

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

PEDRO FURTADO GONÇALVES DA SILVA

COMBINAÇÃO ENTRE PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL E REDUÇÃO DE FATOR DE CRISTA PARA A LINEARIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES MÓVEIS.

CURITIBA
2013

PEDRO FURTADO GONÇALVES DA SILVA

COMBINAÇÃO ENTRE PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL E REDUÇÃO DE FATOR DE
CRISTA PARA A LINEARIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA PARA
SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES MÓVEIS.

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção
do grau de Mestre em Telecomunicações, no Curso de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia,
Universidade Federal do Paraná

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

CURITIBA
2013



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PPGEE
Setor de Tecnologia

ATA DE DEFESA DE MESTRADO

Aos vinte e seis dias do mês de fevereiro de 2013, na Sala PK 07 do Departamento de Engenharia Elétrica, foi instalada pelo Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández, Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em **Telecomunicações** a Banca Examinadora para a centésima trigésima primeira Dissertação de Mestrado do PPGEE. Estiveram presentes no ato, além do Coordenador do Curso de Pós-Graduação, professores, alunos e visitantes.

A Banca Examinadora, atendendo determinação do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, ficou constituída pelos professores doutores **Eduardo Gonçalves de Lima (Orientador - UFPR)**; **João Luiz Rebelatto (UTFPR)**; **André Augusto Mariano (UFPR)** e **Bernardo R.B. de Almeida Leite (UFPR)**.

Às 09:30 horas, a banca iniciou os trabalhos, convidando o candidato **PEDRO FURTADO GONÇALVES DA SILVA** a fazer a apresentação da dissertação intitulada "**COMBINAÇÃO ENTRE PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL E REDUÇÃO DE FATOR DE CRISTA PARA A LINEARIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS**". Encerrada a apresentação, iniciou-se a fase de arguição pelos membros participantes.

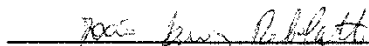
Tendo em vista a dissertação e a arguição, a banca decidiu pela:

☒ **APROVAÇÃO**

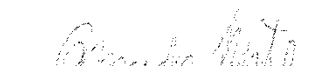
☐ **NÃO APROVAÇÃO** do candidato, (de acordo com a determinação da Resolução 63/03-CEPE).

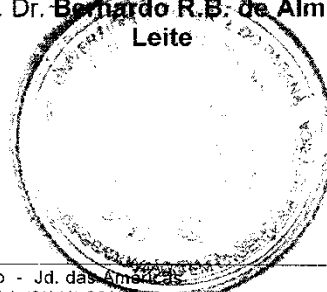
Curitiba, 26 de fevereiro de 2013.


Prof. Dr. **Eduardo Gonçalves de Lima**


Prof. Dr. **João Luiz Rebelatto**


Prof. Dr. **André Augusto Mariano**


Prof. Dr. **Bernardo R.B. de Almeida Leite**



“Don't blink. Blink and you're dead. They are fast. Faster than you can believe. Don't turn your back. Don't look away. And don