterra são funções lineares de seus parâmetros e, portanto, a partir dos dados de entrada e saída, a extração dos seus parâmetros pode ser realizada de maneira simples, utilizando técnicas lineares de identificação de sistemas, como o método dos mínimos quadrados (MATHEWS; SICURANZA, 2000). Então, a série de Volterra é escolhida para modelagem comportamental de PARF neste trabalho. O objetivo deste trabalho é detalhado no Subcapítulo 1.2.

## 1.2 OBJETIVO GERAL

Este trabalho é dedicado a modelagem comportamental equivalente passa-baixas das características de transferência direta e inversa de PARFs, usando um caso particular das séries de Volterra que descreve a saída como uma somatória de contribuições unidimensionais e bidimensionais. O objetivo geral é obter uma descrição que apresente um melhor custo-benefício em termos de precisão de modelagem e complexidade computacional. Em específico, este trabalho propõe dois novos modelos comportamentais de PARFs baseados em séries de Volterra. Um dos

modelos propostos caracteriza-se pelo uso de todos os termos unidimensionais e bidimensionais, enquanto que o outro modelo proposto destaca-se pela adição de um novo fator de truncamento que permite uma redução adicional na quantidade de coeficientes. A precisão dos modelos propostos é investigada em função do número de parâmetros necessários para sua implementação e comparada com um modelo previamente disponível na literatura. São utilizados dados medidos em um laboratório de RF e os modelos propostos são implementados no ambiente MATLAB. Destaca-se que, como frutos deste trabalho, foram publicados dois artigos, sendo um no simpósio brasileiro de telecomunicações e outro no periódico *Progress In Electromagnetics Research M (PIER M)*.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado da seguinte forma. O Capítulo 1 apresenta as motivações, objetivos e organização deste trabalho. O Capítulo 2 aborda os conceitos básicos dos amplificadores de potência RF, bem como introduz os conceitos de linearidade e eficiência de PARFs, nos Subcapítulos 2.1.1 e 2.1.2. No Subcapítulo 2.3, é detalhado o compromisso entre linearidade e eficiência. Também é abordado o uso de séries de Volterra na modelagem de amplificadores de potência RF no Subcapítulo 2.4. É discutida a modelagem comportamental de PARF, e também são apresentadas as séries de Volterra, no Subcapítulo 2.5. No Capítulo 3 são introduzidos e detalhados os modelos propostos neste trabalho. No Capítulo 4, a precisão dos modelos propostos é comparada com a abordagem anterior, ilustrando os benefícios dos modelos propostos. Finalmente, o Capítulo 5 inclui as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são introduzidos alguns conhecimentos básicos de amplificadores de potência de radiofrequência (PARFs), assim como a teoria básica sobre pré-distorção digital, modelagem comportamental e o uso de séries de Volterra.

### 2.1 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE RADIOFREQUÊNCIA

O amplificador de potência (PA) é considerado um elemento extremamente importante da cadeia de transmissão para sistemas modernos de comunicações sem fio. Sua função principal é amplificar a potência do sinal RF de entrada, ou seja, fazer com que o sinal RF de saída tenha um nível de potência maior que o sinal RF de entrada. Existem diferentes construções de amplificadores de potência. Os PAs podem ser caracterizados por diferentes medidas, tais como o ganho, eficiência e linearidade. A Figura 2 mostra uma visão macro da arquitetura de um sistema de comunicações sem fio, com destaque para a localização do amplificador de potência.

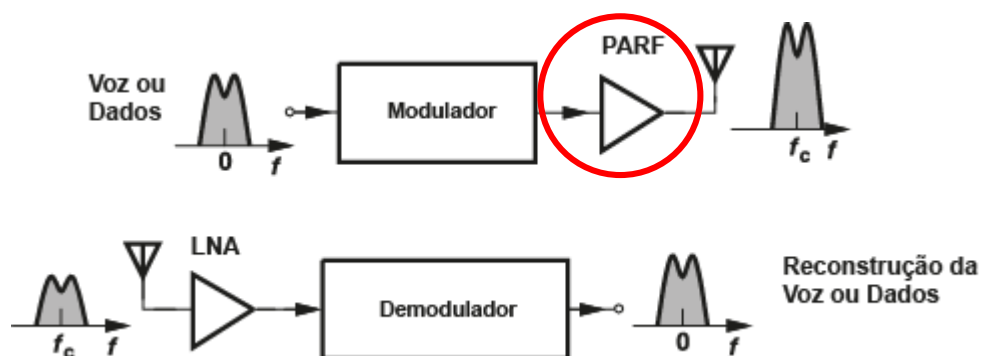


FIGURA 2 - VISÃO MACRO DE COMUNICAÇÃO RF.  
 FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE RAZAVI (2012).

O balanceamento das potências de um amplificador de potência RF é definido pela equação:

$$P_{DC} + P_{in} = P_{out} + P_{Diss} \quad (1)$$

onde  $P_{in}$  é a potência do sinal de entrada,  $P_{out}$  é a potência do sinal de saída do PA,  $P_{DC}$  é a potência fornecida pela fonte de alimentação e  $P_{Diss}$  é a potência dissipada pelo PA.

O diagrama das potências de um amplificador de potência é ilustrado pela Figura 3.

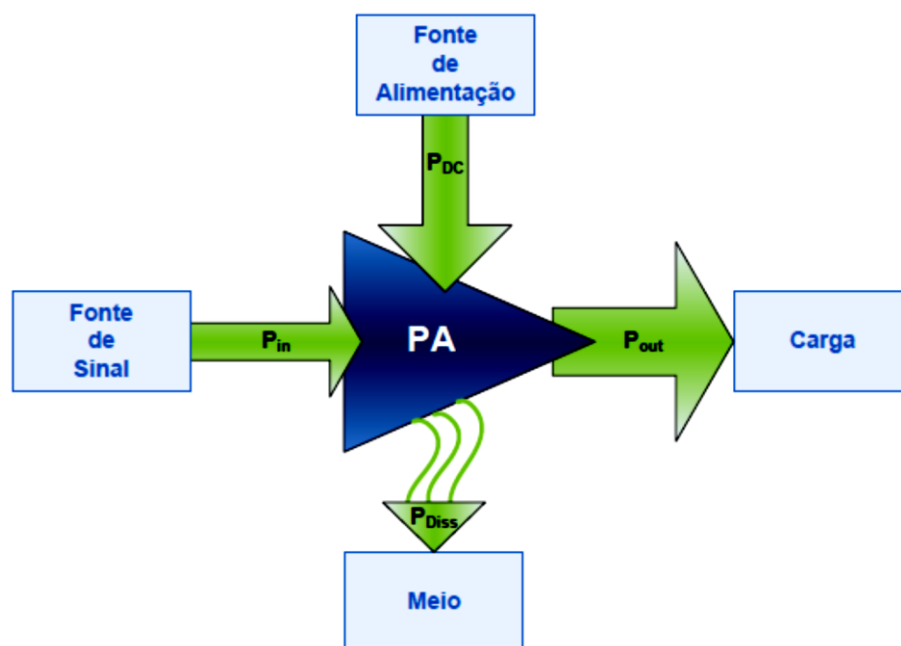


FIGURA 3 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA – DIAGRAMA DAS POTÊNCIAS.  
FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE SILVA (2014).

Um dos maiores desafios no projeto de PARF é obter simultaneamente uma boa eficiência e uma boa linearidade, uma vez que estas exigências são conflitantes em PARFs (RAYCHAUDHURI; MANDAYAM, 2012; CRIPPS, 2006).

### 2.1.1 CLASSIFICAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

Usualmente os amplificadores de potência são divididos em várias classes. Em radiofrequência, as diferentes classes são divididas basicamente em dois grupos de amplificadores, os lineares e os não lineares. Os PAs lineares são classificados em A, AB, B e C, no entanto, esses amplificadores apresentam uma eficiência mais baixa. Os amplificadores não lineares são classificados em D, E e F, entre outras disponíveis, sendo capazes de alcançar eficiências mais altas. Nos PAs lineares, o transistor do PA opera como uma fonte de corrente controlada, enquanto que nos amplificadores não lineares, o transistor do PA opera como uma chave (REYNAERT; STEYAERT, 2006).

No projeto de PAs é necessário estabelecer um compromisso entre a linearidade e a eficiência. A Tabela 1 ilustra um resumo das classes de funcionamento de amplificadores de potência.

TABELA 1 COMPARAÇÃO DAS CLASSES DE AMPLIFICADORES

Classes	Polarização	Ângulo de condução	Eficiência máxima	Linearidade	Potência de saída
A	Fonte de corrente	360°	50%	Excelente	Média
AB		180° a 360°	Entre 50% e 79%	Boa	Média
B		180°	79%	Boa	Média
C		Menor que 180°	Superior a 80%	Moderada	Baixa
Não lineares	Chave	180°	Acima de 90%	Péssima	Alta

FONTE: O AUTOR (2016)

### 2.1.2 LINEARIDADE

A linearidade implica na capacidade de um PARF não introduzir distorções na amplitude e na fase do sinal que está sendo amplificado. A amplitude instantânea da saída deve ser proporcional à da entrada, enquanto a diferença de fase entre a entrada e a saída deve permanecer a mesma. Considerando que a largura de banda

do sinal modulado seja pequena em comparação com a frequência da portadora, a linearidade de fase é fácil de alcançar. A não linearidade de fase ou distorção de fase é descrita como distorção PM-PM. Já a linearidade de amplitude é extremamente difícil de alcançar. A não linearidade ou distorção de amplitude é denotada como distorção AM-AM (REYNAERT; STEYAERT, 2006).

PAs podem exibir distorções chamadas de AM-PM. AM-PM é a relação entre a amplitude do sinal de entrada e a diferença de fase entre o sinal de saída e entrada. Uma das técnicas para medir a linearidade AM-AM do PA é através do ponto de compressão de 1 dB. O ponto de compressão de 1 dB de um PA refere-se ao nível de potência no qual a sua curva de transferência se desvia da característica linear ideal em exatamente 1 dB. Idealmente, a medida em que o sinal de entrada de um amplificador de potência aumenta, o sinal de saída aumenta na mesma proporção. Contudo, devido as não linearidades impostas pelo comportamento não linear do amplificador de potência, o ganho sofre uma compressão quando o amplificador de potência se aproxima da saturação. A Figura 4 ilustra o ponto de compressão de 1 dB.

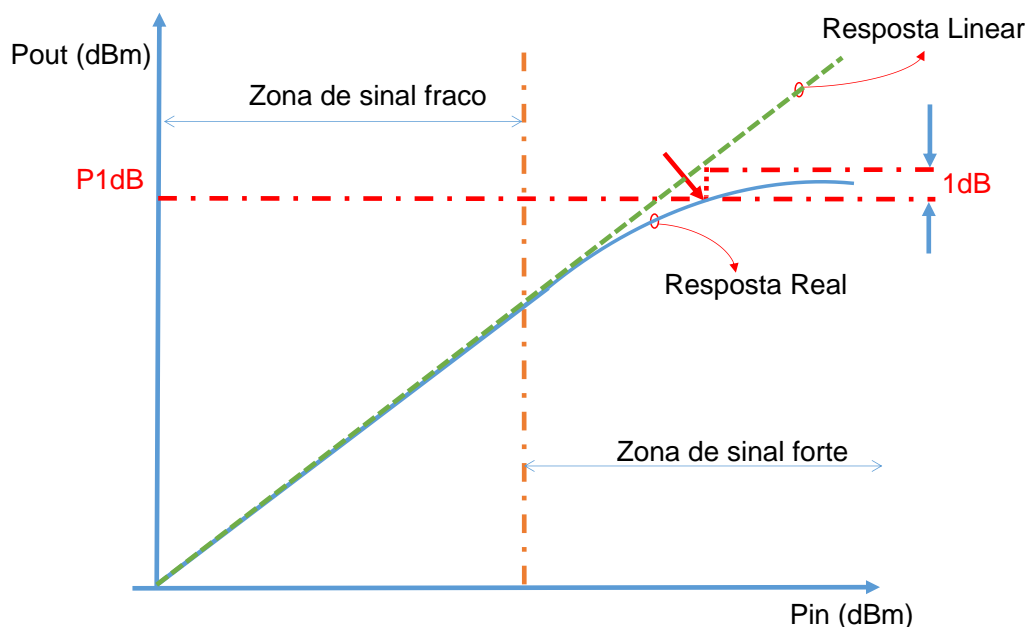


FIGURA 4 - PONTO DE COMPRESSÃO DE 1 dB: POTÊNCIA DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE ENTRADA

FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE PEDRO; CARVALHO, (2003).



### 2.1.3 EFICIÊNCIA

A eficiência é uma característica muito importante que deve ser observada no projeto de amplificadores de potência de RF, pois relaciona a potência entregue na saída do PARF à potência consumida pelo seu circuito interno. Considerando uma dada potência de saída, uma alta eficiência significa um baixo consumo de energia, ou seja, conduzindo a uma operação mais confiável e com um custo mais baixo. A eficiência de um amplificador de potência de RF pode ser avaliada utilizando duas figuras de mérito. A eficiência de dreno (DE) ou eficiência ( $\eta$ ), definida como a relação entre a potência de saída e a potência entregue pela fonte CC, então definida por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2)$$

e pela eficiência de potência adicionada (PAE), a qual inclui a potência de entrada para fornecer uma figura de mérito mais completa (MKADEM, 2014), definida por:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (3)$$

### 2.1.4 COMPROMISSO ENTRE LINEARIDADE E EFICIÊNCIA

O amplificador de potência de RF, ao ser operado em baixos níveis de potência, exibe uma resposta linear. Contudo, como ilustrado na Figura 5, em baixos níveis de potência o PA opera de maneira ineficiente. Se desejamos obter uma alta eficiência, temos que operar o PARF em altos níveis de potência, ou seja, de maneira não linear. Encontramos, portanto, um compromisso entre linearidade e eficiência em PARFs. Os órgãos que controlam as comunicações sem fio exigem que o transmissor cumpra rigorosas exigências de linearidade com o objetivo de evitar os produtos de

intermodulação ou espalhamento espectral, que causam interferências entre os usuários dos canais adjacentes. A Figura 5 ilustra curvas típicas de eficiência e potência do PARF. A partir desta figura é possível visualizar que a eficiência diminui e recua rapidamente à medida que a potência de entrada é diminuída.

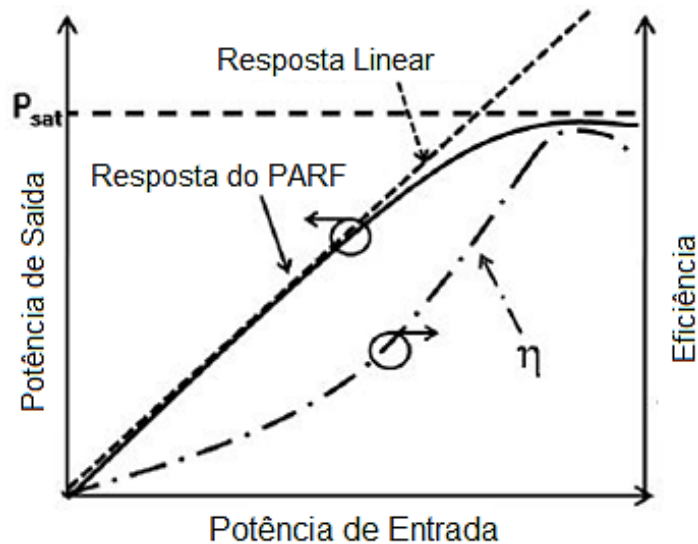


FIGURA 5 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA, EFICIÊNCIA E LINEARIDADE.  
 FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE MKADEM (2014).

É desejável ter um amplificador com alta linearidade e alta eficiência. Porém, os valores encontrados na maioria dos PAs não são satisfatórios, ou seja, o ponto ótimo ainda assim não atende as exigências de linearidade impostas aos transmissores. Então, para obter um PA com boa eficiência e que garanta a linearidade do sinal amplificado é necessário utilizar alguma técnica de linearização. Uma técnica que se destaca entre as existentes é a chamada pré-distorção digital em banda base detalhada no subcapítulo seguinte.

## 2.2 PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL EM BANDA BASE

Para aumentar a eficiência de amplificadores de potência de RF e ainda cumprir com às rigorosas exigências de linearidade impostas por agências regulatórias, uma alternativa que tem sido muito utilizada é a inclusão, na cadeia de transmissão, de um esquema de linearização (KENINGTON, 2000). Dentre as técnicas disponíveis, a pré-distorção digital em banda-base é uma das técnicas de

linearização que tem um melhor custo-benefício (KENINGTON, 2000). Esta técnica consiste em distorcer, propositalmente, usando técnicas de processamento digital de sinais, o sinal da informação antes que este module uma portadora de RF, com o objetivo de compensar as distorções inseridas pelo PARF (SILVA, 2013). Em particular, o bloco que implementa a DPD é conectado em cascata com o PARF, e projetado para apresentar uma característica de transferência inversa a do PARF. Seja  $f$  o operador que representa a característica de transferência do PARF, então o operador  $g$ , que representa a característica de transferência do bloco da DPD, deve ser igual à  $g = f^{-1}$ . Na Figura 6, o diagrama do sistema de linearização é mostrado e, na Figura 7, podem ser visualizadas as curvas características dos blocos da DPD e do PARF, bem como a resposta linear do sistema (DPD em cascata com PARF).

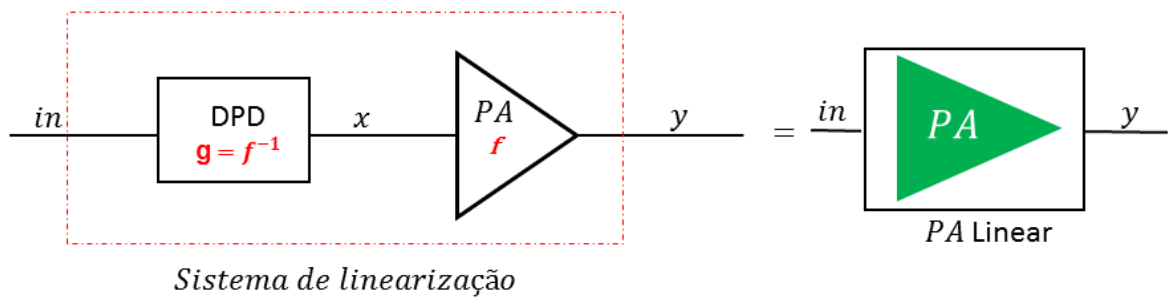


FIGURA 6 - DIAGRAMA DE BLOCOS (DPD+PA = PA LINEAR).  
 FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE MKDEM (2014).

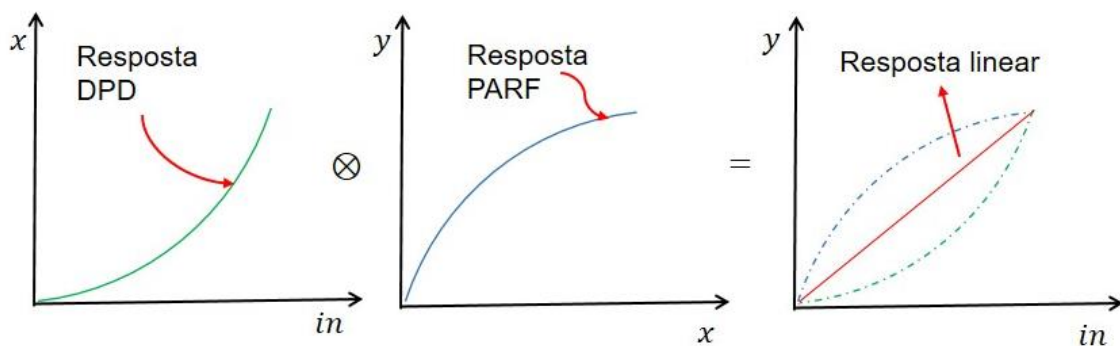


FIGURA 7 - CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DA DPD, PARF E DA DPD EM CASCATA COM O PARF.  
 FONTE: MODIFICADO PELO AUTOR DE KENINGTON (2000).

Para construir uma DPD é necessário um modelo de alta precisão e de baixa complexidade computacional, capaz de representar as características de transferência direta e inversa de um PARF. Assim, no próximo subcapítulo, é abordada a modelagem de amplificadores de potência RF.

### 2.3 MODELAGEM DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RF

No presente contexto, o processo de modelar um dispositivo físico, como por exemplo um amplificador de potência de RF, significa reproduzir através de um *software* o seu comportamento real. Na literatura estão disponíveis duas abordagens para implementar um modelo de um amplificador de potência de RF. Na primeira abordagem, é necessário um conhecimento prévio dos materiais e elementos que compõem a estrutura do PARF, como suas relações, interações e regras teóricas. Em outras palavras, esta primeira abordagem descreve o amplificador de potência de RF com grande quantidade de detalhes e, com isto, apresenta a maior complexidade computacional e o mais alto nível de exatidão. Estes modelos são chamados de modelos físicos.

A segunda abordagem, conhecida como modelos empíricos, comportamentais ou caixa preta, é utilizada quando desejamos realizar a simulação completa no nível de sistema, ou quando o circuito equivalente do PARF não está disponível. Estes modelos comportamentais são baseados em medições realizadas na entrada e na saída do PARF, que simulam o seu comportamento por meio de um modelo matemático que utiliza pouco ou nenhum conhecimento prévio da sua estrutura interna. Portanto, os modelos empíricos apresentam uma menor complexidade computacional, porém sua precisão é ligeiramente sensível a estrutura do modelo adotado, bem como a forma como é realizada a extração dos parâmetros (BENEDETTO; BIGLIERI, 1999).

A modelagem empírica limita a compatibilidade do modelo a certos tipos de dados de entrada, por causa da adaptação do modelo aos dados utilizados para extração, ou seja, o modelo é limitado à utilização de uma mesma classe de excitação

(WCDMA, LTE, etc) no melhor dos casos. Uma das primeiras etapas para a implementação desta modelagem é a escolha do modelo compatível com as características que se deseja simular, como por exemplo, as redes neurais artificiais e os filtros polinomiais. Assim, é possível ajustar seus coeficientes sucessivamente até atingir um erro mínimo desejável. O procedimento de modelagem inicia pela aplicação de um mesmo sinal de entrada  $\tilde{x}(n)$  ao PARF real e ao modelo. Depois, são comparadas as saídas instantâneas do PARF real  $\tilde{y}_{real}(n)$  e do seu modelo  $\tilde{y}_{estimado}(n)$ . Um sinal de erro é definido de acordo com  $e(n) = \tilde{y}_{real}(n) - \tilde{y}_{estimado}(n)$ . Os coeficientes são ajustados de acordo com o modelo escolhido e com o objetivo de minimizar o erro de modelagem. A Figura 8 ilustra a filosofia da modelagem comportamental. Neste trabalho, é utilizada a modelagem comportamental baseada em séries de Volterra.

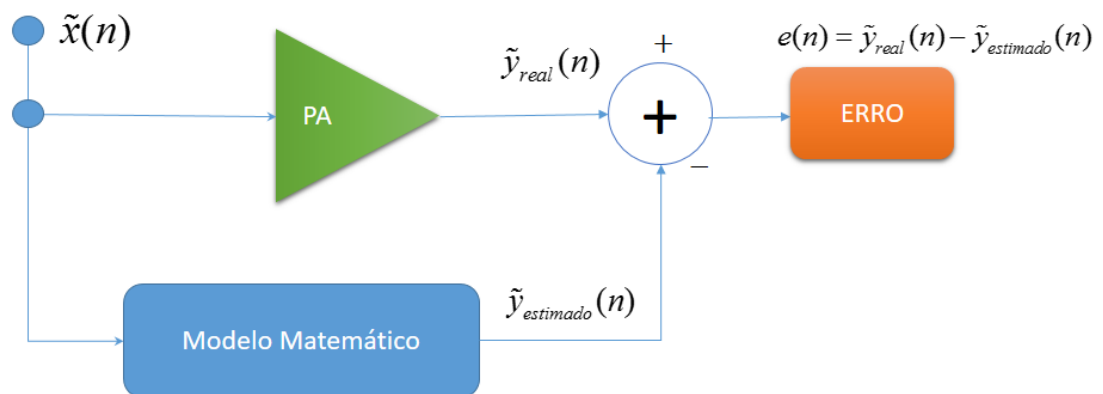


FIGURA 8 - DIAGRAMA DO SISTEMA DE MODELAGEM DE UM PARF.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

## 2.4 MODELAGEM COMPORTAMENTAL EQUIVALENTE PASSA-BAIXAS PARA PARF

Idealmente, o sinal de saída  $y(n)$  de um amplificador de potência deve ser uma réplica linear e amplificada do sinal  $x(n)$  aplicado na sua entrada. Entretanto, na prática, um PARF exibe não linearidades, associadas à compressão de ganho e saturação da potência de saída, assim como efeitos de memória, devido a não

idealidades nas respostas em frequência dos circuitos de polarização e das redes de casamento de impedâncias (PEDRO; MAAS, 2005). A Figura 9 ilustra o PA como um bloco de uma entrada e uma saída. Na saída é possível visualizar um alargamento da banda em relação à entrada, o que mostra a presença de não linearidades.

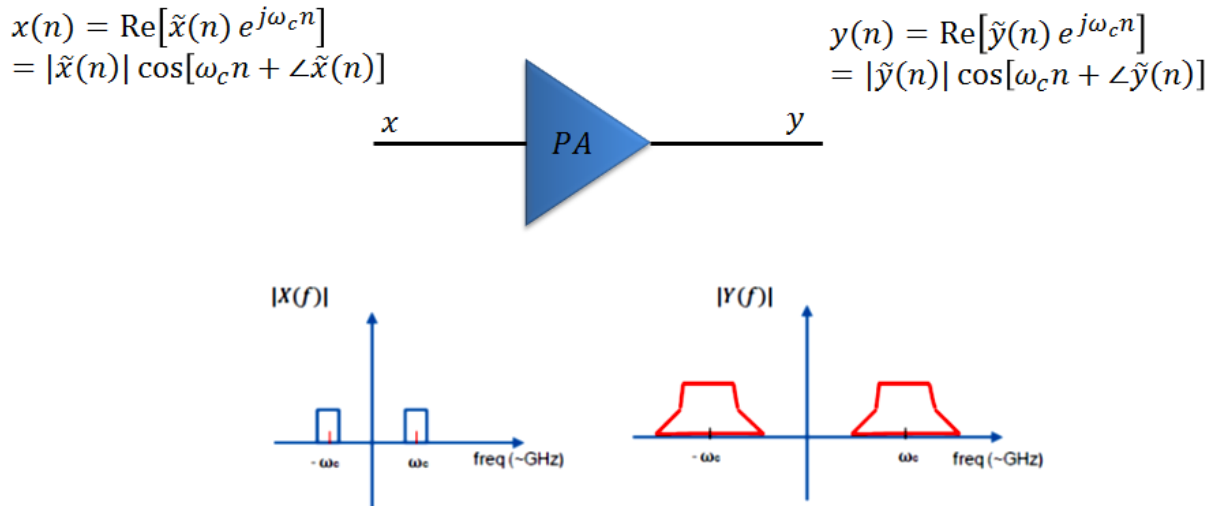


FIGURA 9 – ESPECTRO DO SINAL RF DE ENTRADA E DO SINAL RF DE SAÍDA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

Portanto, um modelo de alta precisão para o amplificador de potência de RF deve ser não linear e com memória. Esses modelos comportamentais possuem parâmetros ajustáveis de maneira a minimizar o erro definido pela diferença entre a saída desejada e a saída estimada pelo modelo.

Os modelos comportamentais também podem ser classificados pela forma de representação que é utilizada para os sinais de entrada e saída do PARF (PEDRO; MAAS, 2005). Podem ser utilizados sinais passa-banda, sendo chamados modelos comportamentais passa-banda. No entanto, se o que for modelada é a relação entrada-saída em valores de envoltória complexa, estes modelos são chamados de equivalente passa-baixas. Especialmente, os sinais passa-banda possuem valores não nulos acerca da frequência da portadora  $\omega_c$  e os sinais passa-baixas possuem valores não nulos apenas em torno da origem.

Considere um amplificador de potência de RF excitado pelo sinal passa-banda:

$$x(n) = \text{Re}[\tilde{x}(n)e^{j\omega_c n}] = |\tilde{x}(n)| \cos[\omega_c n + \angle \tilde{x}(n)] \quad (4)$$

onde  $x(n)$  é o sinal RF de valor real,  $\tilde{x}(n)$  é a envoltória de valor complexo e  $\omega_c$  é a frequência angular da portadora, e  $n$  representa o instante de tempo da amostra. Na saída do PARF, o sinal também é passa-banda, ou seja,

$$y(n) = \text{Re}[\tilde{y}(n)e^{j\omega_c n}] = |\tilde{y}(n)| \cos[\omega_c n + \angle \tilde{y}(n)] \quad (5)$$

onde  $y(n)$  é o sinal RF de valor real e  $\tilde{y}(n)$  é a envoltória de valor complexo.

Os modelos comportamentais discretos no tempo que relacionam os sinais RF  $y(n)$  e  $x(n)$  possuem uma alta complexidade computacional, uma vez que, para respeitar o critério de Nyquist, a frequência de amostragem deve ter um valor muito alto, igual a algumas vezes a frequência da portadora (da ordem de alguns GHz).

Uma grande redução na complexidade computacional, sem comprometer a precisão do modelo, é possível se a natureza passa-banda do amplificador de potência de RF for explorada (PEDRO; MAAS, 2005). Em particular, nos chamados modelos comportamentais equivalentes passa-baixas apenas os sinais de envoltória de valor complexo,  $\tilde{x}(n)$  e  $\tilde{y}(n)$ , estão disponíveis para o modelo comportamental. Dessa forma, a frequência de amostragem pode ser reduzida para algumas vezes a largura de banda da envoltória (da ordem de alguns MHz).

PAs são excitados por sinais RF nos quais a frequência da portadora é muito maior que a largura de banda da envoltória complexa. A Figura 10 ilustra um típico sinal de entrada de um PA. Em particular, na Figura 10 (a) tem-se o sinal RF real e na Figura 10 (b) tem-se apenas o sinal de envoltória complexa.

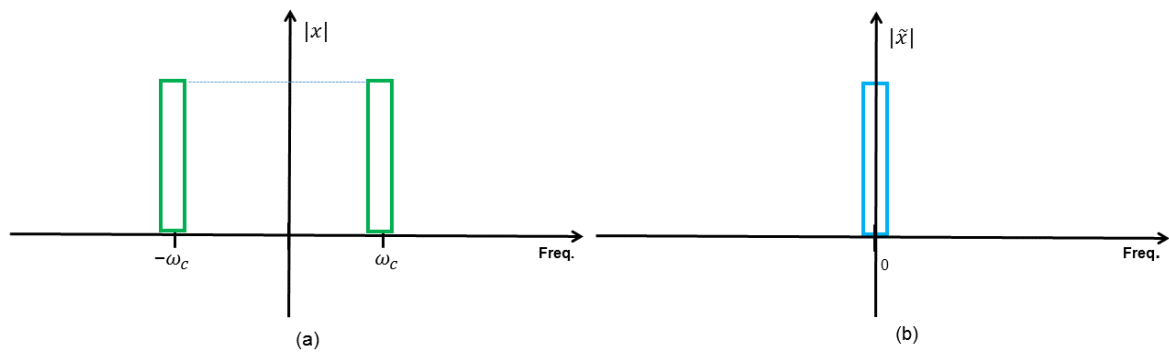


FIGURA 10 - REPRESENTAÇÃO DOS SINAIS DE ENTRADA DE UM PARF NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA: (a) SINAL REAL (b) SINAL DE ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
 FONTE: O AUTOR (2016)

Se o sinal RF da Figura 10 (a) for aplicado a um sistema não linear genérico, o sinal de saída conterá: a) energia em zonas múltiplas inteiras da zona fundamental (ou seja, em torno de  $0\omega_c$ ,  $2\omega_c$ ,  $3\omega_c$ , etc.) chamadas de distorções harmônicas; b) energia em frequências ao redor da zona fundamental, chamadas de distorções de intermodulação, que alargam a banda original do sinal. A Figura 11 (a) ilustra um típico sinal na saída de um sistema não linear genérico alimentado pelo sinal da Figura 10 (a). Se apenas as informações de envoltória complexa estão disponíveis, as diferentes zonas estarão sobrepostas umas às outras. A Figura 11 (b) ilustra esta situação. Observe que não é possível distinguir as diferentes zonas através da visualização do espectro de frequência.

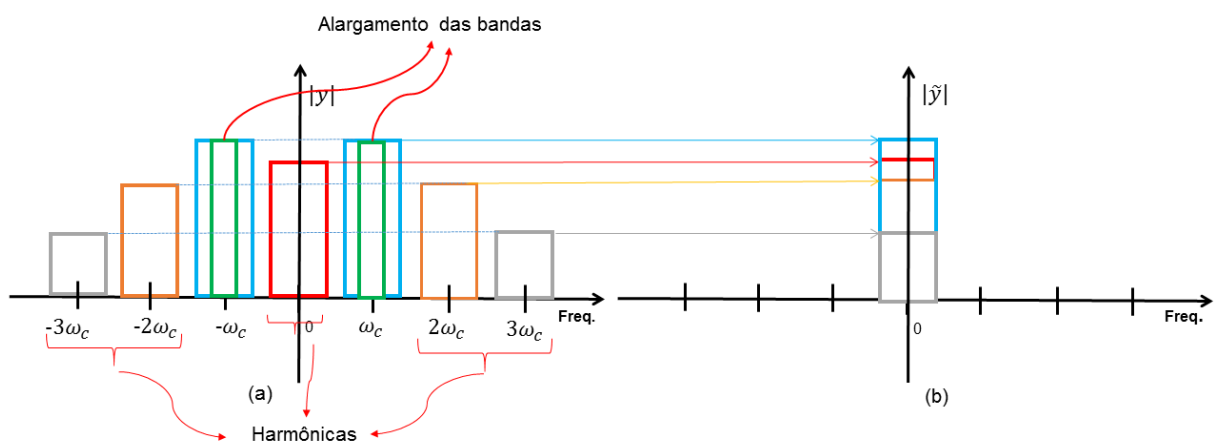


FIGURA 11 – SINAL DE SAÍDA DE UM SISTEMA GENÉRICO, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
 FONTE: O AUTOR (2016)



Contudo um PA não é um sistema não linear genérico. O circuito interno do PA possui filtros seletivos em frequência que atenuam drasticamente às distorções harmônicas. Dessa forma, o sinal de saída de um PA possui somente distorções harmônicas em torno da zona fundamental, alargando a banda do sinal. A Figura 12 (a) ilustra um sinal RF típico na saída de um PA sujeito ao sinal de entrada da Figura 10 (a). Já na Figura 12 (b) tem-se apenas a informação da envoltória de saída.

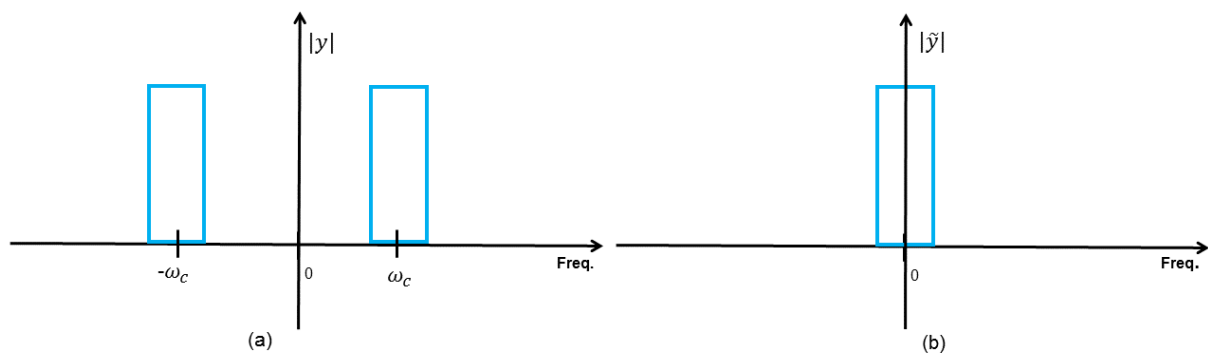


FIGURA 12 – SINAL DE SAÍDA DE UM PA, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
 FONTE: O AUTOR (2016)

Comparando as Figuras 11 (b) e 12 (b), ambas ocupam a mesma região do espectro de frequência. A diferença entre elas é que na Figura 11 (b) tem-se diferentes zonas sobrepostas umas às outras, já na Figura 12 (b) tem-se apenas a zona fundamental. Para realizar a modelagem de PAs, há duas possibilidades: a) modelo passa-banda, que relaciona os sinais reais RF de entrada e saída (Figuras 10 (a) e 12 (a)); b) modelo equivalente passa-baixas, que relaciona apenas os sinais de envoltórias complexas (Figuras 10 (b) e 12 (b)).

Um modelo genérico é capaz de modelar intermodulações em todas as zonas (fundamental e harmônicas). Contudo, no caso de PAs, apenas os termos dos modelos que estão associados à zona fundamental é que são úteis para descrever saídas medidas no PA. Para um modelo passa-banda, para saber se um termo gera ou não contribuições dentro da zona fundamental, basta visualizar o espectro do sinal de saída. Contudo, em um modelo equivalente passa-baixas, a visualização do espectro não permite distinguir se um determinado termo gera ou não contribuição dentro da zona fundamental. O exemplo seguinte ilustra esse cenário. Seja o sinal RF de entrada:

$$x = |\tilde{x}| \cos(\omega_c t + \angle\tilde{x}) \quad (6)$$

Seja o sinal RF de saída geral:

$$y = x^3 = |\tilde{x}|^3 \left[ \frac{3}{4} \cos(\omega_c t + \angle\tilde{x}) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_c t + 3\angle\tilde{x}) \right] \quad (7)$$

A Figura 13 (a) mostra o sinal RF descrito por (6), enquanto que a Figura 13 (b), ilustra a envoltória complexa descrita em (6).

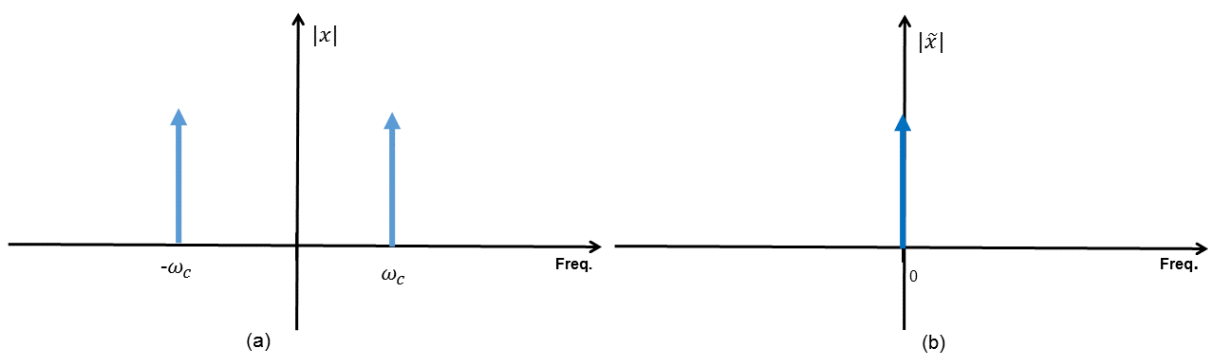


FIGURA 13 - EXEMPLO DE SINAL DE ENTRADA DESCRITO POR (6), (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
FONTE: O AUTOR (2016)

A Figura 14 (a) mostra o sinal real descrito por (7), enquanto que a Figura 14 (b), ilustra as envoltórias complexas contidas em (7).

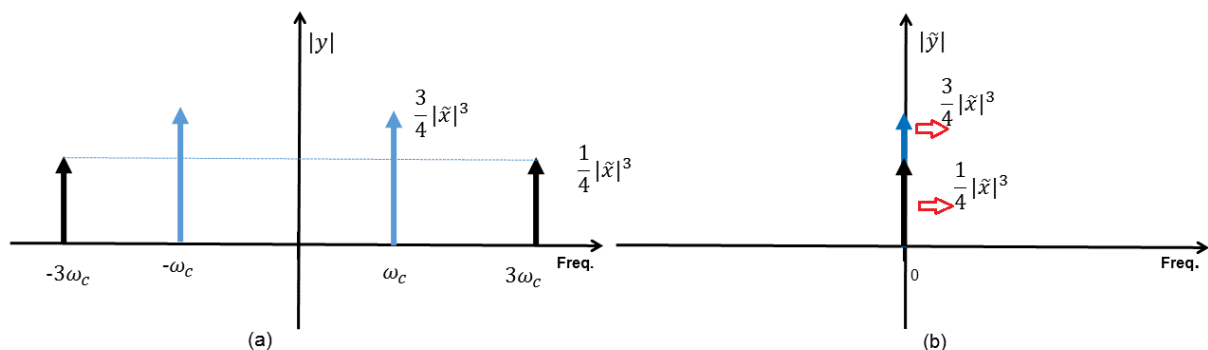


FIGURA 14 - EXEMPLO DE SINAL DE SAÍDA DESCRITO POR (7), (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
FONTE: O AUTOR (2016)

Em um PA, a informação contida na 3ª harmônica é praticamente anulada pela rede de casamento de impedância de saída. Dessa forma, o sinal RF na saída do PA é:

$$y(t) = \frac{3}{4} |\tilde{x}|^3 \cos(3\omega_c t + 3\angle\tilde{x}) \quad (8)$$

A Figura 15 (a) mostra o sinal (8), enquanto que a Figura 15 (b) mostra a envoltória complexa em (8).

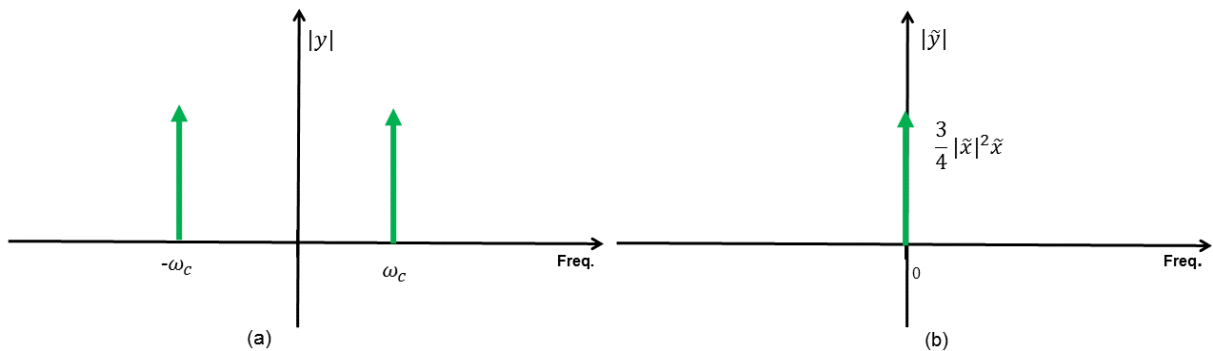


FIGURA 15 - EXEMPLO DE SINAL DE SAÍDA DE UM PA, (a) SINAL RF, (b) ENVOLTÓRIA COMPLEXA.  
 FONTE: O AUTOR (2016)

Dessa forma, verifica-se que um modelo equivalente passa-baixas, apenas o termo  $|\tilde{x}|^2 \tilde{x}$  é útil para modelar a saída medida no PA. O termo  $\tilde{x}^3$ , apesar de ocupar a mesma região do espectro que o termo  $|\tilde{x}|^2 \tilde{x}$ , não auxilia na modelagem pois está relacionado com as contribuições que só modelam uma zona localizada na 3ª harmônica de  $\omega_c$ .

Entretanto, modelos equivalentes passa-baixas não trabalham diretamente com a portadora e, portanto, atenção especial deve ser dedicada para garantir que somente contribuições na zona fundamental (em torno de  $1 \omega_c$ ) sejam geradas pelo modelo comportamental (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011).

Cada entrada de valor complexo representa uma informação na zona fundamental ( $1 \omega_c$ ). Por exemplo, a envoltória de valor complexo  $\tilde{x}(n)$  está relacionada com o sinal RF de valor real de acordo com  $x(n) = |\tilde{x}(n)| \cos(\omega_c n - \angle \tilde{x}(n))$ . Ao extrair-se o módulo da envoltória de valor complexo, o resultado indica uma informação na zona CC ( $0 \omega_c$ ). Por exemplo,  $|\tilde{x}(n)| = |\tilde{x}(n)| \cos(0 \omega_c n)$ . Ao realizarmos o produto de uma ou mais parcelas na zona CC ( $0 \omega_c$ ) por uma única parcela na zona fundamental ( $1 \omega_c$ ), o resultado será sempre uma contribuição na zona fundamental, uma vez que o inteiro que multiplica  $\omega_c$  será igual à soma dos inteiros que multiplicam  $\omega_c$  em cada parcela, ou seja, ao somarmos 1 com zeros, o resultado permanece 1. Por exemplo, o produto entre as parcelas  $\tilde{x}(n)$ ,  $|\tilde{x}(n)|$  e  $|\tilde{x}(n)|$  está relacionado com o sinal RF de valor real de acordo com  $|\tilde{x}(n)|^3 \cos[(1+0+0)\omega_c n - \angle \tilde{x}(n)]$ , ou seja, uma contribuição na zona fundamental ( $1 \omega_c$ ). Desta forma, é recomendada a adoção de modelos comportamentais passa-baixas que não gerem contribuições fora da banda, uma vez que estas contribuições não agregam informação útil sobre o comportamento do PARF, porém aumentam a complexidade do modelo de PARF. Assim, as restrições acima, que estão associadas ao comportamento passa-banda dos amplificadores de potência de RF quando excitados por sinais de banda estreita, precisam ser impostas para garantir que apenas contribuições físicas dentro da zona fundamental sejam estimadas pelo modelo comportamental passa-baixas (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011).

## 2.5 SÉRIES DE VOLTERRA PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL

O uso de séries de Volterra discretas no tempo para a modelagem de sistemas dinâmicos não lineares é bastante difundido (PEDRO; MAAS, 2005; SILVEIRA; COELHO; SANTOS, 2015). Uma série de Volterra é a combinação de um sistema não linear estático expresso em uma série de Taylor e uma representação em integral de convolução unidimensional para sistemas lineares dinâmicos. As integrais de convolução multi-dimensionais resultantes têm sido usadas em diferentes áreas de

estudo para a descrição de sistemas não lineares, causais, invariantes no tempo e com memória desvanecente (MATHEWS; SICURANZA, 2000).

Em uma série de Volterra discreta no tempo, para estimar os efeitos dinâmicos, também chamados de memória, a saída instantânea  $\tilde{y}(n)$  depende das entradas aplicadas nos instantes de tempo atual  $\tilde{x}(n)$ , e passados  $\tilde{x}(n-m)$ , onde  $m$  é um inteiro positivo. Em outras palavras, cada entrada aplicada em um certo instante de tempo é sentida na saída no mesmo instante em que é aplicada e também em instantes futuros. Em sistemas com memória desvanecente, como é o caso de amplificadores de potência de RF, a influência que uma entrada exerce sobre a saída diminuiu conforme passa o tempo e, portanto, a quantidade de amostras passadas pode ser limitada em  $M$ , chamada de duração de memória ou profundidade de memória. Além disso, em uma série de Volterra, para estimar os efeitos não lineares, a saída é descrita como uma função polinomial das entradas. Por exemplo, em uma série de Volterra há termos de primeira ordem na qual a saída é proporcional a entrada, termos de segunda ordem na qual a saída é proporcional ao produto de duas entradas, termos de terceira ordem na qual a saída é proporcional ao produto de três entradas, e assim sucessivamente até os termos de ordem infinita. Na prática, a ordem polinomial deve ser limitada em  $P$ . Em resumo, uma série geral de Volterra é descrita por:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \sum_{m_3=m_2}^M \dots \sum_{m_{p+1}=m_p}^M \tilde{h}_{p+1, m_1, m_2, \dots, m_{p+1}} x(n-m_1) \prod_{j=1}^p |\tilde{x}(n-m_{j+1})| \quad (9)$$

onde  $\tilde{h}_{p+1, m_1, m_2, \dots, m_{p+1}}$  são os coeficientes de valor complexo da série de Volterra. Observe que uma série de Volterra é linear nos seus coeficientes  $\tilde{h}_{p+1, m_1, m_2, \dots, m_{p+1}}$  e, portanto, os coeficientes de uma série de Volterra podem ser identificados usando técnicas de identificação linear de sistemas, como por exemplo o algoritmo dos mínimos quadrados (MATHEWS; SICURANZA, 2000). A precisão de uma série de Volterra é fortemente dependente dos truncamentos  $M$  e  $P$ . Quanto maiores forem os valores de  $M$  e  $P$ , maior será a precisão. Entretanto, o número de coeficientes cresce exponencialmente de acordo com  $M$  e  $P$ . Uma das etapas do algoritmo dos mínimos

quadrados consiste no cálculo de uma matriz inversa que tem ordem igual à quantidade de coeficientes da série de Volterra. Quando a quantidade de coeficientes é grande, a matriz a ser invertida tende a ser mal condicionada o que pode resultar na identificação de um conjunto de coeficientes muito diferente do conjunto ótimo.

### 3 NOVA ABORDAGEM UTILIZANDO AS SÉRIES DE VOLTERRA PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL

Neste capítulo, são apresentadas as principais contribuições deste trabalho. No Subcapítulo 3.1 são abordadas as séries de Volterra para modelagem comportamental de amplificadores de potência de RF utilizando todos os termos unidimensionais e bidimensionais sendo chamado de primeiro modelo proposto neste trabalho. No Subcapítulo 3.2 é proposto um segundo modelo, também baseado em séries de Volterra, que utiliza apenas um subconjunto dos termos unidimensionais e bidimensionais através da inclusão de um novo fator de truncamento de ordem polinomial, chamado fator S. Portanto, neste capítulo são propostos dois novos modelos para modelagem comportamental de PARFs baseado em séries de Volterra.

#### 3.1 PRIMEIRO MODELO PROPOSTO: USO DE TODOS OS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS DA SÉRIE DE VOLTERRA

Uma estratégia para reduzir a quantidade de coeficientes de uma série de Volterra é manter apenas os termos unidimensionais e bidimensionais. Por termos unidimensionais, entendem-se aqueles termos que dependem da entrada aplicada em um único instante de tempo, por exemplo  $\tilde{x}(n-4)$ ,  $|\tilde{x}(n)|\tilde{x}(n)$ , e  $|\tilde{x}(n-2)|^3\tilde{x}(n-2)$ . Por termos bidimensionais, entendem-se aqueles termos que dependem da entrada aplicada em dois instantes de tempo, por exemplo,  $|\tilde{x}(n-4)|\tilde{x}(n-3)$ ,  $|\tilde{x}(n)|^2\tilde{x}(n-1)$  e  $|\tilde{x}(n)|^3\tilde{x}(n-3)$ . Em outras palavras, termos tridimensionais, como por exemplo  $|\tilde{x}(n-3)|\tilde{x}(n-2)|\tilde{x}(n-4)$ ,  $|\tilde{x}(n)|^2|\tilde{x}(n-4)|\tilde{x}(n-1)$  e  $|\tilde{x}(n-2)|^3|\tilde{x}(n-4)|\tilde{x}(n)$  são desprezados, assim como termos que dependem da entrada aplicada em quatro ou mais instantes de tempo. Portanto, um dos modelos não lineares com memória proposto neste trabalho, baseado em séries de Volterra modificadas, onde apenas os termos unidimensionais e bidimensionais são mantidos, capaz de estimar as características de transferência direta e inversa de PARFs, é descrito por:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p_1=0}^{P-1} \sum_{p_2=0}^{P-1} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \tilde{h}_{p_1, p_2, m_1, m_2} |\tilde{x}(n - m_1)|^{p_1} |\tilde{x}(n - m_2)|^{p_2} \tilde{x}(n - m_2) \quad (10)$$

onde  $M$  representa a duração de memória ou profundidade de memória,  $P$  indica o truncamento de ordem polinomial e  $\tilde{h}_{p_1, p_2, m_1, m_2}$  representa os coeficientes da série de Volterra modificada.

Para o modelo equivalente passa-baixas dos amplificadores de potência de RF, apenas as informações da envoltória de valor complexo estão disponíveis. Além disso, devido à natureza passa-banda do PARF, deve-se prestar atenção para garantir que apenas contribuições na zona fundamental (em torno da frequência da portadora) sejam geradas pelo modelo, uma vez que contribuições nas demais zonas (CC ou harmônicas) idealmente não estão presentes.

Observe, em (10), a presença do operador  $|\cdot|$ , que calcula o módulo de um número complexo. Em cada termo de (10), uma e apenas uma entrada é mantida inalterada (sem a presença do operador módulo), enquanto que todas as demais entradas são alteradas (pela presença do operador módulo). Todas as contribuições geradas por (10) são de fato contribuições na zona fundamental (em torno de  $1 \omega_c$ ). Cada entrada de valor complexo representa uma informação na zona fundamental ( $1 \omega_c$ ). Por exemplo, a envoltória de valor complexo  $\tilde{x}(n)$  está relacionada com o sinal RF de valor real de acordo com  $x(n) = |\tilde{x}(n)| \cos(\omega_c n - \angle \tilde{x}(n))$ . Ao extrair-se o módulo da envoltória de valor complexo, o resultado indica uma informação na zona CC ( $0 \omega_c$ ). Por exemplo, o produto entre as parcelas  $\tilde{x}(n)$ ,  $|\tilde{x}(n)|$  e  $|\tilde{x}(n)|$  está relacionado com o sinal RF de valor real de acordo com  $|\tilde{x}(n)|^3 \cos[(1+0+0)\omega_c n - \angle \tilde{x}(n)]$ , ou seja, uma contribuição na zona fundamental ( $1 \omega_c$ ) (BONFIM; LIMA, 2014). A Figura 16 mostra o diagrama de blocos do primeiro modelo proposto.



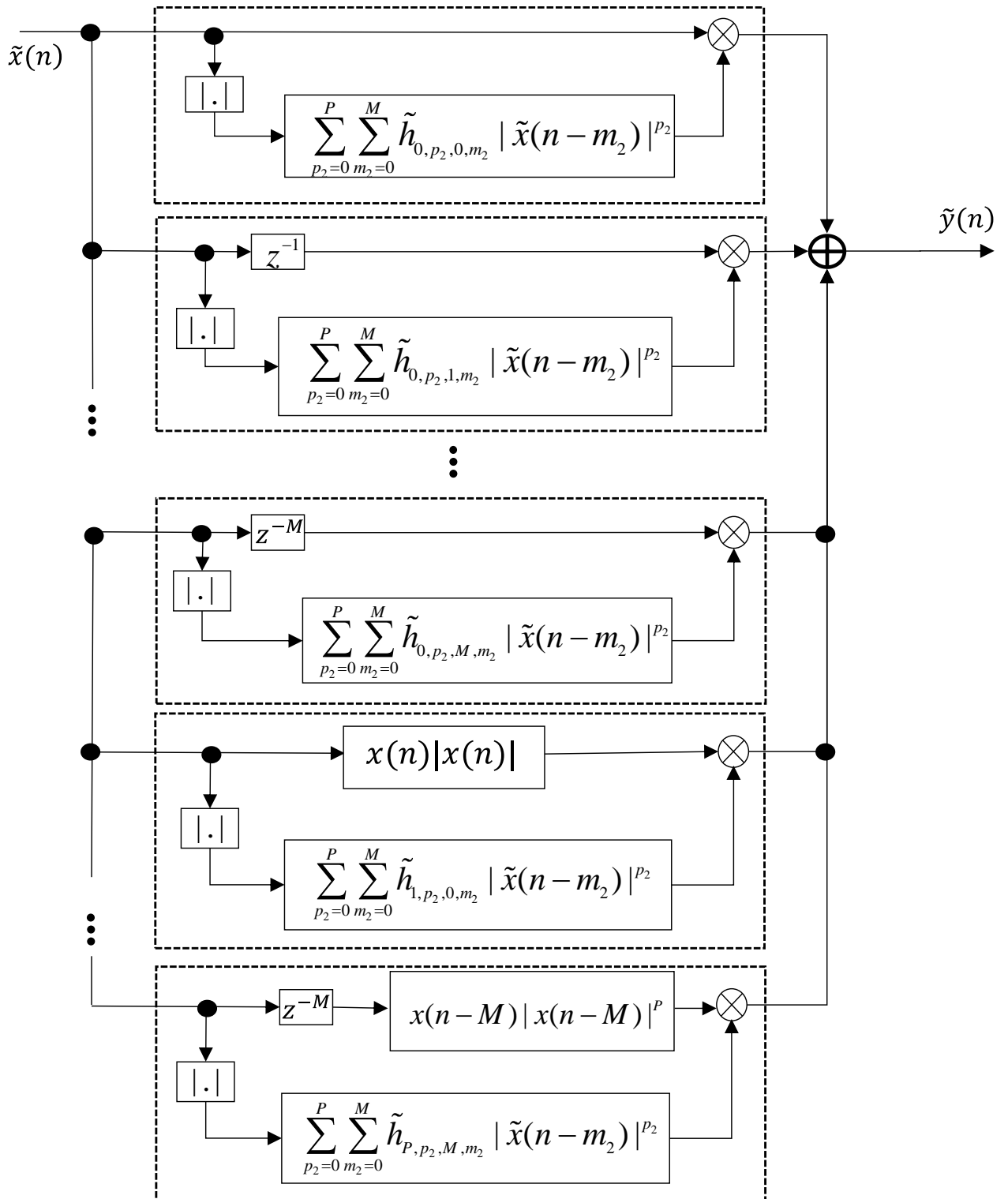


FIGURA 16 - DIAGRAMA DE BLOCOS: PRIMEIRO MODELO PROPOSTO  
 FONTE: O AUTOR (2016)

No Capítulo 4, a precisão do modelo proposto e descrito por (10) será comparada com a precisão de outro modelo largamente usado na literatura, conhecido

como polinômio com memória generalizado (GMP), proposto em (MORGAN; MA; KIM; ZIERDT; PASTALAN, 2006). O GMP é descrito por:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) = & \sum_{k_a=0}^{K_a-1} \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{k_a, l_a} \tilde{x}(n-l_a) |\tilde{x}(n-l_a)|^{k_a} \\ & + \sum_{k_b=1}^{K_b} \sum_{l_b=0}^{L_b-1} \sum_{m_b=1}^{M_b} b_{k_b, l_b, m_b} \tilde{x}(n-l_b) |\tilde{x}(n-l_b-m_b)|^{k_b} \\ & + \sum_{k_c=1}^{K_c} \sum_{l_c=0}^{L_c-1} \sum_{m_c=1}^{M_c} c_{k_c, l_c, m_c} \tilde{x}(n-l_c) |\tilde{x}(n-l_c+m_c)|^{k_c}, \end{aligned} \quad (11)$$

onde  $a_{k_a, l_a}$ ,  $b_{k_b, l_b, m_b}$  e  $c_{k_c, l_c, m_c}$  são os coeficientes do GMP,  $K_a$ ,  $K_b$  e  $K_c$  indicam truncamentos da ordem polinomial e  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ,  $M_b$  e  $M_c$  indicam durações de memória.

Se a restrição  $(p_1 + p_2) < P$  for aplicada em (10), então as contribuições geradas por (10) envolverão, no máximo, o produto de  $P$  informações de envoltória de valor complexo.

De maneira similar, se as restrições  $K_a=P$ ,  $K_b=P-1$  e  $K_c=P-1$  forem aplicadas em (11), então as contribuições geradas por (11) também envolverão, no máximo, o produto de  $P$  informações de envoltória de valor complexo. Além disso, em (10), a saída instantânea ( $n$ ) depende da entrada instantânea e de  $M$  amostras passadas da entrada. Para que isso também ocorra em (11), é necessário impor que:  $L_a=L_b=L_c=M+1$ ,  $M_b=M_c=M$ ,  $(l_b+m_b) < (M+1)$  e  $(l_c-m_c) > 0$ . Neste cenário, o GMP descrito por (11) inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes no modelo proposto aqui e descrito por (10). Portanto, o GMP pode ser visto como um caso particular do modelo proposto, onde algumas contribuições unidimensionais e bidimensionais são desprezadas. Em particular, o GMP despreza termos que envolvem o produto de módulos de envoltórias em diferentes instantes de tempo, como  $|\tilde{x}(n-1)|^2 |\tilde{x}(n-2)| \tilde{x}(n-1)$  e  $|\tilde{x}(n-2)|^2 |\tilde{x}(n)|^2 \tilde{x}(n)$ . Cumpre ressaltar que os autores que propuseram o GMP não justificaram o porquê da não inclusão de todos os termos unidimensionais e bidimensionais. Dessa forma, é esperado que, quando os truncamentos de ordem polinomial  $P$  e duração de memória  $M$  sejam iguais, a precisão do modelo proposto seja superior a do GMP, uma vez que o modelo proposto inclui

todos os termos do GMP e mais alguns termos extras que também geram contribuições na zona fundamental e, portanto, podem contribuir significativamente para melhorar a qualidade das estimativas.

### 3.2 SEGUNDO MODELO PROPOSTO: USO DE UM SUBCONJUNTO DOS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS DA SÉRIE DE VOLTERRA, ATRAVÉS DA ADIÇÃO DE UM NOVO TRUNCAMENTO DE ORDEM POLINOMIAL

Para reduzir ainda mais o número de parâmetros, a equação definida em (10) é modificada pela introdução de um truncamento de ordem polinomial adicional denominado fator  $S$ , que pode assumir qualquer valor inteiro entre 0 e  $P-1$ . Fazendo isto, a série de Volterra proposta neste Subcapítulo é descrita por:

$$\tilde{y}(n) = \underbrace{\sum_{p=0}^{P-1} \sum_{s=0}^S}_{se(s+p) < P} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \tilde{h}_{p,s,m_1,m_2} |\tilde{x}(n-m_1)|^p |\tilde{x}(n-m_2)|^s \tilde{x}(n-m_2) \quad (12)$$

No modelo proposto, representado por (12), o número de parâmetros pode ser alterado variando-se  $S$ . Se  $S$  for igual ao seu valor máximo, ou seja  $P-1$ , o modelo inclui todas as contribuições unidimensionais e bidimensionais e, portanto, o modelo resultante é equivalente ao modelo apresentado no Subcapítulo 3.1. Se o valor do fator  $S$  for menor do que  $P-1$ , algumas contribuições unidimensionais e bidimensionais são desprezadas por (12). De fato, conforme o valor de  $S$  diminui, o número de parâmetros de (12) também diminui. A Figura 17 mostra o diagrama de blocos do segundo modelo proposto.

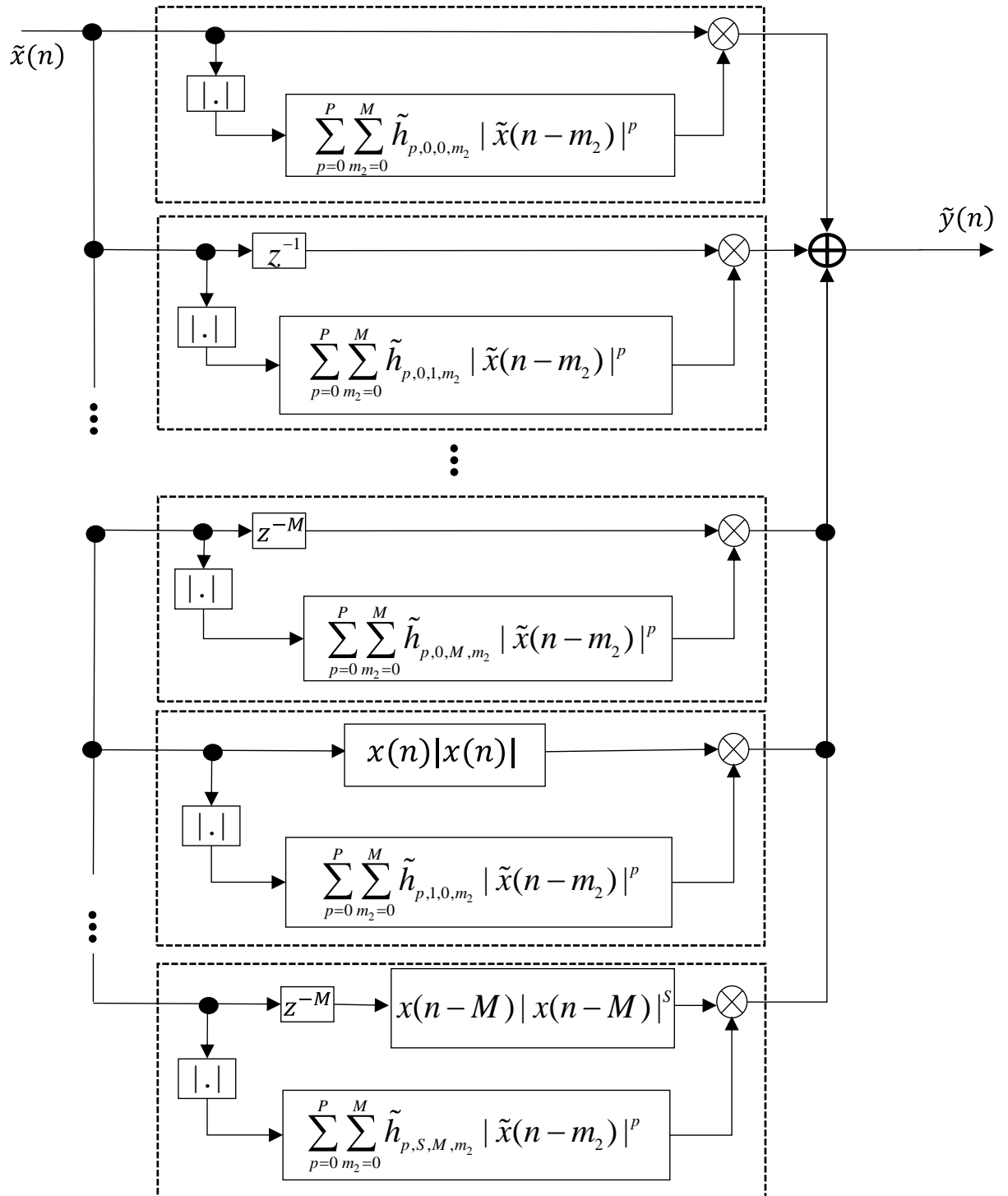


FIGURA 17 - DIAGRAMA DE BLOCOS: SEGUNDO MODELO PROPOSTO  
 FONTE: O AUTOR (2016)

Além disso, quando  $S$  for igual ao seu valor mínimo, ou seja, igual a 0, o modelo proposto é reduzido a:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \tilde{h}_{p,m_1,m_2} |\tilde{x}(n-m_1)|^p \tilde{x}(n-m_2) \quad (13)$$

ou seja, é reduzido ao GMP, descrito em (11). O modelo GMP representado pelas equações (11) ou (13) pode ser visto, portanto, como um caso particular do modelo proposto neste subcapítulo e descrito por (12), obtido quando  $S$  é igualado a zero. A Figura 18 mostra o diagrama de blocos do modelo GMP.

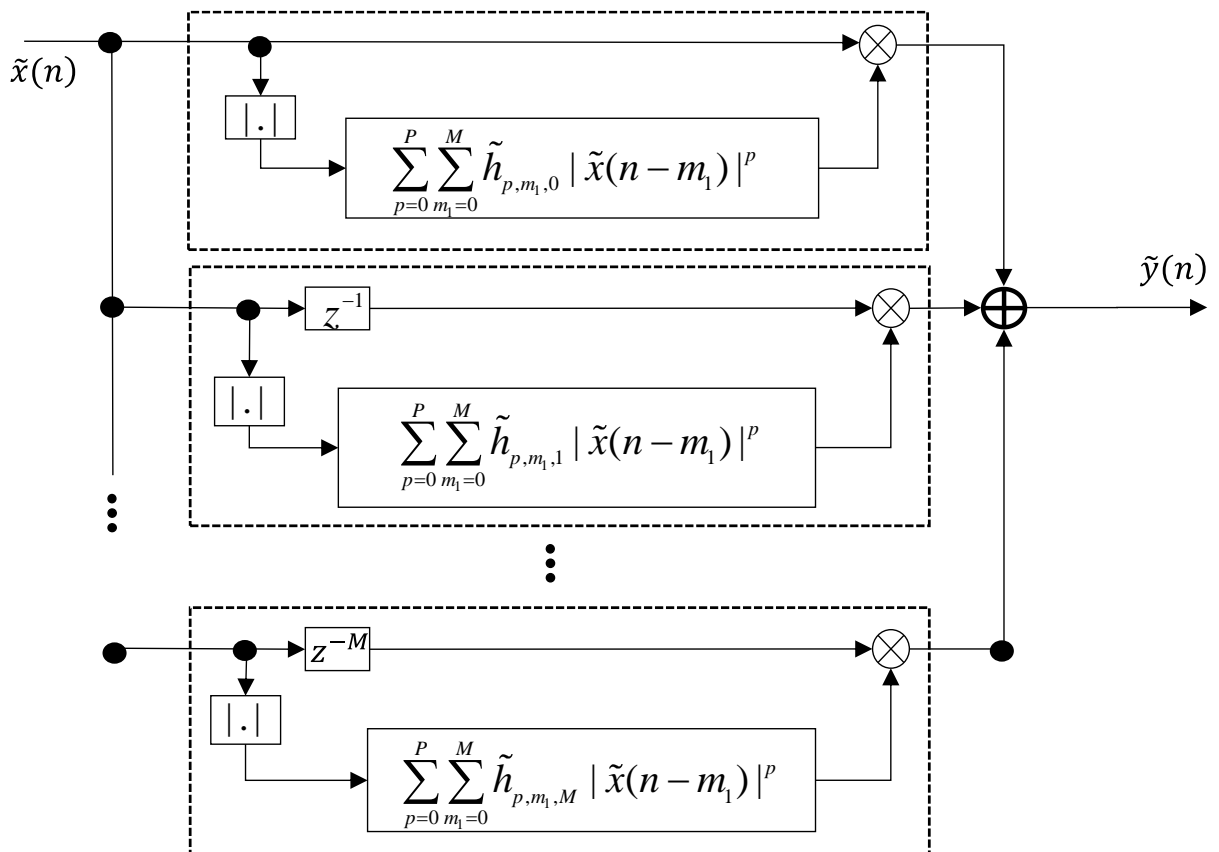


FIGURA 18 - DIAGRAMA DE BLOCOS: MODELO GMP  
FONTE: O AUTOR (2016)

## 4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Utilizando dados experimentais, nos Subcapítulos 4.1, 4.2 e 4.3 são apresentadas as características dos dados utilizados para testar os modelos propostos, as ferramentas de análise de desempenho e os resultados das simulações de avaliação dos modelos propostos comparado com a abordagem anterior usualmente utilizada, ou seja, o GMP.

### 4.1 DADOS PARA VALIDAÇÃO DOS MODELOS PROPOSTOS

Para a obtenção dos resultados apresentados neste capítulo foram utilizados dados de entrada e saída de dois PARFs, sendo um fabricado (transmissor 1) e o outro simulado (transmissor 2). O transmissor 1 é composto por um PARF fabricado com tecnologia de nitreto de gálio (GaN) operando em classe AB e excitado por uma portadora na frequência de 900 MHz, modulado por um sinal 3GPP WCDMA com 3,84 MHz de largura de banda. Os dados de entrada e saída apresentados aqui foram medidos usando um analisador vetorial de sinais Rohde & Schwarz FSQ VSA, com frequência de amostragem de 61,44 MHz. Já o transmissor 2 é composto por um circuito equivalente de um PARF, em arquitetura Doherty, utilizando um modelo de transistor de alta mobilidade eletrônica (HEMT), adequado para fabricação em tecnologia GaN e excitado por um sinal de portadora de frequência de 2,14 GHz, modulado por uma envoltória LTE OFDMA, com 10 MHz de largura de banda.

Os dados foram divididos em um conjunto de extração e um conjunto de validação. Para o transmissor 1, o conjunto de extração possui 3221 amostras e o conjunto de validação possui 2001 amostras. Para o transmissor 2, o conjunto de extração utiliza 20290 amostras e o conjunto de validação utiliza 4500 amostras.

Com o objetivo de evitar a extrapolação, os valores máximos e mínimos das componentes em fase e em quadratura das envoltórias de entrada,  $I_x$  e  $Q_x$ , respectivamente, dos conjuntos de validação, assim como o valor máximo da

amplitude da envoltória de entrada, estão dentro da faixa de valores máximos e mínimos dos seus respectivos conjuntos de extração, como pode ser visto pelas Tabelas 2 e 3 (LIMA, 2009).

Os modelos propostos e o GMP foram aplicados para modelar as características de transferência direta e inversa dos PARFs. A identificação dos coeficientes dos modelos foi realizada no MATLAB utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados.

TABELA 2: FAIXA DE VALORES DOS SINAIS DE ENTRADA DOS CONJUNTOS DE EXTRAÇÃO E TESTE PARA DADOS 3GPP WCDMA.

Conjuntos de entrada/saída	Mínimo de $I_x$	Máximo de $I_x$	Mínimo de $Q_x$	Máximo de $Q_x$	Máximo de $ \tilde{x}(n) $
<b>Extração</b>	-1,3742	1,3175	-1,3872	1,2438	1,4534
<b>Validação (teste)</b>	-1,3209	1,2621	-1,3140	1,1345	1,4074

FONTE: O AUTOR (2016)

TABELA 3: FAIXA DE VALORES DOS SINAIS DE ENTRADA DOS CONJUNTOS DE EXTRAÇÃO E TESTE PARA DADOS LTE OFDMA.

Conjuntos de entrada/saída	Mínimo de $I_x$	Máximo de $I_x$	Mínimo de $Q_x$	Máximo de $Q_x$	Máximo de $ \tilde{x}(n) $
<b>Extração</b>	-0,8162	0,8118	-0,8125	0,8328	0,8328
<b>Validação (teste)</b>	-0,7643	0,7868	-0,7984	0,8071	0,8098

FONTE: O AUTOR (2016)

Cumprе ressaltar que ambos os conjuntos de dados utilizados no desenvolvimento deste trabalho foram previamente fornecidos. Portanto, não houve a etapa de coleta de dados. Com os conjuntos de dados disponíveis e com as equações dos modelos propostos definidas, uma das etapas do desenvolvimento foi implementar as equações dos modelos propostos e do GMP na ferramenta matemática MATLAB. Depois das equações implementadas, testadas e funcionais, foram feitas diversas simulações variando arbitrariamente os truncamentos de ordem

polinomial ( $P$  e  $S$ ) e duração de memória ( $M$ ) dos modelos propostos e do GMP com o objetivo de comparar, avaliar e entender o comportamento dos modelos.

Uma das avaliações que foi executada para entender o comportamento dos modelos foi colocar o GMP e o modelo proposto em um cenário similar de ordem polinomial ( $P$ ) e duração de memória ( $M$ ) e avaliar qual dos modelos tem um menor erro de modelagem. Outra avaliação foi identificar, em um cenário de mesma complexidade computacional (baseada na quantidade de coeficientes), qual modelo gera um menor erro na modelagem. A Figura 19 apresenta o diagrama de blocos do procedimento utilizado no desenvolvimento deste trabalho.

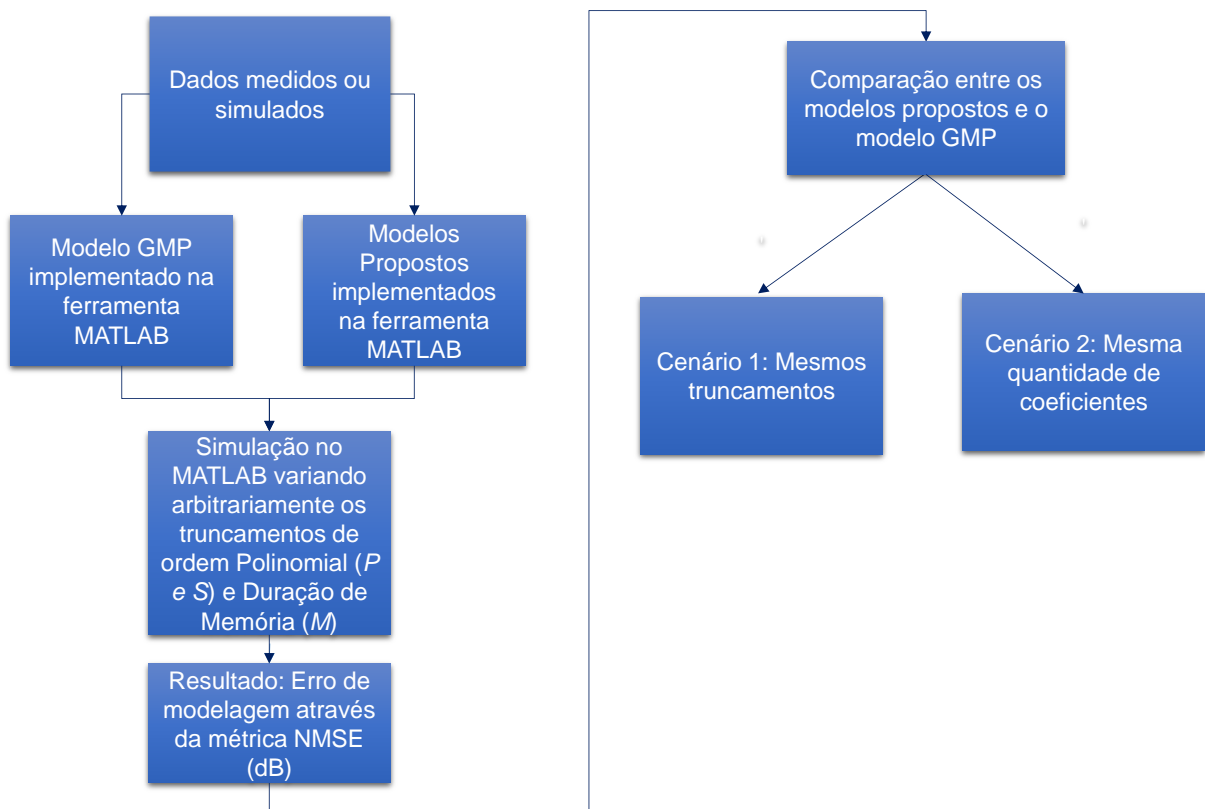


FIGURA 19 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO DESENVOLVIMENTO DESTA TRABALHO.  
FONTE: O AUTOR (2016).

## 4.2 FERRAMENTAS PARA AVALIAR A PRECISÃO DOS RESULTADOS

Com o objetivo de avaliar a precisão dos modelos comportamentais baseados em séries de Volterra, é utilizada uma figura de mérito amplamente utilizada na



literatura. O cálculo é realizado sobre os sinais de erro definidos pela diferença entre os sinais medidos na saída do amplificador de potência de RF e os sinais estimados na saída do modelo.

O erro quadrático médio normalizado é uma das métricas utilizadas para avaliar a precisão dos modelos, relatado em MUHA; CLARK; MOULTHROP; SILVA, 1999 e definido por:

$$NMSE = 10 \log_{10} \left[ \frac{\sum_{i=1}^N |y_{medido}(i) - y_{estimado}(i)|^2}{\sum_{i=1}^N |y_{medido}(i)|^2} \right] \quad (14)$$

onde  $i$  especifica uma amostra e  $N$  é o número total de amostras. O sinal  $y_{medido}(i)$  é o sinal de saída (envoltória de valor complexo) medido no instante  $i$ . O sinal  $y_{estimado}(i)$  é o sinal de saída (também envoltória de valor complexo) estimado pelo modelo do PARF no instante de tempo  $i$ . Tem-se, portanto, o erro do sinal no instante de tempo  $i$  definido como a diferença entre os sinais de saída medido e estimado pelo modelo, ou seja,  $y_{medido}(i) - y_{estimado}(i)$ . Para ilustrar as estimativas fornecidas pelos modelos propostos, além do NMSE são também visualizadas as densidades espectrais de potência (PSDs), as conversões AM-AM e AM-PM e as formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto.

### 4.3 RESULTADOS

Neste subcapítulo são reportados os resultados. O Subcapítulo 4.3.1 detalha os resultados obtidos da simulação para o modelo apresentado no Subcapítulo 3.1, onde são mantidos todos os termos unidimensionais e bidimensionais e o Subcapítulo 4.3.2 mostra os resultados obtidos da simulação do modelo proposto no Subcapítulo 3.2, com a série de Volterra modificada pela inclusão de um fator adicional de truncamento  $S$ .

### 4.3.1 RESULTADOS PARA O PRIMEIRO MODELO PROPOSTO COM TODOS OS TERMOS UNIDIMENSIONAIS E BIDIMENSIONAIS

#### 4.3.1.a ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 1

Para esta primeira comparação foram utilizados os dados medidos no transmissor em classe AB, modulado por um sinal 3GPP WCDMA. Para modelagem de característica direta os sinais de entrada usados no modelo proposto no Subcapítulo 3.1 e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do PARF. Diferentes versões (obtidas variando-se arbitrariamente os truncamentos  $P$  e  $M$ ) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em MATLAB. A Tabela 4 mostra os resultados de NMSE obtidos para um intervalo de valores de duração de memória ( $M$ ) e ordem polinomial ( $P$ ). Observe que, para valores idênticos de  $P$  e  $M$ , o modelo proposto, em comparação com o GMP, reduz o NMSE em até 1,8 dB. Portanto, os resultados apresentados na Tabela 4 mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência direta do amplificador de potência de RF.

TABELA 4 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE  $P$  E  $M$ , PARA PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	1º Modelo proposto	Diferença (1º Modelo Proposto - GMP)
$M$	$P$	NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
7	3	-42,3	-43,6	-1,3
7	4	-42,5	-44,1	-1,6
7	5	-42,8	-43,9	-1,1
8	3	-42,9	-44,6	-1,7
8	4	-43,3	-44,9	-1,6
8	5	-43,5	-44,8	-1,3
9	3	-43,0	-44,8	-1,8
9	4	-43,4	-44,9	-1,5
9	5	-43,6	-44,6	-1,0

FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).

Em particular, para o caso onde  $P=3$  e  $M=9$ , foram calculadas as densidades espectrais de potência (PSDs) dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Figura 20. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor, sobretudo na banda principal (de 898 MHz a 902 MHz).

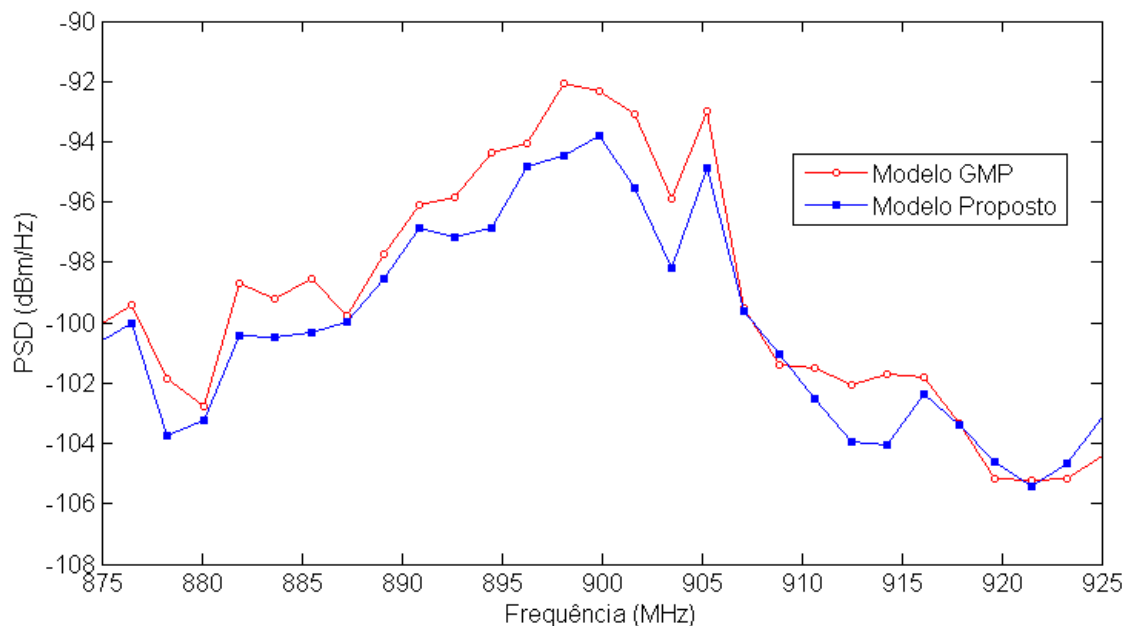


FIGURA 20 - PSD DOS SINAIS DE ERRO PA GaN CLASSE AB. MODELO PROPOSTO E GMP COM  $M=9$  E  $P=3$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.

FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).

Para melhor ilustrar a estimativa fornecida pelo modelo proposto usando  $M=9$  e  $P=3$ , as Figuras 21 e 22 mostram, respectivamente, a conversão modulação em amplitude (AM) para modulação em amplitude (AM), ou seja, a conversão (AM-AM) e a modulação em amplitude para modulação em fase (AM-PM) medidas e estimadas.

Observe que nas Figuras 21 e 22, ambas as diferenças entre as conversões medida e estimada são imperceptíveis, desta forma ilustrando a excelente qualidade da estimativa fornecida pelo modelo proposto para a característica de transferência direta.

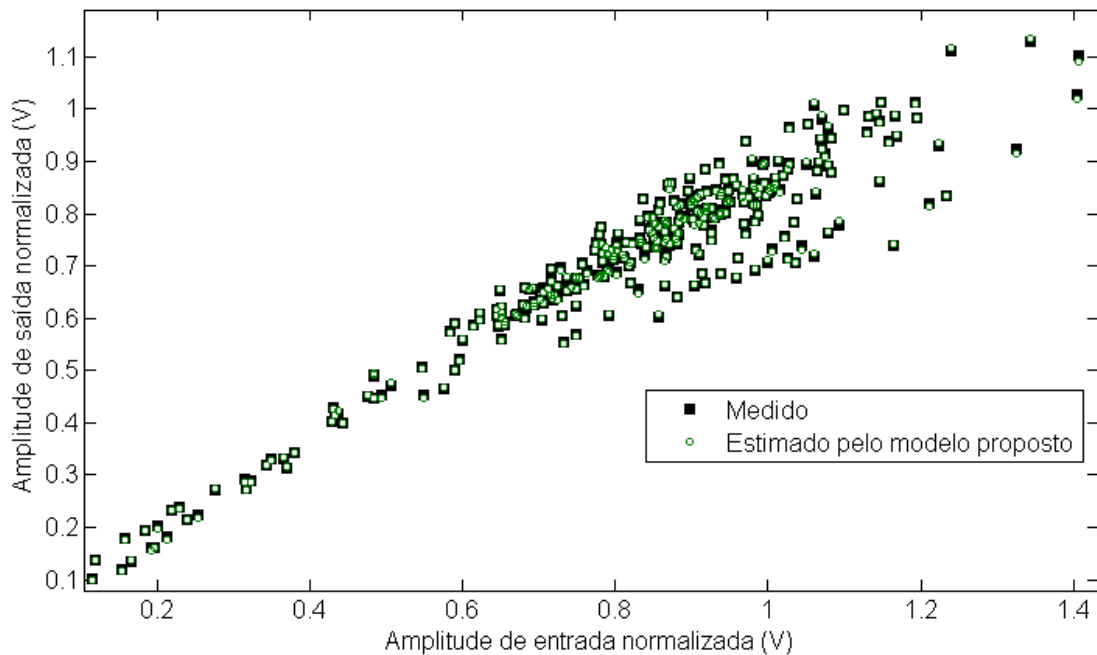


FIGURA 21 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, PA GaN CLASSE AB, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=9$  E  $P=3$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.

FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).

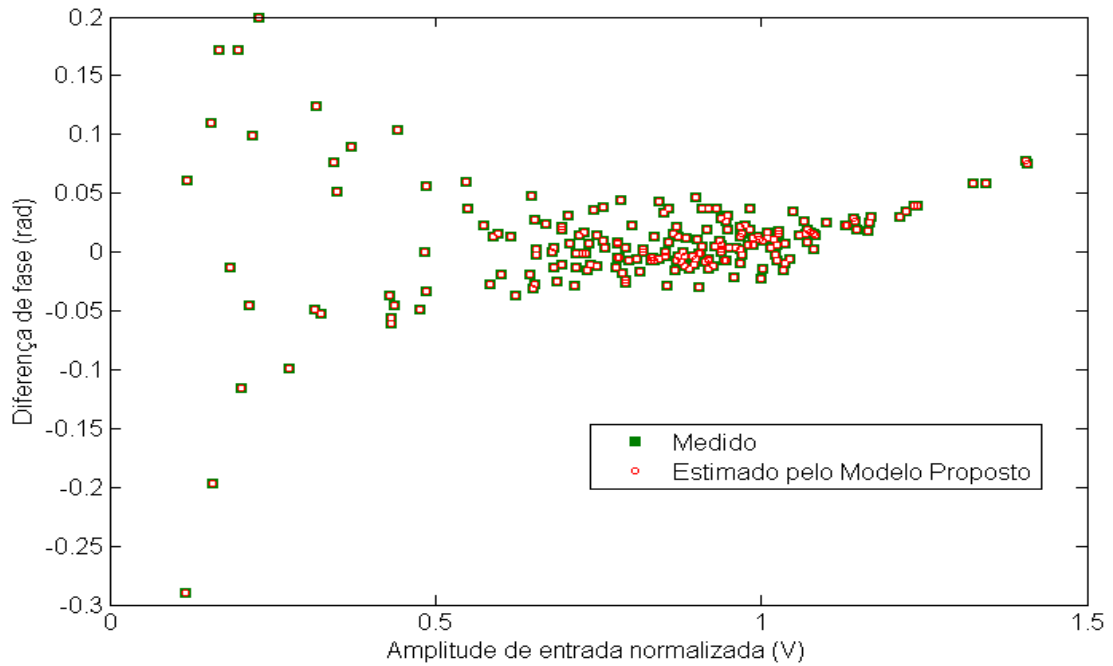


FIGURA 22 – CONVERSÃO AM-PM PA GaN CLASSE AB: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=9$  E  $P=3$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Finalmente, nas Figuras 23 e 24, são apresentadas formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com  $M=9$  e  $P=3$ . Em particular, na Figura 23 são mostradas as componentes reais (ou em fase) das saídas, enquanto que na Figura 24 são mostradas as componentes imaginárias (ou em quadratura) das saídas. Observa-se, pela sobreposição quase perfeita entre as curvas, que o modelo proposto utilizando todos os termos unidimensionais e bidimensionais da série de Volterra cumpriu seu objetivo de emular o comportamento do PA. Nos gráficos foram plotados os 200 primeiros pontos do conjunto de validação.

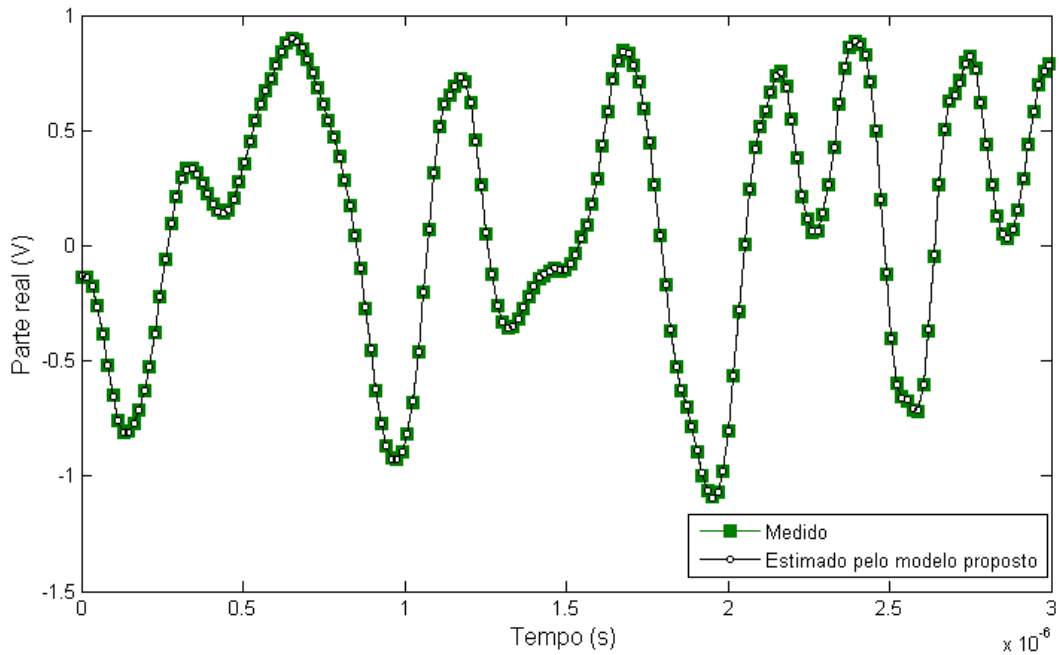


FIGURA 23 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

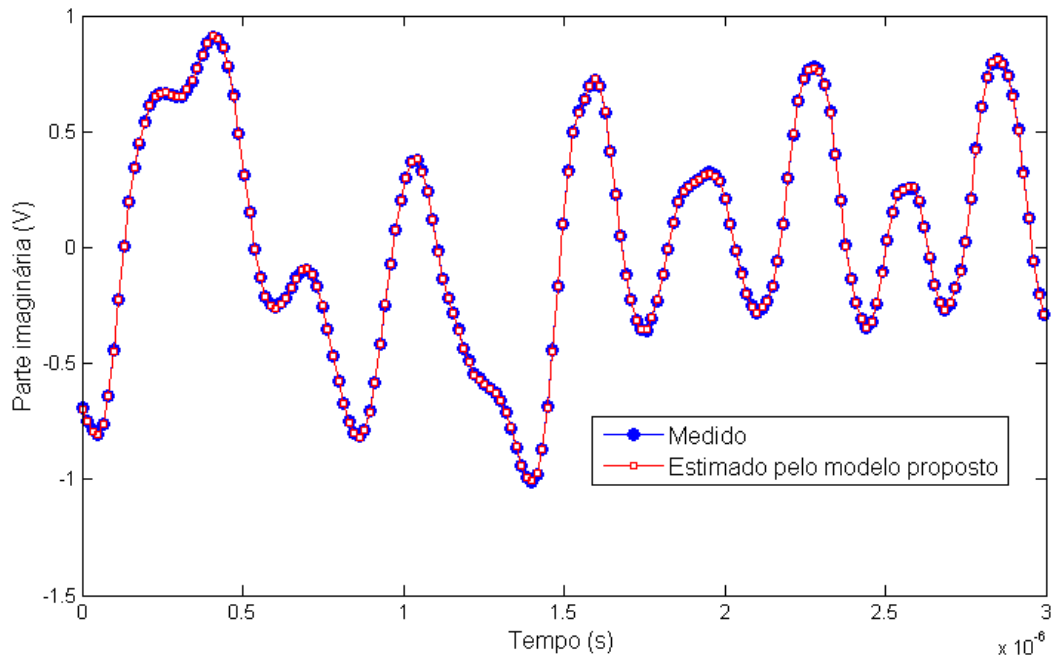


FIGURA 24 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Para a modelagem de característica inversa, os sinais de entrada usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do PARF, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os

sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF. Mais uma vez, diferentes versões (obtidas variando-se os valores de  $P$  e  $M$ , para um intervalo de valores de duração de memória e ordem polinomial) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em MATLAB. A Tabela 5 mostra os resultados de NMSE obtidos. Observe que, para valores idênticos de  $P$  e  $M$ , o modelo proposto reduz o NMSE em até 1,6 dB em comparação com o GMP. Portanto, os resultados apresentados na Tabela 5 mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, também contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência inversa do PARF. Em particular, para o caso onde  $P=5$  e  $M=9$ , foram calculadas as PSDs dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Figura 25. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor em quase todas as frequências mostradas na Figura 25. Adicionalmente, as Figuras 26 e 27 mostram a amplitude instantânea da envoltória de saída (medida e estimada pelo modelo proposto usando  $P=5$  e  $M=9$ ) em função da amplitude instantânea da envoltória de entrada e a modulação em amplitude para modulação em fase (AM-PM) medidas e estimadas. Observe que as características de transferência inversa medida e estimada são praticamente idênticas.

TABELA 5 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE  $P$  E  $M$ , PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	1º Modelo proposto	Diferença (1º Modelo Proposto - GMP)
$M$	$P$	NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
7	3	-35,9	-36,5	-0,6
7	4	-36,8	-37,9	-1,1
7	5	-37,2	-38,5	-1,3
8	3	-36,4	-37,3	-0,9
8	4	-37,4	-38,6	-1,2
8	5	-37,8	-39,1	-1,3
9	3	-36,8	-37,9	-1,1
9	4	-38,0	-39,4	-1,4
9	5	-38,2	-39,8	-1,6

FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).

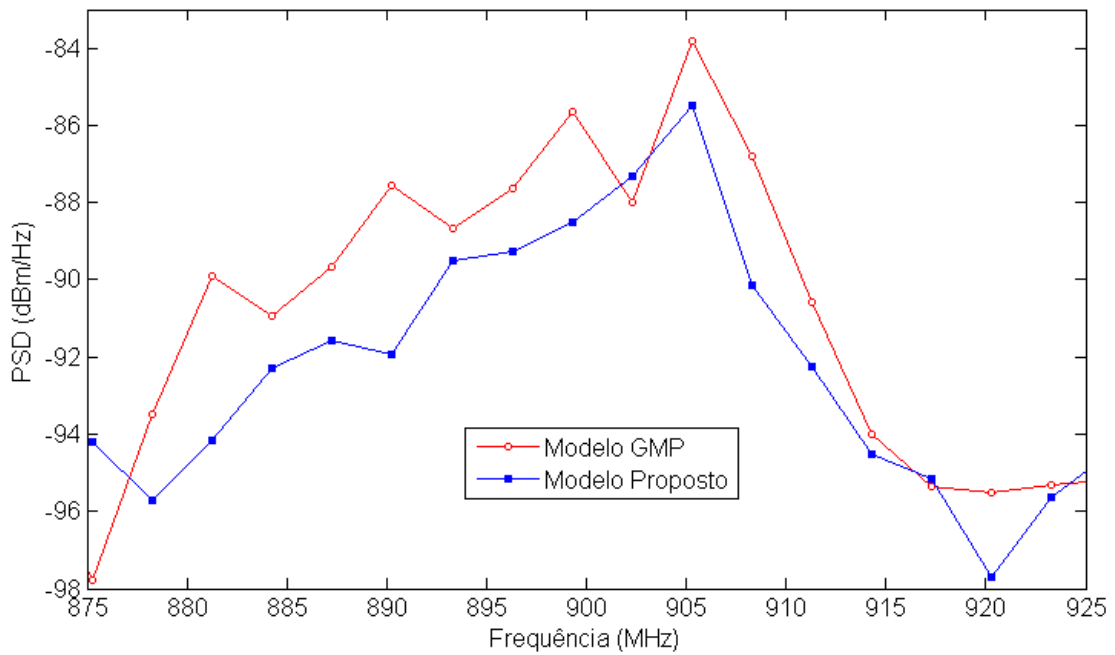


FIGURA 25 - PSD DOS SINAIS DE ERRO PA GaN CLASSE AB: MODELO PROPOSTO E GMP COM  $M=9$  E  $P=5$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.  
 FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).

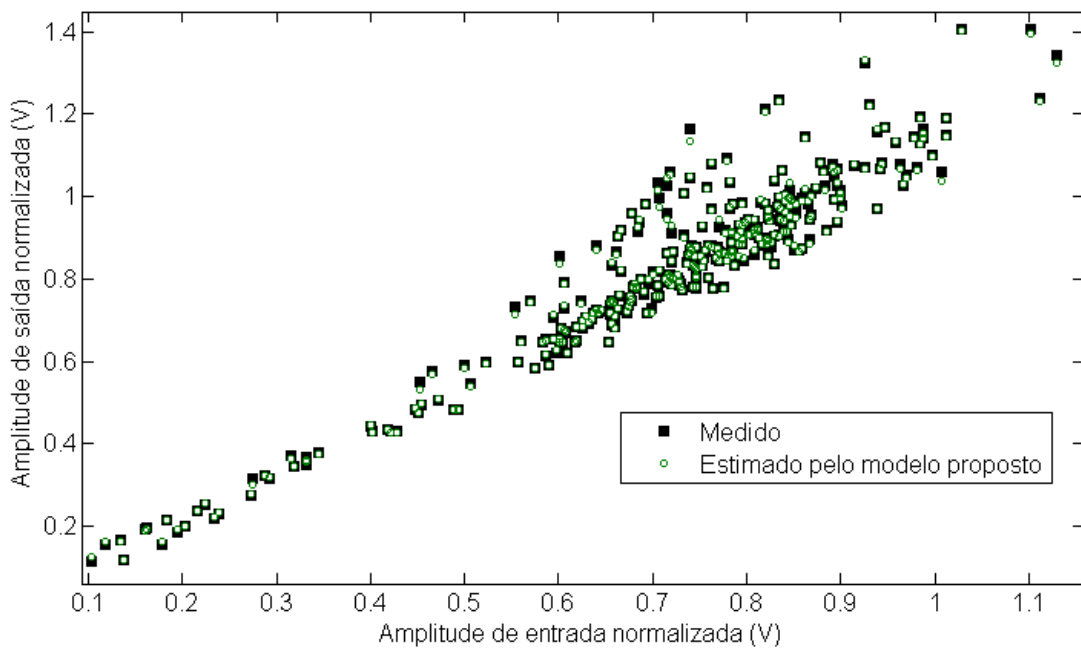


FIGURA 26 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=9$  E  $P=5$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.  
 FONTE: BONFIM; LIMA, (2015).



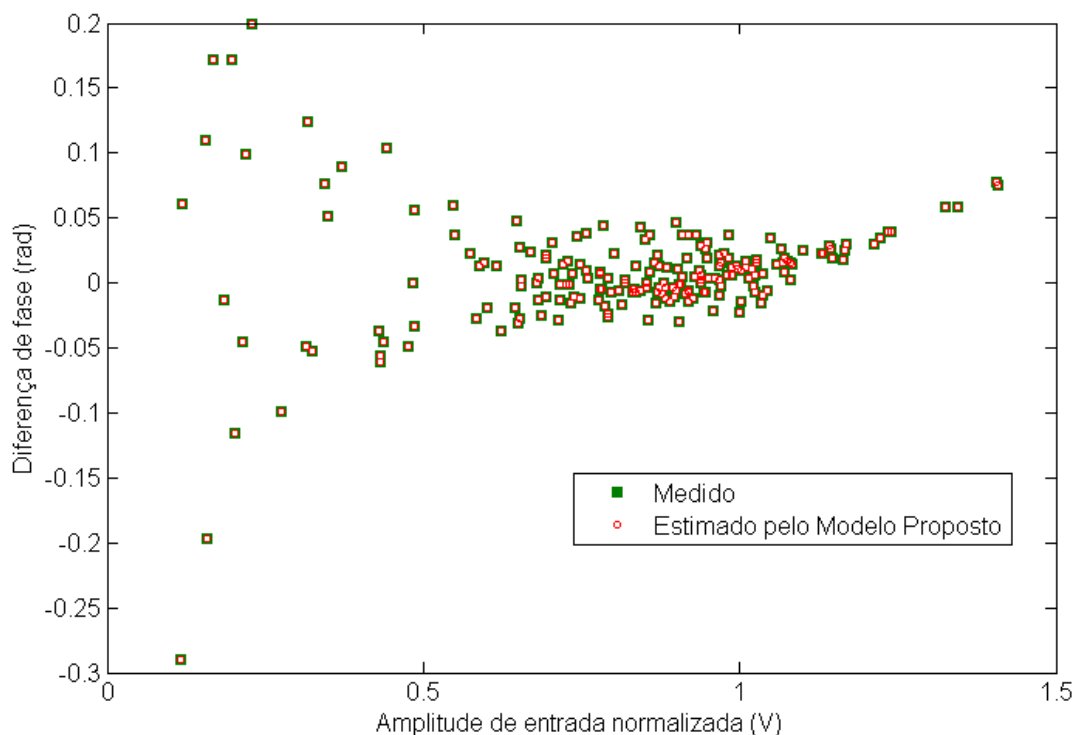


FIGURA 27 – CONVERSÃO AM-PM PA GaN CLASSE AB: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=9$  E  $P=5$ , MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

As Figuras 28 e 29 exibem, para a modelagem das características inversas, as formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com  $P=5$  e  $M=9$ . Em particular, na Figura 28 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 29 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Mais uma vez, observa-se, pela sobreposição quase perfeita das curvas, que o modelo proposto utilizando todos os termos unidimensionais e bidimensionais da série de Volterra cumpriu seu objetivo de emular o comportamento da inversa do PA. Nos gráficos foram plotados os 200 primeiros pontos do conjunto de validação.

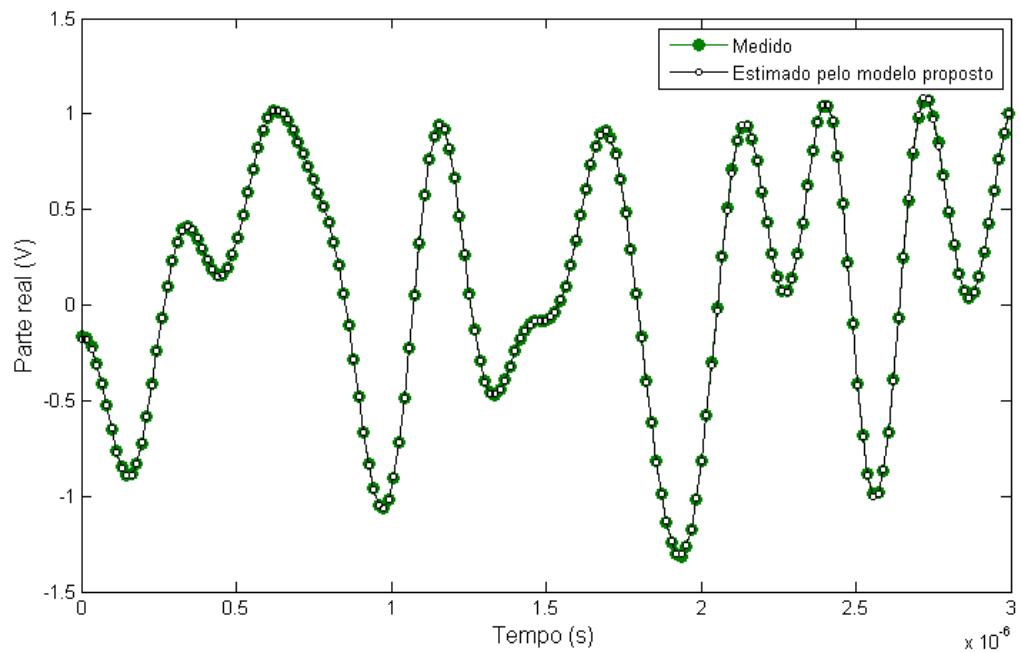


FIGURA 28 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

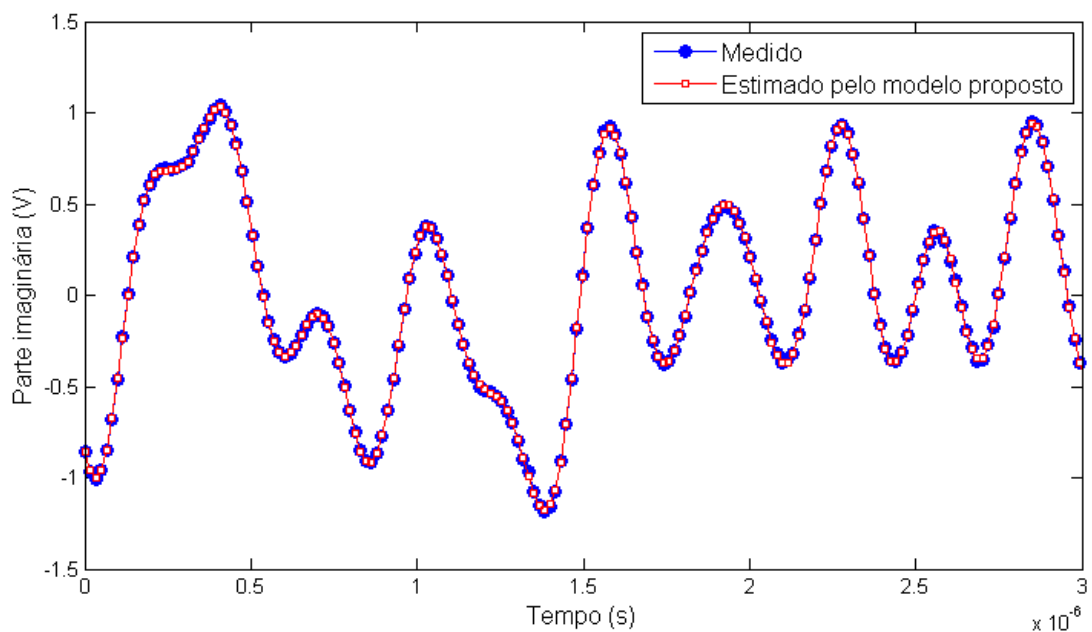


FIGURA 29 - PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

## 4.3.1.b ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 2

Para a segunda comparação foram utilizados os dados simulados no transmissor PARF Doherty, modulado por um sinal LTE OFDMA. Para modelagem de característica direta, os sinais de entrada usados no modelo proposto no Subcapítulo 3.1 e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do PARF. Diferentes versões (obtidas variando-se os truncamentos  $P$  e  $M$ ) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em MATLAB. A Tabela 6 mostra os resultados de NMSE obtidos. Observe que, para valores idênticos de  $P$  e  $M$ , o modelo proposto, em comparação com o GMP, reduz o NMSE em até 4,1 dB. Portanto, os resultados apresentados na Tabela 6 mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência direta do amplificador de potência de RF.

TABELA 6 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE  $P$  E  $M$ . PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	1º Modelo Proposto	Diferença (1º Modelo Proposto - GMP)
		NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
M	P			
2	6	-34,4	-34,8	-0,4
2	7	-35,3	-36,0	-0,6
2	8	-40,5	-41,5	-0,9
2	9	-43,3	-44,5	-1,1
2	10	-43,8	-45,2	-1,5
2	11	-45,7	-47,9	-2,2
2	12	-47,4	-49,9	-2,5
2	13	-47,5	-50,5	-3,0
2	14	-48,7	-52,8	-4,1
2	15	-49,7	-50,6	-1,0

FONTE: O AUTOR (2016).

Em particular, para o caso onde  $M=2$  e  $P=14$ , foram calculadas as densidades espectrais de potência dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Figura 30. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor em todas as faixas ilustradas pela figura.

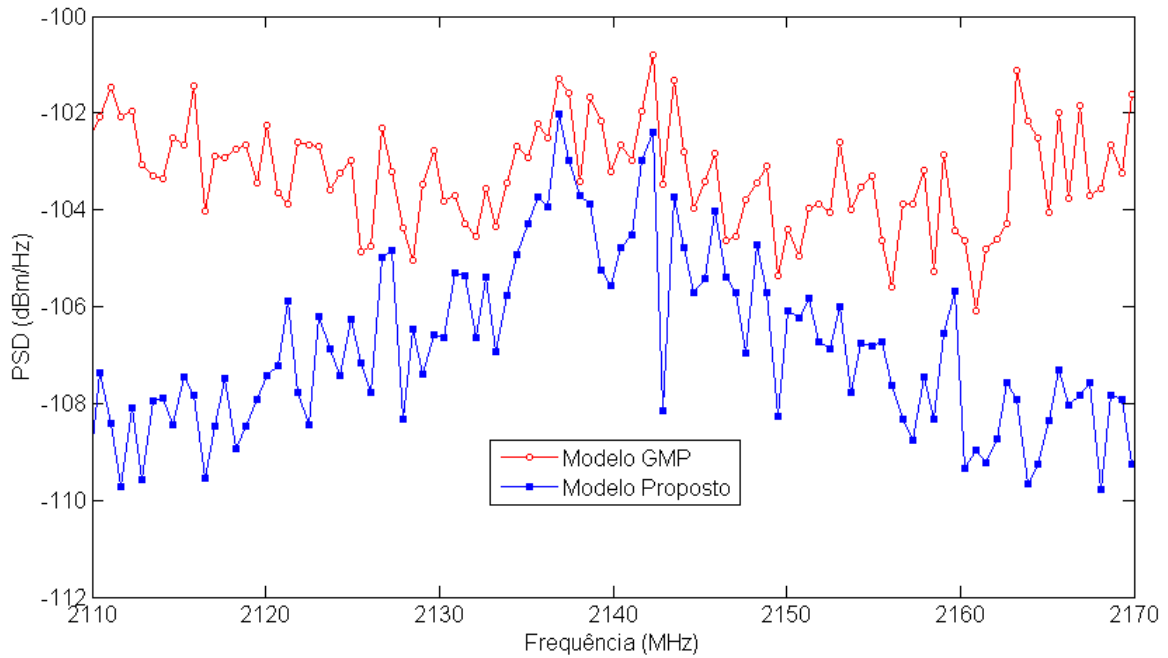


FIGURA 30 - PSD DOS SINAIS DE ERRO, PA GaN DOHERTY: MODELO PROPOSTO E GMP COM  $M=2$  E  $P=14$ , MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

Para melhor ilustrar a estimativa fornecida pelo modelo proposto usando  $M=2$  e  $P=14$ , as Figuras 31 e 32 mostram as conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas pelo modelo proposto usando  $M=2$  e  $P=14$ .

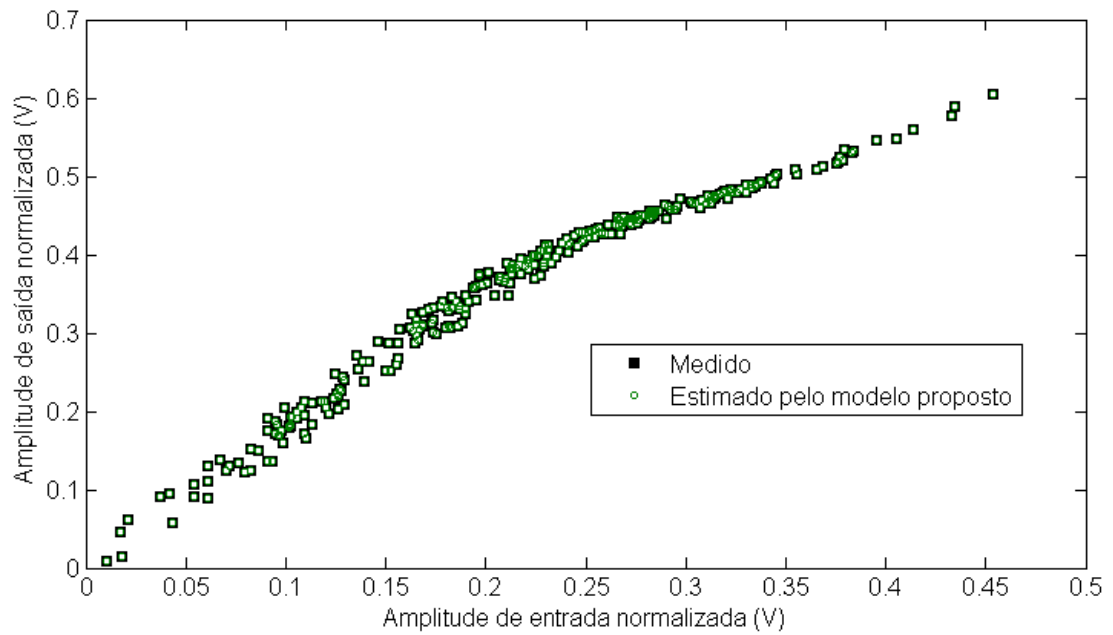


FIGURA 31 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=2$  E  $P=14$ , PA GaN DOHERTY, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

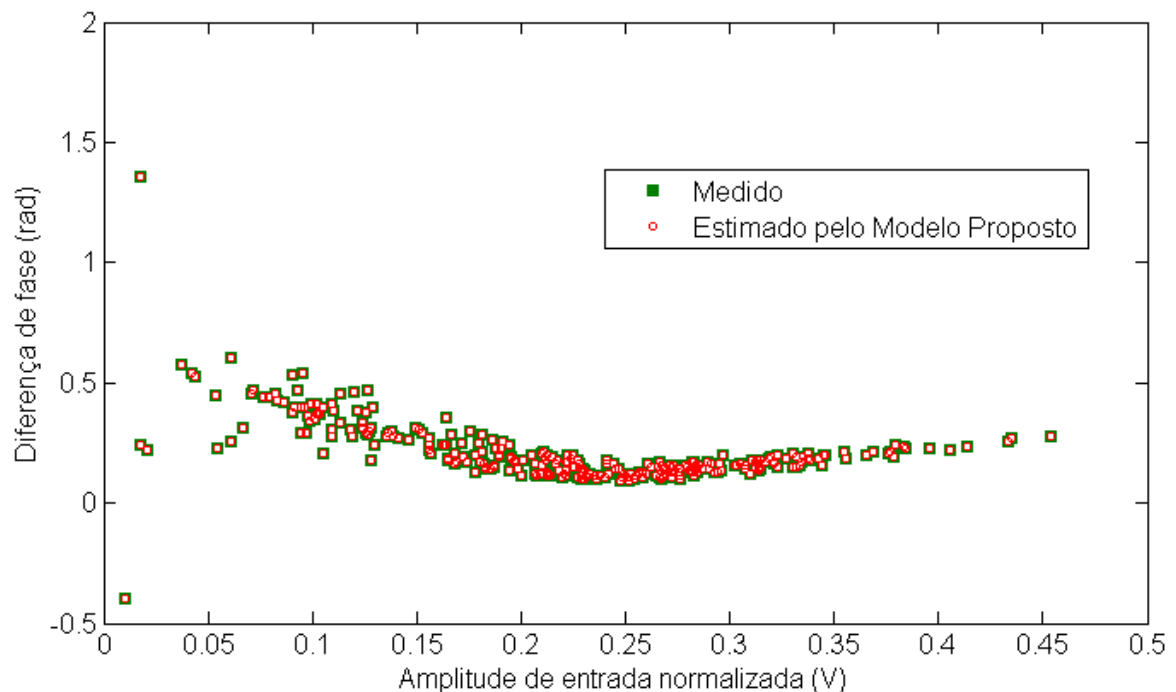


FIGURA 32 - CONVERSÃO AM-PM PA GaN DOHERTY: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=2$  E  $P=14$ , MODULADO POR UM SINAL SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

As Figuras 33 e 34 exibem as formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto. Em particular, na Figura 33 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 34 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observa-se, pela sobreposição quase perfeita das curvas, que o modelo proposto utilizando todos os termos unidimensionais e bidimensionais cumpriu seu objetivo de emular o comportamento do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

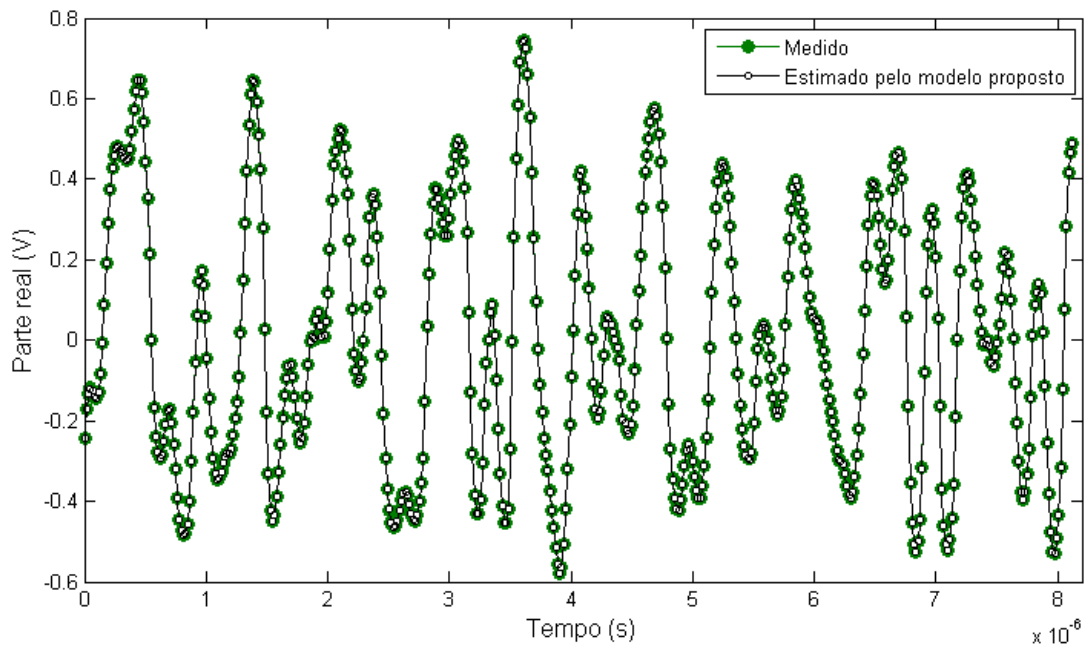


FIGURA 33 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

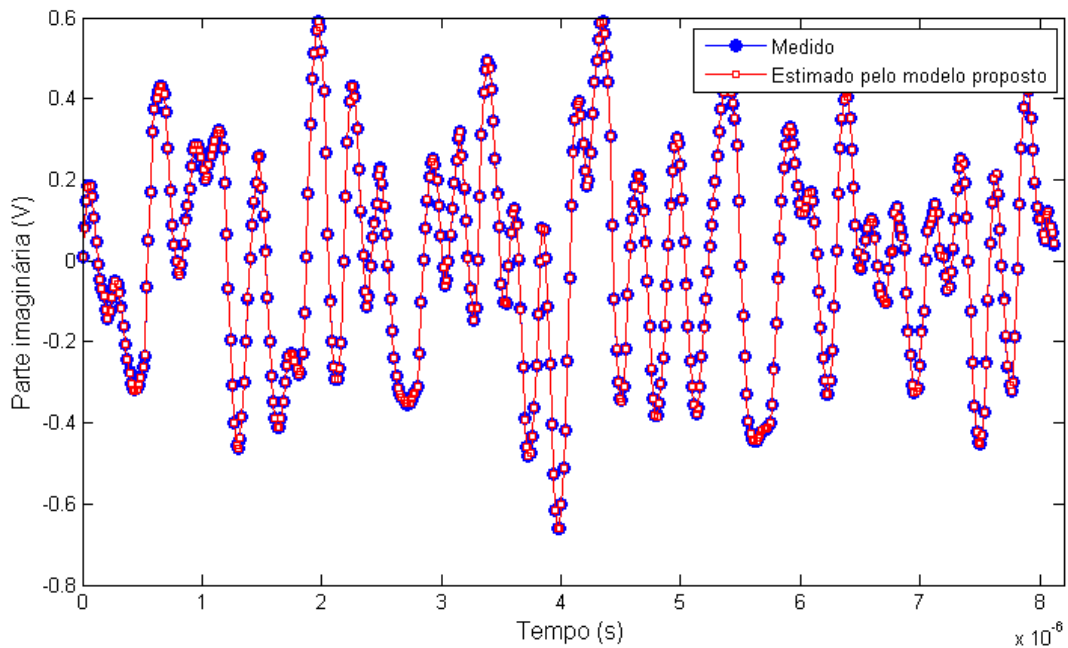


FIGURA 34 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Para a modelagem de característica inversa, os sinais de entrada usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do PARF, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF. Mais uma vez, diferentes versões (obtidas variando-se os valores de  $P$  e  $M$ ) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em MATLAB. A Tabela 7 mostra os resultados de NMSE obtidos. Observe que, para valores idênticos de  $P$  e  $M$ , o modelo proposto reduz o NMSE em até 1,6 dB em comparação com o GMP. Portanto, os resultados apresentados na Tabela 7 mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, também contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência inversa do PARF.

TABELA 7 - RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE  $P$  E  $M$ , PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	1º Modelo Proposto	Diferença (1º Modelo Proposto - GMP)
$M$	$P$	NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
4	3	-26,8	-27,1	-0,2
4	4	-28,9	-29,5	-0,6
4	5	-29,7	-30,8	-1,1
4	6	-34,7	-35,4	-0,7
4	7	-35,6	-36,7	-1,0
4	8	-37,4	-38,6	-1,2
4	9	-37,8	-39,4	-1,6
4	10	-41,1	-41,7	-0,6
4	11	-42,3	-43,2	-0,9
4	12	-43,6	-44,0	-0,4

FONTE: O AUTOR (2016).

Em particular, para o caso onde  $M=4$  e  $P=9$ , foram calculadas as PSDs dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Figura 35. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor em quase todas as frequências mostradas na Figura 35. Adicionalmente, as Figuras 36 e 37 mostram as conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas pelo modelo proposto usando  $M=4$  e  $P=9$ . Observe que as características de transferência inversa medida e estimada são praticamente idênticas.



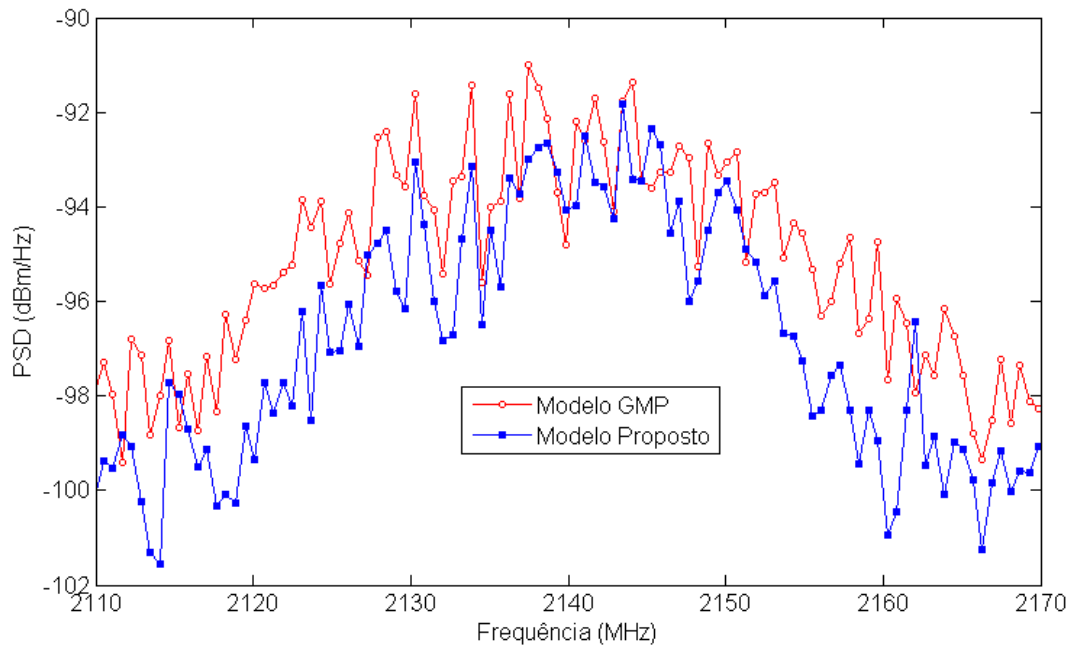


FIGURA 35 - PSD DOS SINAIS DE ERRO, PA GaN DOHERTY. MODELO PROPOSTO E GMP COM  $M=4$  E  $P=9$ , MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

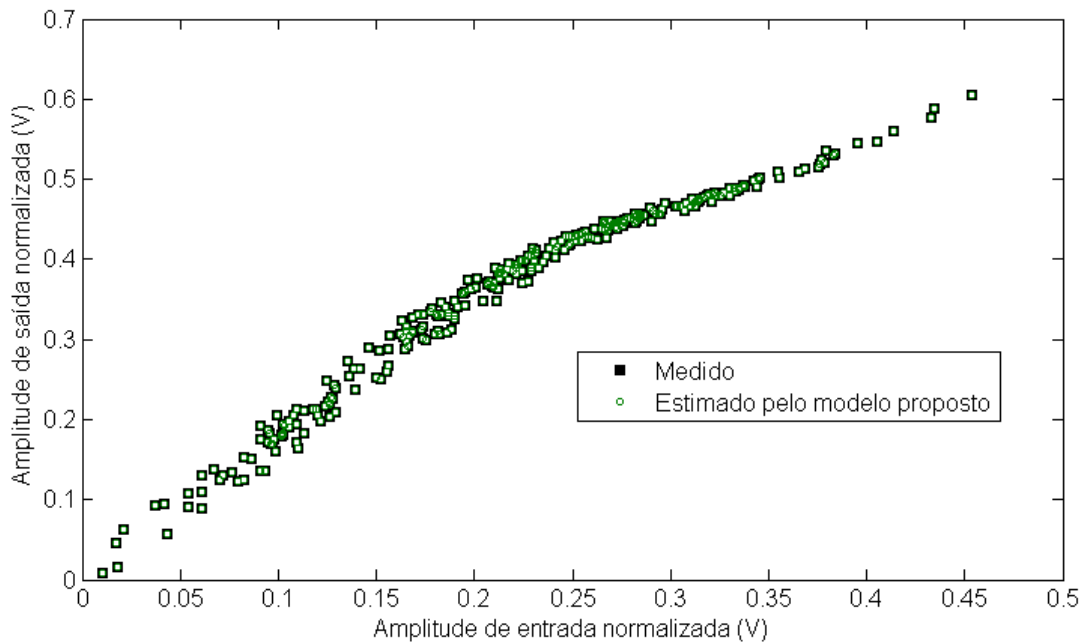


FIGURA 36 - RELAÇÕES ENTRE AS AMPLITUDES INSTANTÂNEAS DE SAÍDA E ENTRADA, MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=4$  E  $P=9$ , PA GaN DOHERTY, MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

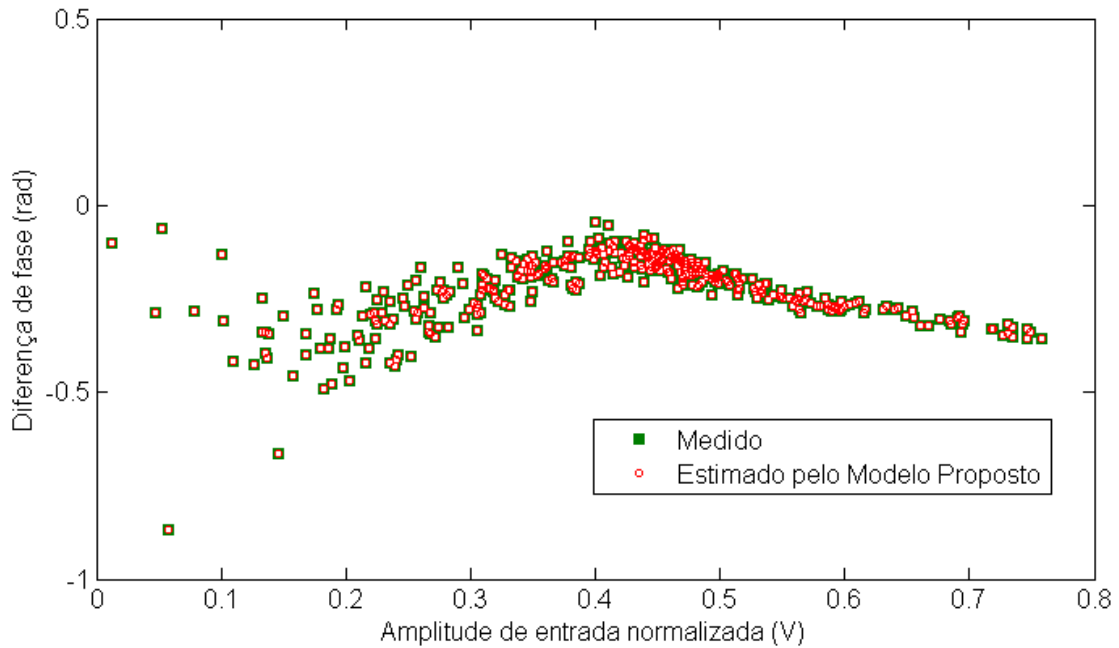


FIGURA 37 - CONVERSÃO AM-PM PA GaN DOHERTY: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO USANDO  $M=4$  E  $P=9$ , MODULADO POR UM SINAL SINAL LTE OFDMA  
 FONTE: O AUTOR (2016).

As formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com  $M=4$  e  $P=9$  são ilustradas pelas Figuras 38 e 39. Em particular, na Figura 38 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 39 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observe-se, pela sobreposição quase perfeita das curvas, que o modelo proposto utilizando todos os termos unidimensionais e bidimensionais cumpriu seu objetivo de emular o comportamento da inversa do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

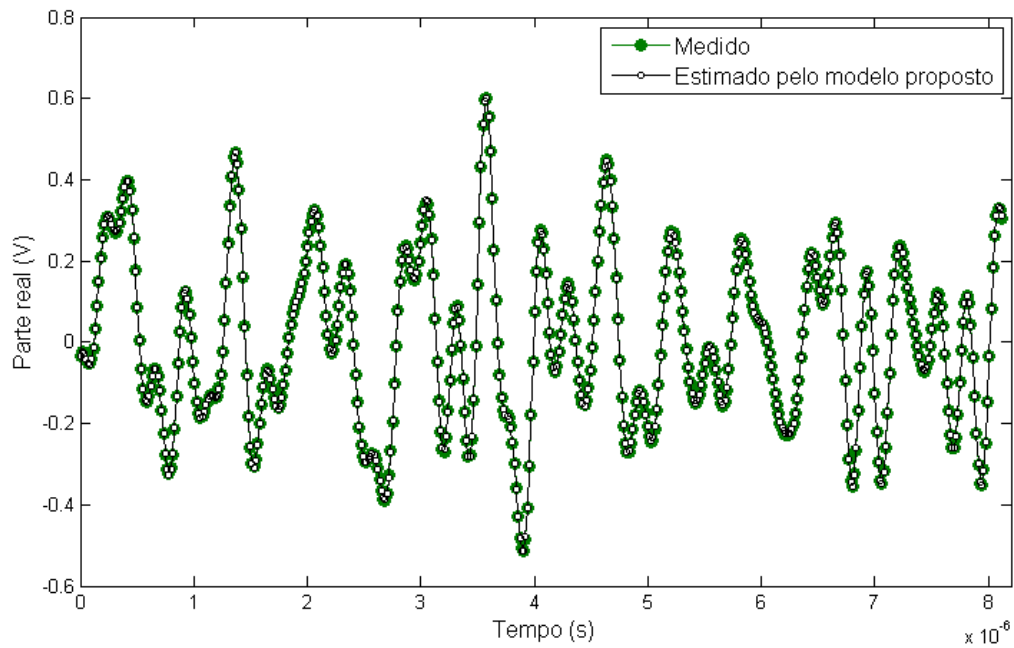


FIGURA 38 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY MODULADO POR UM SINAL 3GPP LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

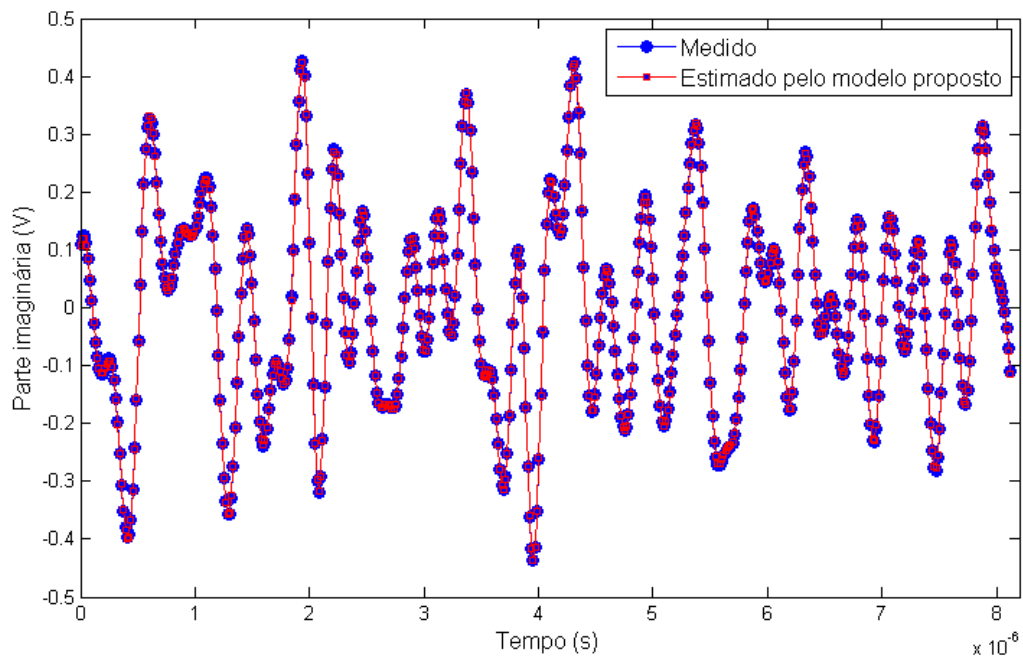


FIGURA 39 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN DOHERTY. FONTE: O AUTOR (2016).

#### 4.3.2 RESULTADOS DO SEGUNDO MODELO PROPOSTO COM A INTRODUÇÃO DE UM TRUNCAMENTO ADICIONAL DE ORDEM POLINOMIAL

Nesta seção, são exibidos os resultados encontrados para a modelagem comportamental equivalente passa-baixas do modelo apresentado no Subcapítulo 3.2, onde foi proposto um modelo baseado em série de Volterra modificada pela introdução de um fator de truncamento adicional, que pode assumir qualquer valor inteiro entre 0 e  $P-1$ . As precisões do modelo proposto e do GMP são comparativamente investigadas. A complexidade computacional é estimada pelo número de parâmetros necessários pelo modelo, variando os três fatores de truncamento, ou seja,  $M$ ,  $P$  e  $S$ , e também os dois fatores de truncamento para o modelo GMP,  $M$  e  $P$ . Em particular, foram definidos os seguintes intervalos para os fatores de truncamento do modelo proposto para o PA Doherty HEMT:  $M$  variando de 1 a 2,  $P$  de 2 a 44 e  $S$  de 0 a 2. Já para o GMP, foi definido os mesmos fatores de truncamento, no entanto o fator  $S$  foi zerado, ou seja,  $S=0$ . Já o número de parâmetros foi limitado arbitrariamente em até 410 parâmetros.

Já para o PA GaN Classe AB foram definidos os seguintes intervalos para os fatores de truncamento para o modelo proposto:  $M$  de 1 a 15,  $P$  de 1 a 5 e  $S$  de 0 a 1. Da mesma forma, para o GMP foram definidos os mesmos fatores de truncamento e o fator  $S$  foi zerado. Já o número de parâmetros foi limitado arbitrariamente em até 610 parâmetros.

##### 4.3.2.a ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 1

Primeiramente, foram utilizados os dados simulados no PARF Doherty HEMT. A Figura 40 mostra o resultado NMSE como função do número de parâmetros alcançados pelo modelo proposto comparado com o modelo GMP para a modelagem da característica de transferência direta.

Dois observações principais podem ser obtidas da Figura 40. Primeiro, em um cenário de número semelhante de parâmetros, o modelo proposto sempre apresenta um erro de modelagem mais baixo que o GMP. Segundo, o menor NMSE

obtido pelo modelo GMP é -50,6 dB, enquanto que o menor NMSE obtido pelo modelo proposto é igual a -54,0 dB. Portanto, o modelo proposto pode reduzir o NMSE do erro de modelagem em até 3,4 dB.

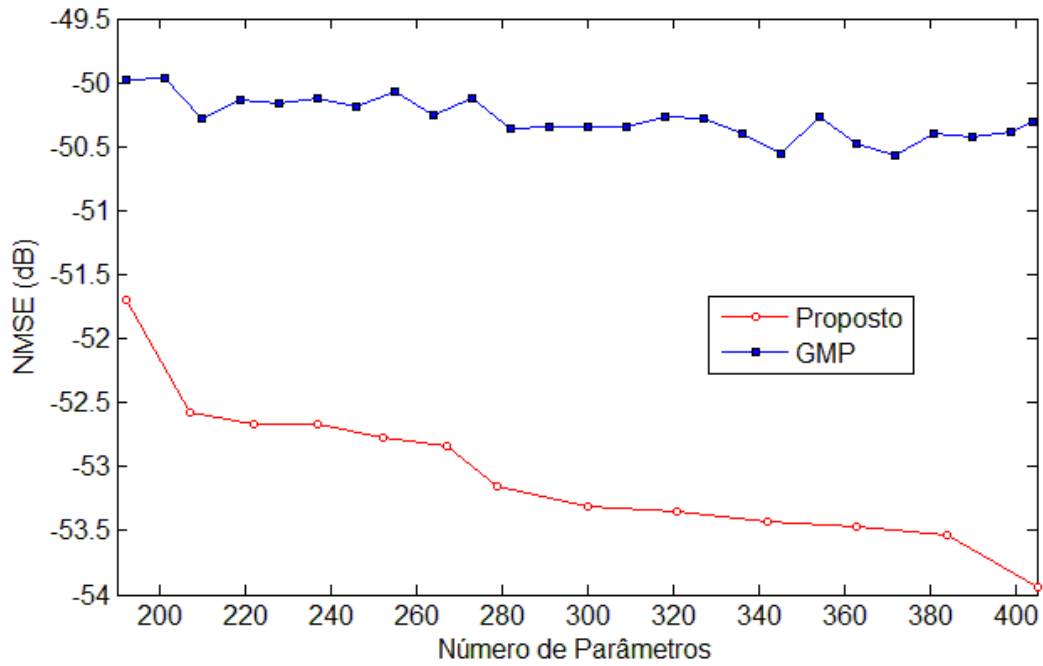


FIGURA 40 - RESULTADO DO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS: MODELO PROPOSTO E GMP, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

Outra análise comparativa entre o modelo proposto no Subcapítulo 3.2 e o GMP é ilustrado pela Figura 41. A Figura 41 mostra a densidade espectral de potência (PSD) dos dois sinais de erro. Um sinal de erro é obtido tomando a diferença entre a saída desejada e saída estimada pelo modelo proposto tendo 405 parâmetros. Outro sinal de erro é dado pela diferença entre a saída desejada e a saída estimada pelo modelo GMP tendo 404 parâmetros. Observe que, em um caso de um número similar de parâmetros, a PSD do sinal de erro produzido pelo modelo proposto é significativamente menor que a PSD do sinal de erro devido ao modelo GMP. Além disso, o modelo proposto apresenta um desempenho superior em todas as frequências mostradas.

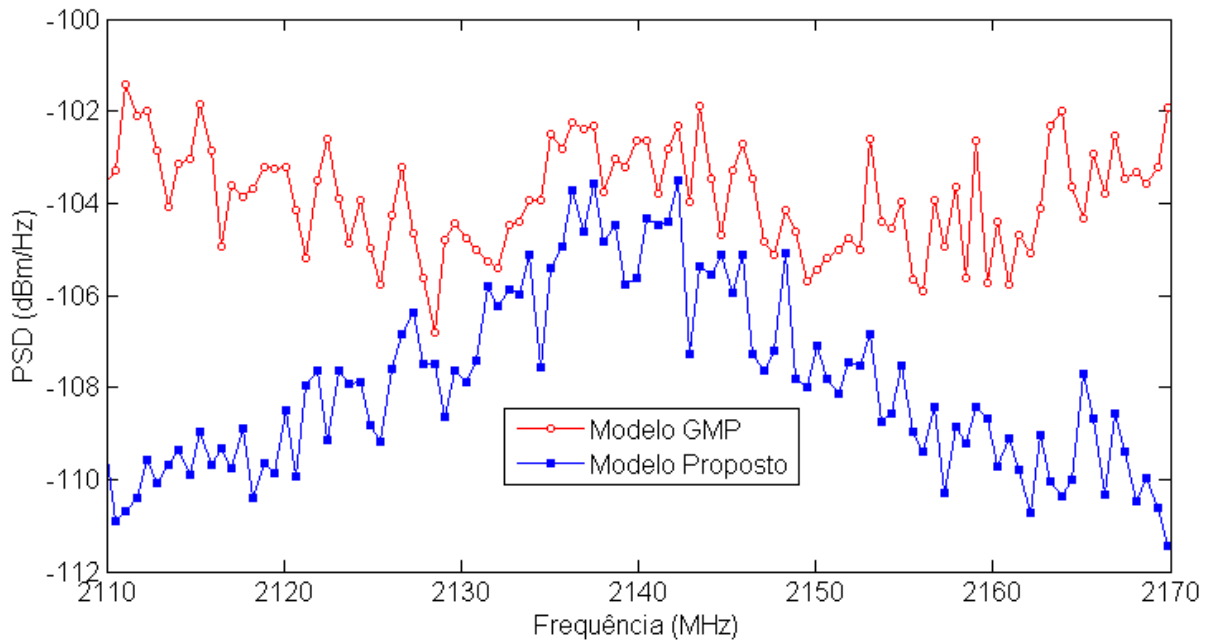


FIGURA 41 – PSD DO SINAL DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 405 PARÂMETROS E O GMP TEM 404 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

Até agora, as Figuras 40 e 41 mostraram que, neste caso de estudo, o modelo proposto pode fornecer um melhor compromisso entre o erro de modelagem e a complexidade computacional do que o modelo GMP. Neste momento, a atenção é focada em investigar o quão são boas as estimativas fornecidas pelo modelo proposto. Para este fim, as Figuras 42 e 43 mostram, respectivamente, as conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas pelo modelo proposto. Observe que nas Figuras 42 e 43, ambas as diferenças entre as conversões medida e estimada são imperceptíveis, desta forma ilustrando a excelente qualidade de estimativas fornecidas pelo modelo proposto.

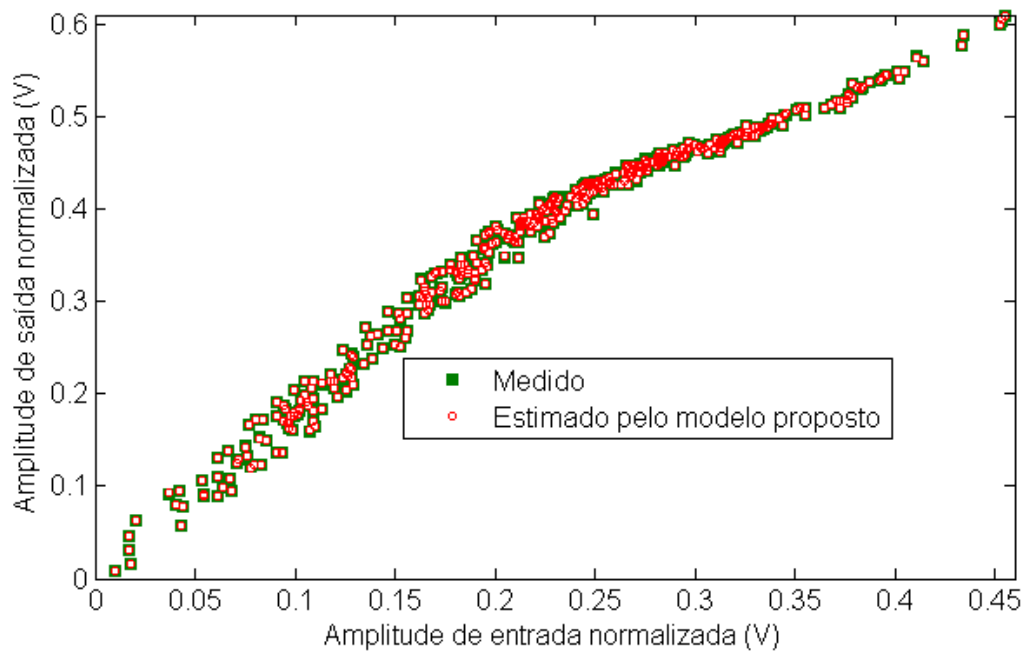


FIGURA 42 - CURVA CARACTERÍSTICA AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 405 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

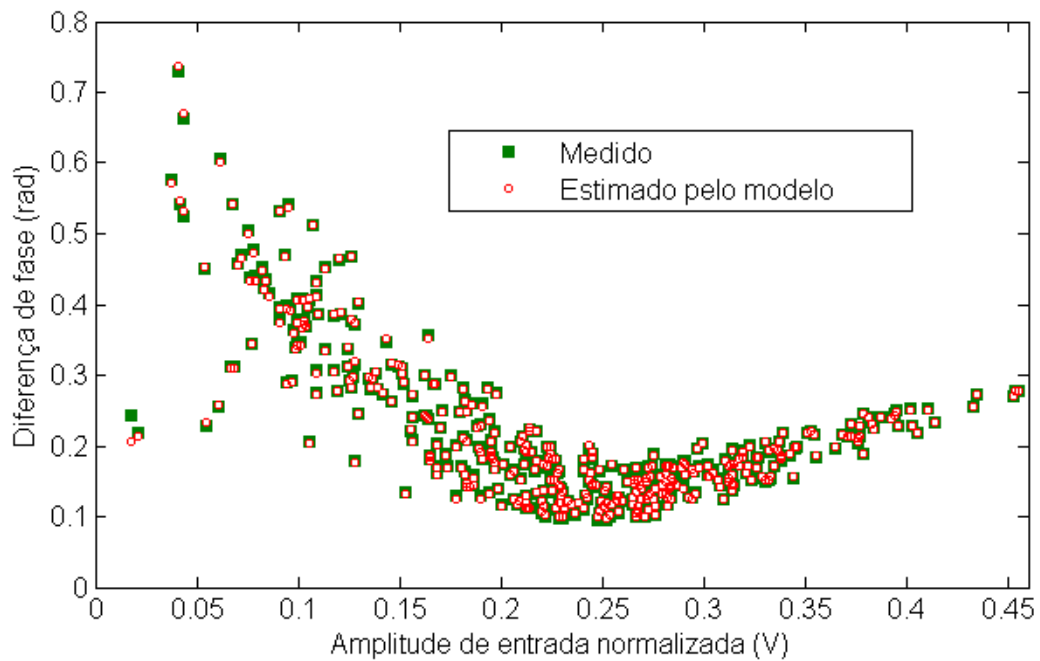


FIGURA 43 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 405 PARÂMETROS PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

Finalmente, nas Figuras 44 e 45 são apresentadas formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com 405 parâmetros. Em particular, na Figura 44 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 45 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observa-se, pela sobreposição quase perfeita entre as curvas, que o modelo proposto cumpriu seu objetivo de emular o comportamento do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

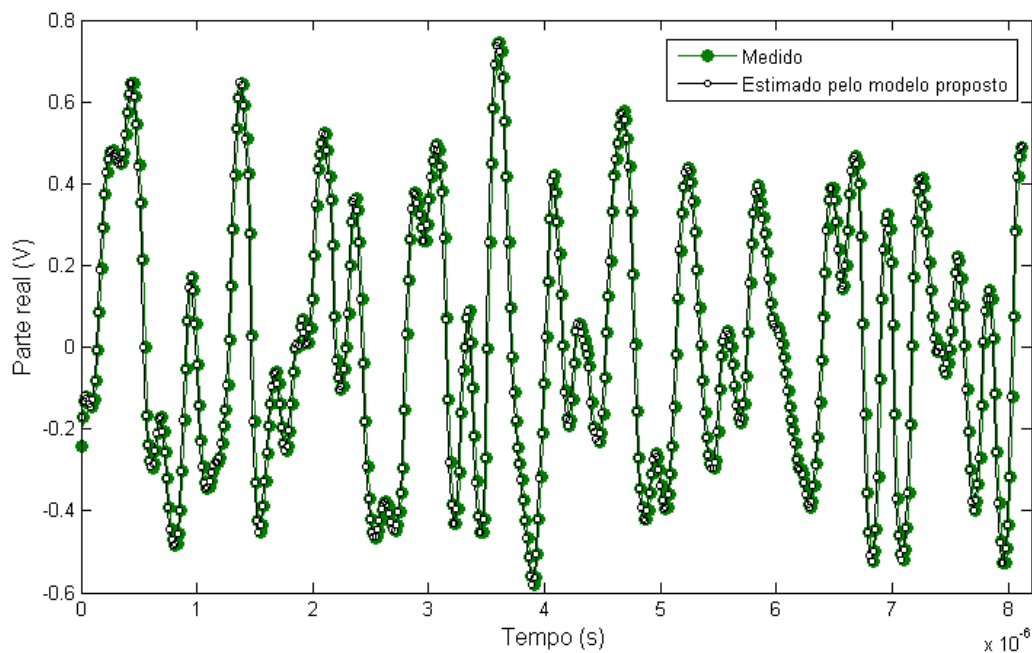


FIGURA 44 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).



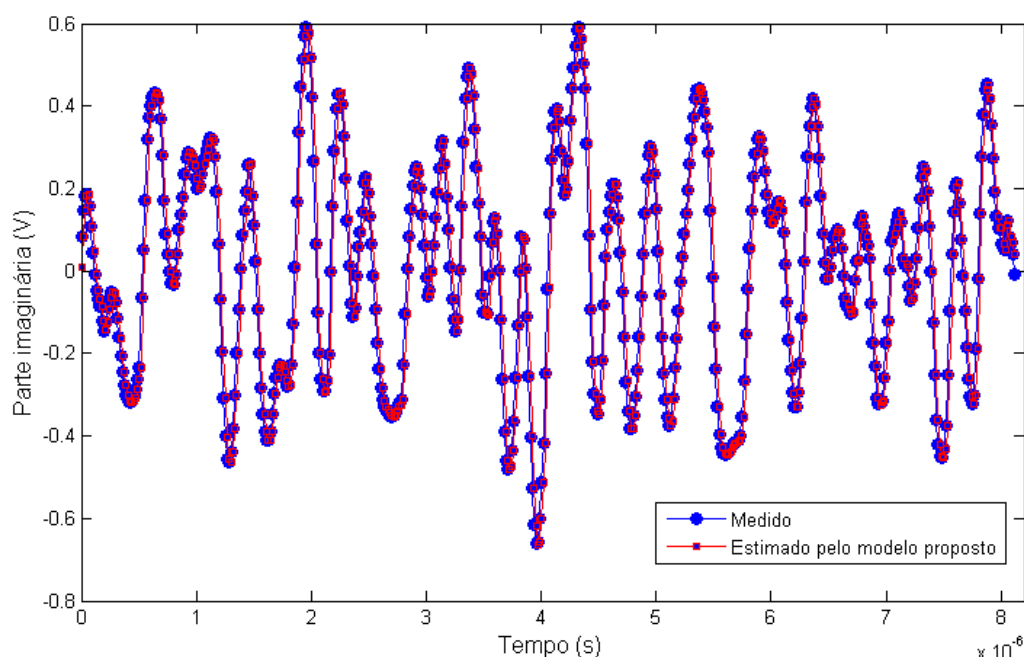


FIGURA 45 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Para a modelagem de característica inversa, os sinais de entrada usados no modelo proposto e GMP também são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do PARF, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF. Mais uma vez, diferentes versões (obtidas variando-se os valores de  $S$ ,  $P$  e  $M$ ) do modelo proposto e ( $P$  e  $M$ ) para o GMP foram implementadas em MATLAB. A Figura 46 mostra o resultado NMSE como função do número de parâmetros alcançados pelo modelo proposto comparado com o modelo anterior (GMP) para a modelagem de característica de transferência inversa. Em um cenário de número semelhante de parâmetros, o modelo proposto apresenta um erro de modelagem similar ao GMP. Cumpre ressaltar que, na Figura 46, são mostrados apenas os melhores resultados de NMSE. Isso significa que, para ser incluído na Figura 46, o resultado de NMSE de uma determinada combinação de valores de truncamentos deve ter sido menor do que o resultado de NMSE para qualquer outra combinação de valores de truncamentos que resultem em uma quantidade menor ou igual de coeficientes. Dessa forma, para o intervalo entre 150 e 200 parâmetros, apenas o modelo proposto foi capaz de produzir modelos que reduzem o NMSE em relação a modelos com menos

coeficientes. Além disso, foram incluídos segmentos de reta com o único propósito de conectar dois resultados consecutivos de NMSE.

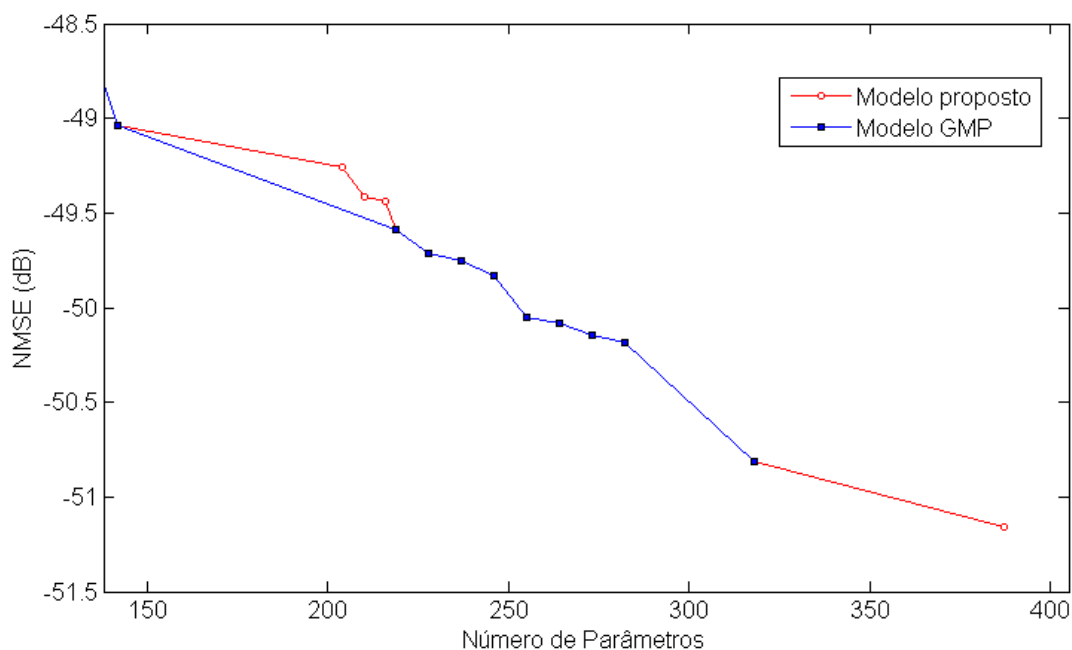


FIGURA 46 - RESULTADO DO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS: MODELO PROPOSTO E GMP, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Outra análise comparativa entre o modelo proposto no Subcapítulo 3.2 e o GMP é ilustrado pela Figura 47. A Figura 47 mostra a densidade espectral de potência dos dois sinais de erro. Um sinal de erro é obtido tomando a diferença entre a saída desejada e saída estimada pelo modelo proposto tendo 387 parâmetros. Outro sinal de erro é dado pela diferença entre a saída desejada e a saída estimada pelo modelo GMP tendo 318 parâmetros.

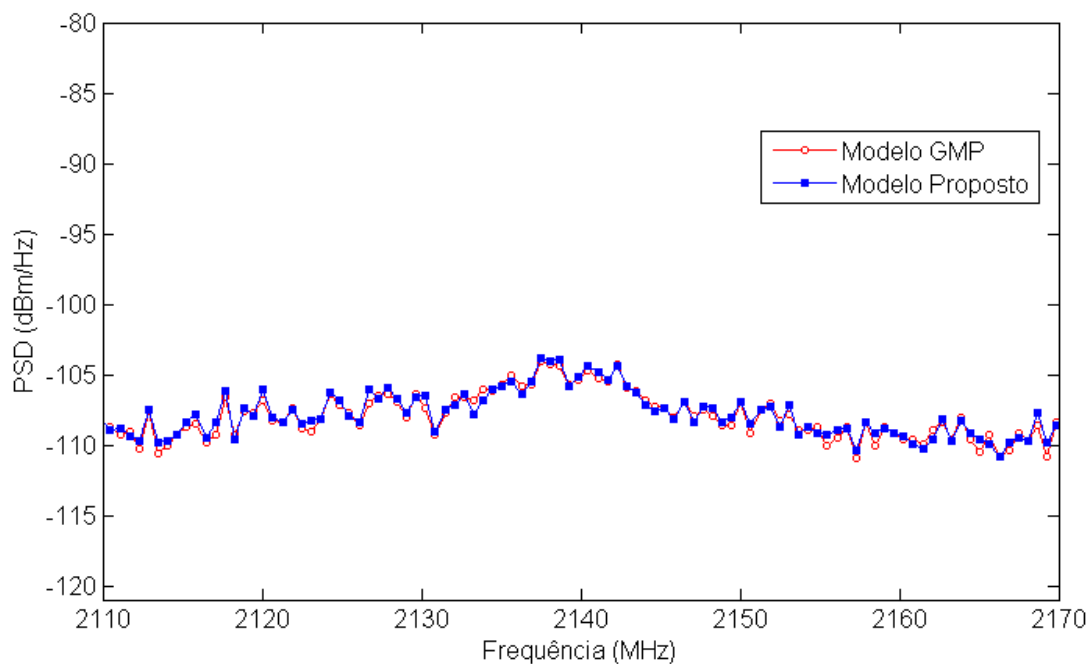


FIGURA 47 – PSD DO SINAL DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 387 PARÂMETROS E O GMP TEM 318 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Neste momento, a atenção é focada em investigar o quão são boas as estimativas fornecidas pelo modelo proposto. Para este fim, as Figuras 48 e 49 mostram, respectivamente, as conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas pelo modelo proposto.

Observe que nas Figuras 48 e 49, ambas as diferenças entre as conversões medida e estimada são imperceptíveis, desta forma ilustrando a qualidade de estimativas fornecidas pelo modelo proposto.

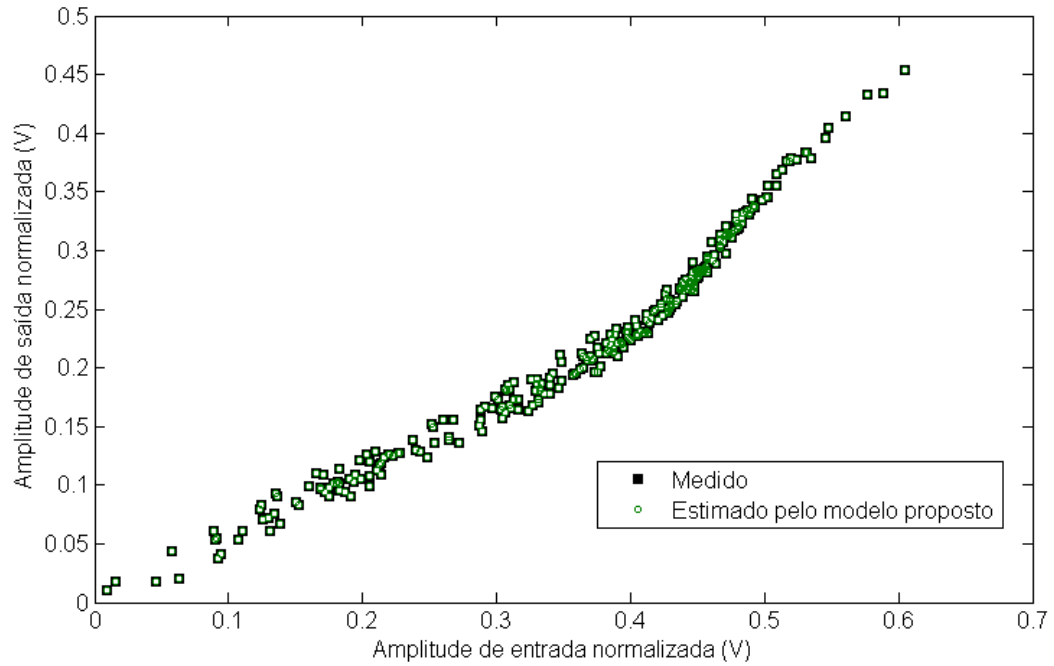


FIGURA 48 - CURVA CARACTERÍSTICA AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 387 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

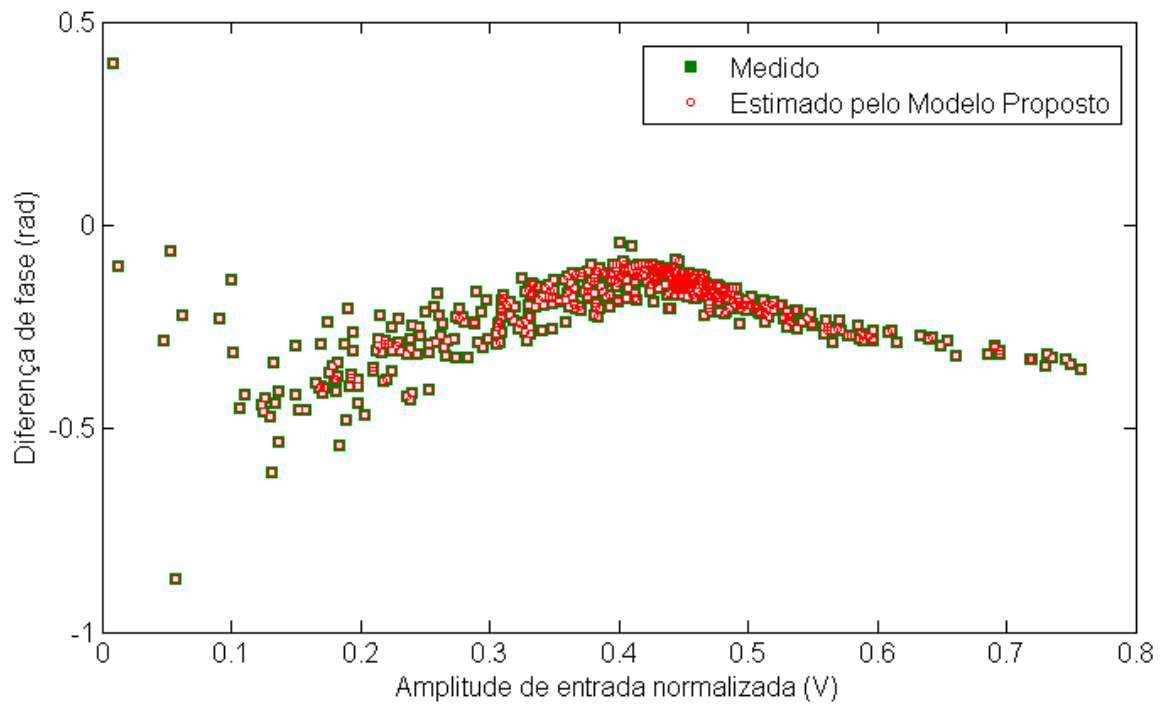


FIGURA 49 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 387 PARÂMETROS, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Finalmente, nas Figuras 50 e 51 são apresentadas formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com 387 parâmetros. Em particular, na Figura 50 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 51 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observa-se, pela sobreposição quase perfeita entre as curvas, que o modelo proposto cumpriu seu objetivo de emular o comportamento da inversa do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

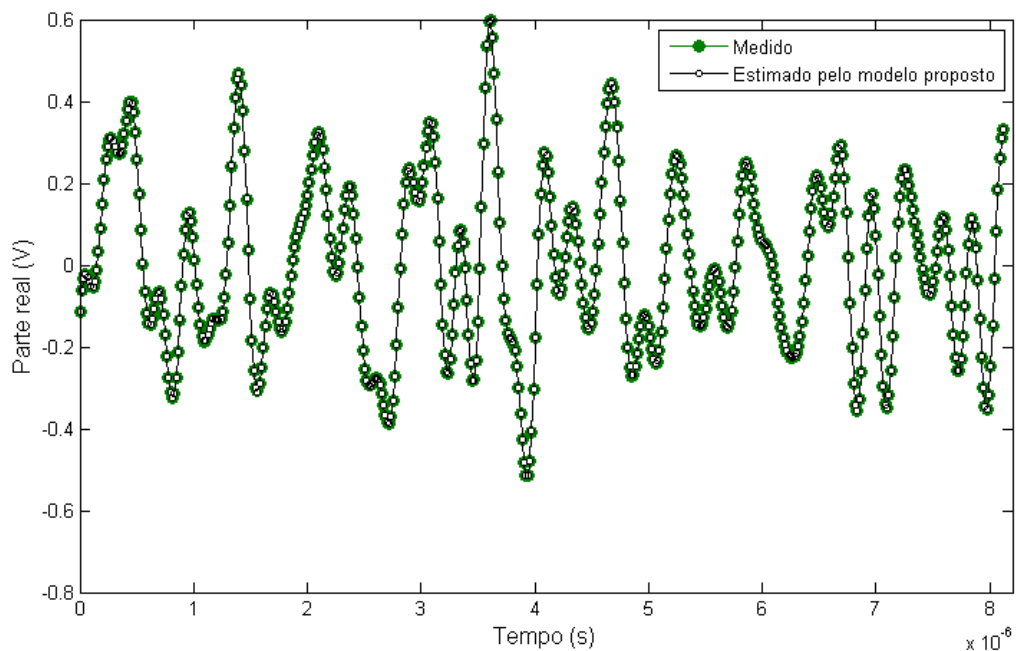


FIGURA 50 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

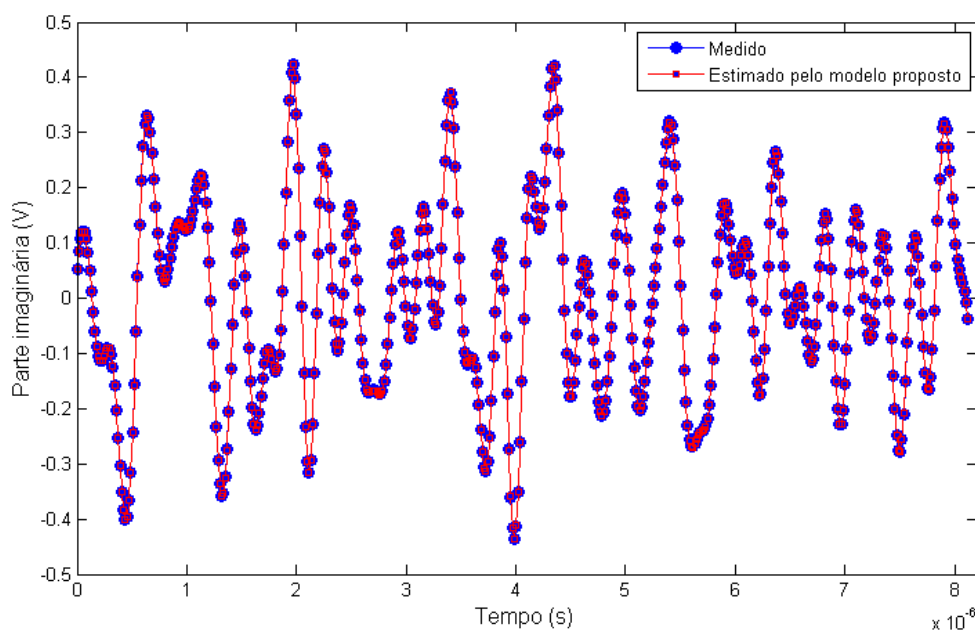


FIGURA 51 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA DOHERTY MODULADO POR UM SINAL LTE OFDMA.  
 FONTE: O AUTOR (2016).

#### 4.3.2.b ESTUDO DE CASO UTILIZANDO O TRANSMISSOR 2

Nesse momento, em um segundo cenário de comparação, são usados os dados de entrada e saída medidos no PARF GaN Classe AB modulado por sinal 3GPP WCDMA, inicialmente para a modelagem de característica direta.

A Figura 52 mostra o resultado de NMSE como uma função do número de parâmetros alcançados pelo modelo proposto e pelo modelo anterior GMP. Observe que, em um cenário similar de número de parâmetros, o modelo proposto sempre mostra um menor erro de modelagem em comparação com o GMP. Especialmente o menor NMSE obtido pelo modelo GMP é igual a  $-44,7$  dB, enquanto o menor NMSE obtido pelo modelo proposto é igual a  $-46,0$  dB. Portanto, o modelo proposto pode reduzir o erro de modelagem em até  $1,3$  dB. De fato, o modelo GMP precisa de 602 parâmetros para alcançar o melhor valor de NMSE, ou seja,  $-44,7$  dB, enquanto o modelo proposto com 243 parâmetros pode alcançar um valor de NMSE de  $-44,6$  dB.

A Figura 53 mostra a PSD para os dois sinais de erro. Um sinal de erro é obtido tomando a diferença entre a saída medida e a saída estimada pelo modelo proposto, tendo 588 parâmetros. Outro sinal de erro é dado pela diferença entre a saída medida e a saída estimada pelo modelo do GMP com 602 parâmetros.

As Figuras 52 e 53 ilustram que, mais uma vez, o modelo proposto com um fator de truncamento adicional  $S$  proporciona um melhor compromisso entre erro de modelagem e complexidade computacional do que o modelo anterior GMP.

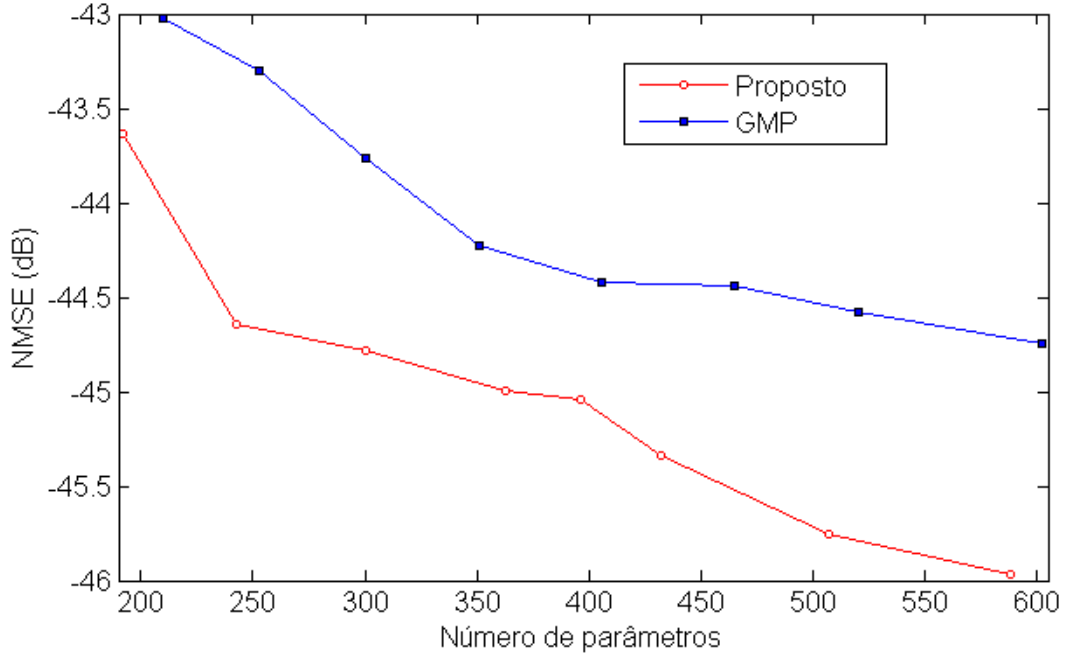


FIGURA 52 - RESULTADO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS (MODELO PROPOSTO E GMP), PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

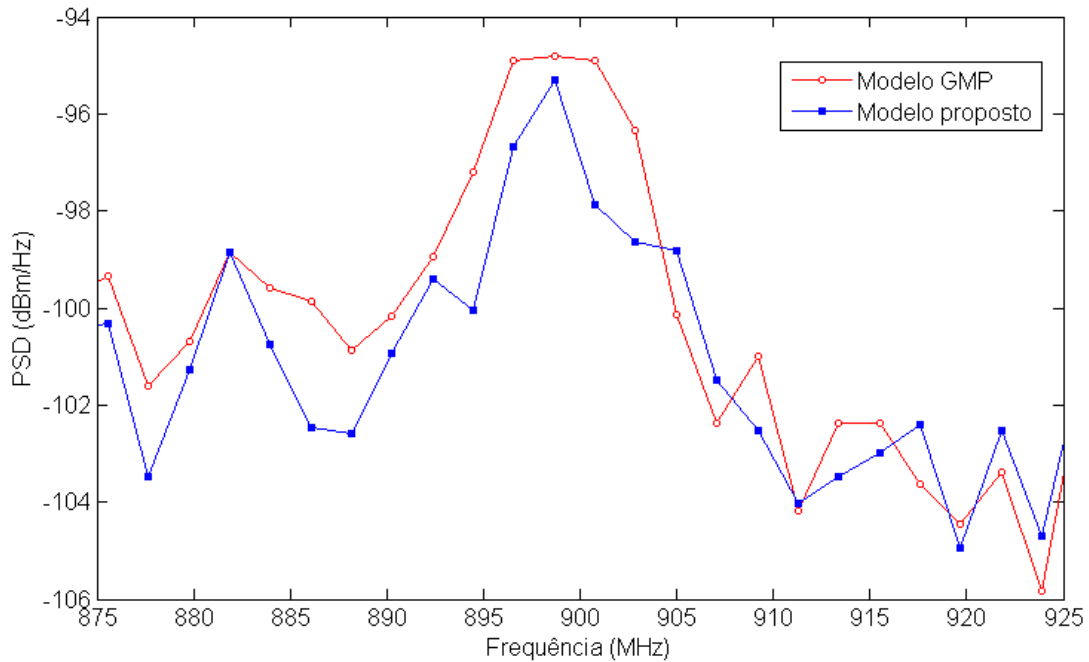


FIGURA 53 - PSD DOS SINAIS DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 588 PARÂMETROS E O GMP TEM 602 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

As conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas mostradas respectivamente nas Figuras 54 e 55 são incluídas para certificar a precisão extremamente alta das estimativas fornecidas pelo modelo proposto.

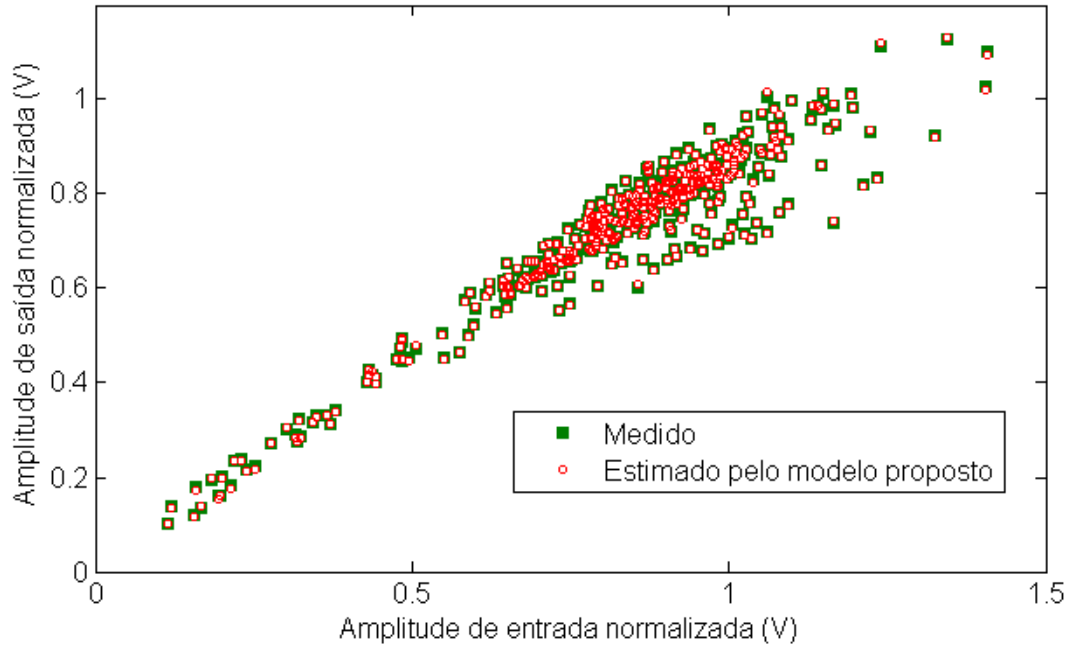


FIGURA 54 - CONVERSÃO AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 588 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).

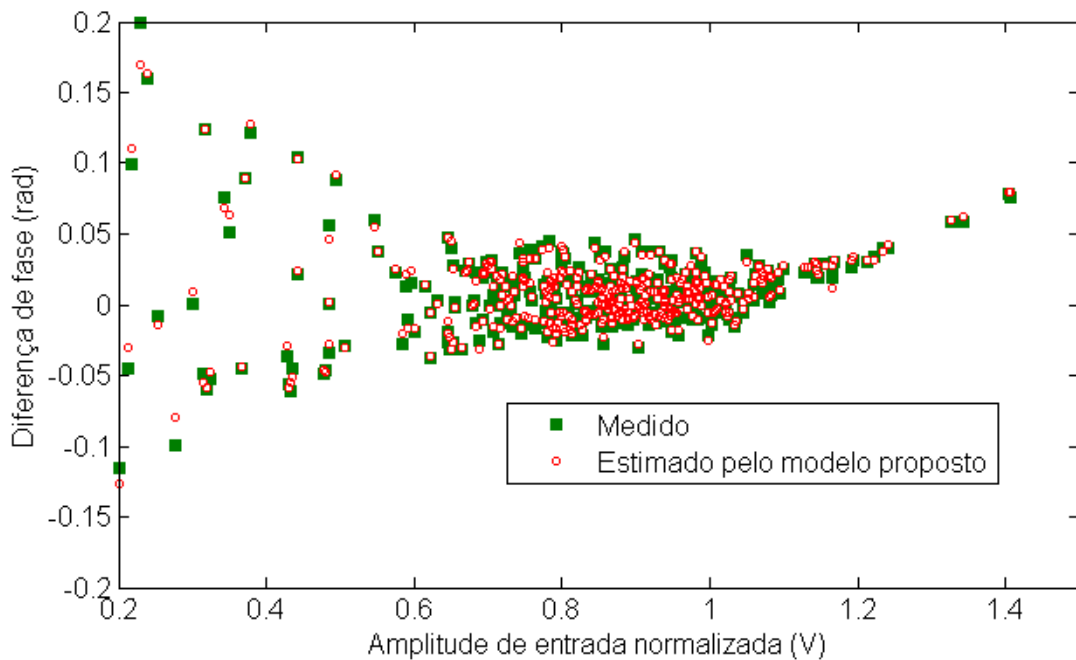


FIGURA 55 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 588 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: BONFIM; LIMA, (2016).



Nas Figuras 56 e 57 são apresentadas formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com 588 parâmetros. Em particular, na Figura 56 são mostradas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 57 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observe-se, pela sobreposição quase perfeita entre as curvas, que o modelo proposto cumpriu seu objetivo de emular o comportamento do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

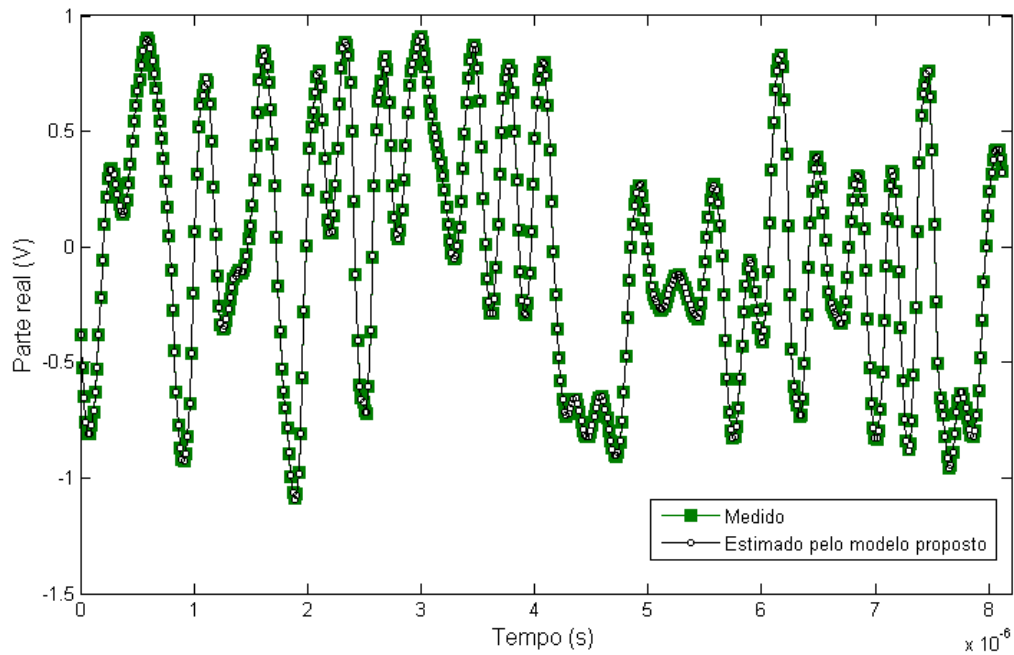


FIGURA 56 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

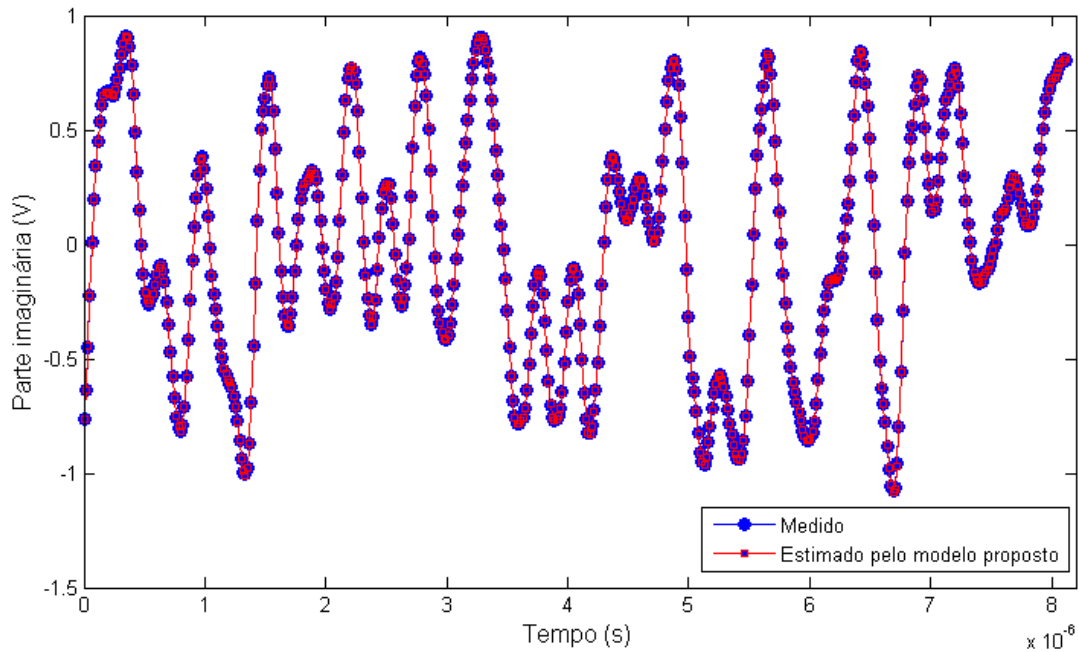


FIGURA 57 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Para a modelagem de característica inversa, mais uma vez, diferentes versões (obtidas variando-se os valores de  $S$ ,  $P$  e  $M$ ) do modelo proposto e ( $P$  e  $M$ ) para o GMP foram implementadas em MATLAB.

A Figura 58 mostra o resultado de NMSE como uma função do número de parâmetros alcançados pelo modelo proposto e pelo modelo anterior GMP. Observe que, em um cenário similar de número de parâmetros, o modelo proposto sempre mostra um erro de modelagem menor ou igual ao GMP. Especialmente o menor NMSE obtido pelo modelo GMP é igual a  $-39,2$  dB, enquanto o menor NMSE obtido pelo modelo proposto é igual a  $-39,8$  dB. Portanto, o modelo proposto pode reduzir o erro de modelagem em até  $0,6$  dB. De fato, o modelo GMP precisa de 600 parâmetros para alcançar o valor de NMSE de  $-39,2$ , enquanto o modelo proposto com 600 parâmetros pode alcançar um valor de NMSE de  $-39,8$  dB. A Figura 59 mostra a PSD para os dois sinais de erro. Um sinal de erro é obtido tomando a diferença entre a saída medida e a saída estimada pelo modelo proposto, tendo 594 parâmetros. Outro sinal de erro é dado pela diferença entre a saída medida e a saída estimada pelo modelo do GMP com 602 parâmetros.

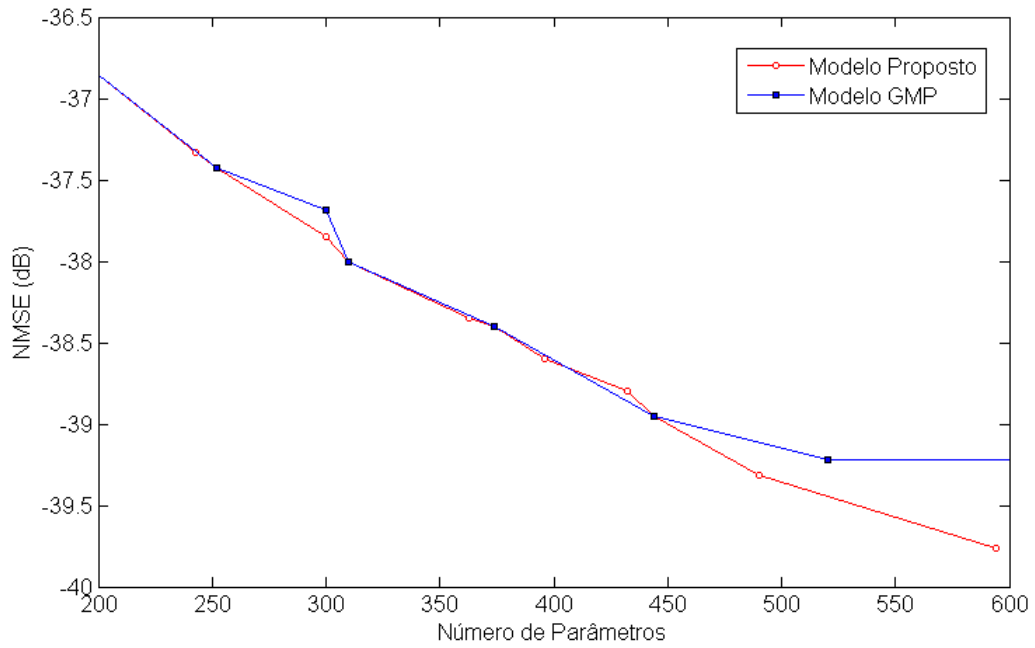


FIGURA 58 - RESULTADO NMSE COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE PARÂMETROS (MODELO PROPOSTO E GMP), PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

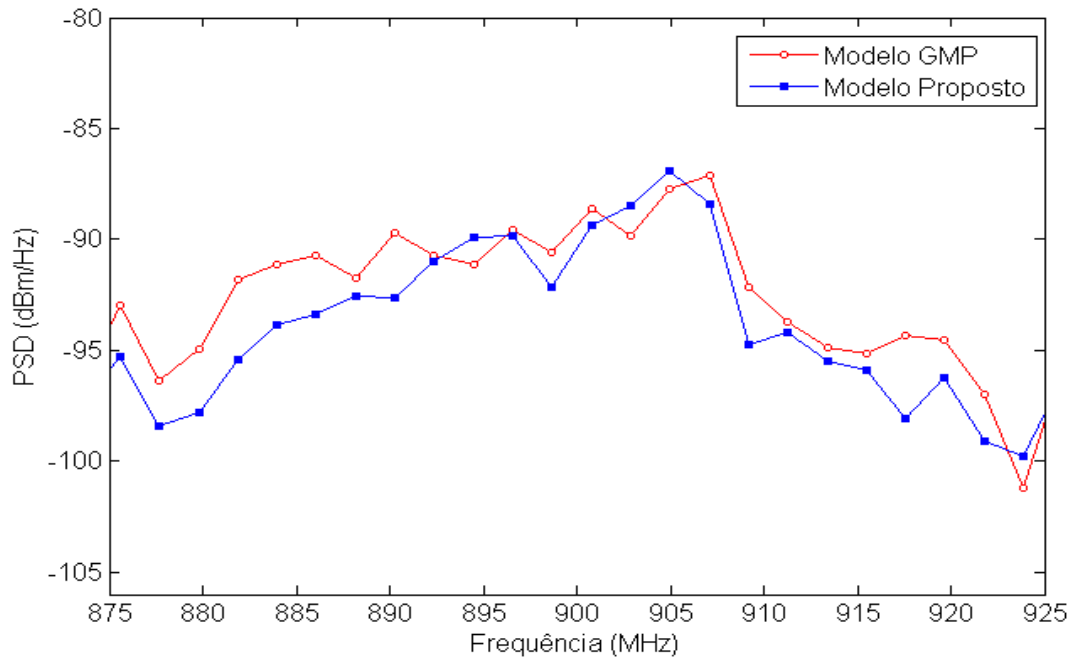


FIGURA 59 - PSD DOS SINAIS DE ERRO: MODELO PROPOSTO TEM 594 PARÂMETROS E O GMP TEM 602 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

As conversões AM-AM e AM-PM medidas e estimadas mostradas respectivamente nas Figuras 60 e 61 são incluídas para certificar a precisão extremamente alta das estimativas fornecidas pelo modelo proposto.

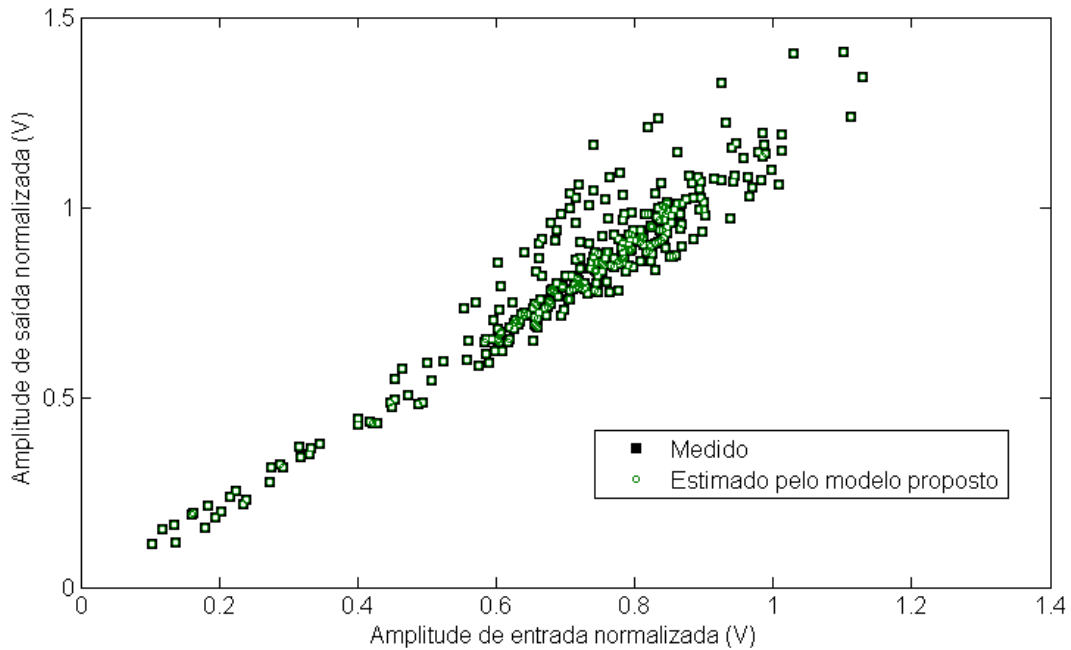


FIGURA 60 - CONVERSÃO AM/AM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 594 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

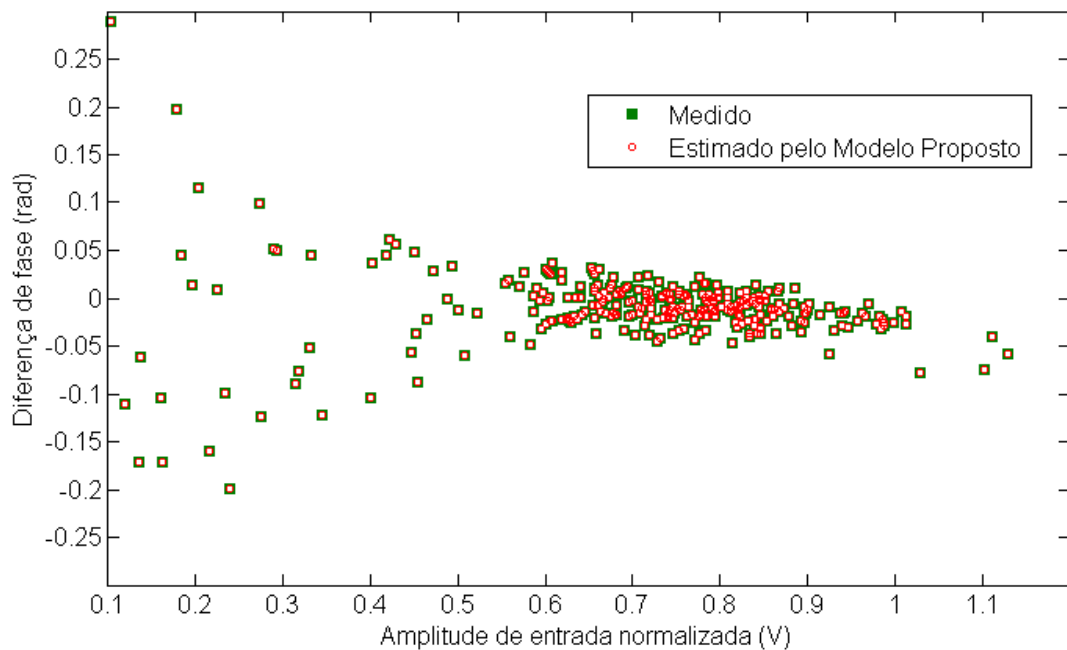


FIGURA 61 - CONVERSÃO AM/PM: MEDIDA E ESTIMADA PELO MODELO PROPOSTO TENDO 594 PARÂMETROS, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

Nas Figuras 62 e 63 são apresentadas formas de onda no domínio do tempo das saídas medidas e estimadas pelo modelo proposto com 594 parâmetros. Em particular, na Figura 62 são exibidas as componentes reais das saídas, enquanto que na Figura 63 são mostradas as componentes imaginárias das saídas. Observa-se, pela sobreposição quase perfeita das curvas, que o modelo proposto cumpriu seu objetivo de emular o comportamento da inversa do PA. Nos gráficos foram plotados os 500 primeiros pontos do conjunto de validação.

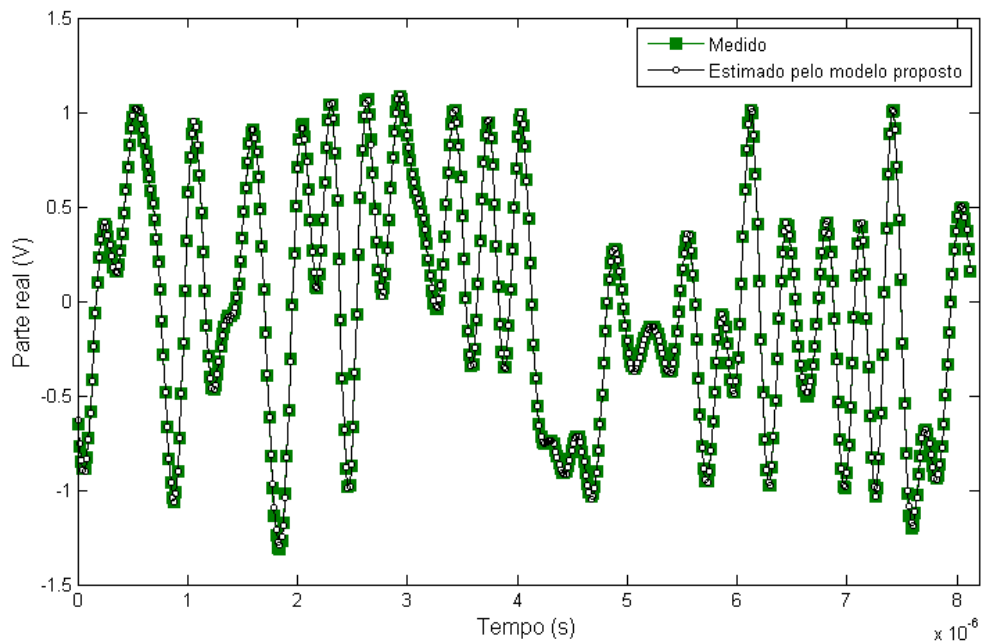


FIGURA 62 – PARTE REAL DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA.  
FONTE: O AUTOR (2016).

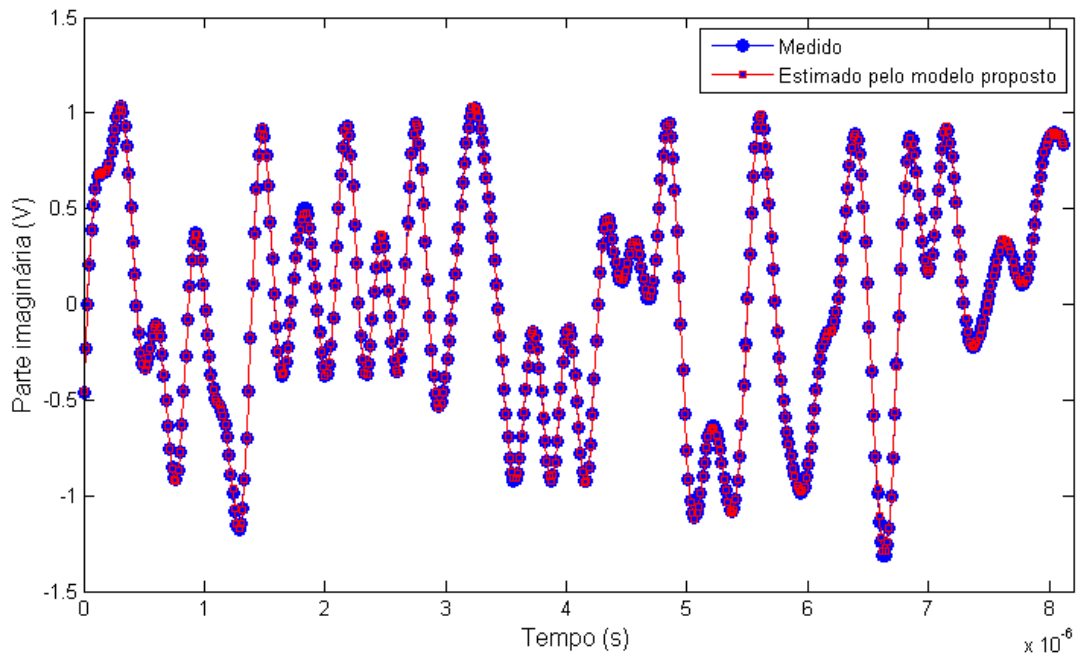


FIGURA 63 – PARTE IMAGINÁRIA DOS SINAIS DE SAÍDA MEDIDOS E ESTIMADOS PELO MODELO PROPOSTO, PA GaN CLASSE AB MODULADO POR UM SINAL 3GPP WCDMA. FONTE: O AUTOR (2016).

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho aborda a modelagem comportamental de amplificadores de potência de RF (PARFs), utilizando séries de Volterra modificadas. Os modelos propostos são não lineares e com memória. O modelo comportamental utilizado é o equivalente passa-baixas, isto para reduzir a complexidade computacional. Foram usados dados de dois transmissores, um transmissor construído com a tecnologia (GaN) HEMT operando em classe AB e o outro transmissor descrito por um modelo de circuito equivalente de um PA Doherty HEMT. As precisões dos modelos propostos e do GMP (polinômio com memória generalizado), um modelo disponível na literatura, foram comparadas. O GMP é um caso particular dos modelos propostos uma vez que ele inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes nos modelos propostos. Em uma primeira comparação, os sinais de entrada usados no primeiro modelo proposto no Subcapítulo 3.1 e no GMP são sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do PARF, enquanto que os sinais de saída usados nos modelos propostos e GMP, também são sinais de envoltória complexa medidas na saída do PARF. Diferentes versões, obtidas variando-se os truncamentos de ordem polinomial  $P$  e duração de memória  $M$  do primeiro modelo proposto e do GMP, foram implementadas no MATLAB. O primeiro modelo proposto, em comparação com o GMP, reduz o NMSE em até 1,8 dB. Para o segundo modelo proposto, em um cenário de número similar de parâmetros, observa-se que o modelo proposto reduz o NMSE em até 4,1 dB. Alternativamente, observa-se que, para obter um NMSE inferior a -46 dB, o modelo proposto utiliza 60% menos coeficientes que a abordagem do GMP (243 parâmetros ao invés de 602 parâmetros para o GMP).

Como trabalhos futuros, existe a possibilidade de explorar a modelagem comportamental equivalente passa-baixas utilizando termos tridimensionais da série de Volterra para investigar se existe potencial para minimizar o erro de modelagem, buscando um modelo que apresente um compromisso ainda melhor entre precisão e complexidade.

## REFERÊNCIAS

BENEDETTO, S.; BIGLIERI, E. **Principles of Digital Transmission with Wireless Applications**. Kluwer/Plenum, 1999.

BONFIM, E. J.; LIMA, E. G. **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.

BONFIM, E. J.; LIMA, E. G. **Um Novo Modelo com Memória baseado em Aproximações Polinomiais Bidimensionais para Transmissores de Sistemas de Comunicações sem Fio**. In: XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2015, Juiz de Fora. Anais do XXXIII SBrT, 2015. p. 103-107.

CRIPPS, C. **RF power amplifiers for wireless communications**. 2<sup>a</sup>. ed. Norwood: Artech House, 2006.

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

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

LIMA, E. G.; CUNHA, T. R.; PEDRO, J. C. **A Physically Meaningful Neural Network Behavioral Model for Wireless Transmitters Exhibiting PM-AM/PM-PM Distortions**. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., v. 59, n. 12, p. 3512-3521, 2011.

MATHEWS, V. J.; SICURANZA, L. G. **Polynomial Signal Processing**. New York: Wiley, 2000.

MKADEM, F. **Behavioral Modeling and Digital Predistortion of Wide- and Multi-Band Transmitter Systems**, PhD Thesis, 2014

MORGAN, D.; MA, Z.; KIM, J.; ZIERDT, M.; PASTALAN, J. **A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers**. IEEE Trans. Signal Process, v. 54, n. 10, p. 3852-3860, 2006.



MUHA, M. S.; CLARK, C. J.; MOULTHROP, A.; SILVA, C. P. **Validation of power amplifier nonlinear block models**. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 759–762.

PEDRO J. C.; CARVALHO, N. B. **Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits**, 1st Edition. Norwood, MA: Artech House, Inc., 2003.

PEDRO, J. C.; MAAS, S. A. **A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches**. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., v. 53, n. 4, p. 1150-1163, 2005.

QUALCOMM - THE EVOLUTION OF MOBILE TECHNOLOGIES: 1G 2G 3G 4G LTE. Disponível em: <<https://www.qualcomm.com/media/documents/files/the-evolution-of-mobile-technologies-1g-to-2g-to-3g-to-4g-lte.pdf>>. Acesso em 15/06/2015

RAYCHAUDHURI, D.; MANDAYAM, N.B. **Frontiers of Wireless and Mobile Communications**, Proceedings of the IEEE, v.100, no.4, p.824-840, Apr. 2012.

RAZAVI, B. **RF Microelectronics**, 2nd ed. Pearson Education, Inc, 2012.

REYNAERT, P.; STEYAERT, M. **RF Power Amplifiers For Mobile Communications**. Springer, 2006.

SILVA, J. C. **Modelagem comportamental de amplificadores de potência de RF utilizando redes neurais de ligação funcional com polinômio de Chebyshev**. Dissertação de mestrado- Programa de pós graduação em engenharia elétrica - PPGEE, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2014.

SILVA, P. F. G. **Combinação entre pré-distorção digital e redução de fator de crista para a linearização de amplificadores de potência para sistemas de telecomunicações móveis**, 2013 Dissertação (Msc) Universidade Federal do Paraná, 2013.

SILVEIRA, D. D.; COELHO, T. V. N.; SANTOS, A. B. **Evolution of Black-Box Models Based on Volterra Series**, Journal of Applied Mathematics, v. 2015, p. 1-8, 2015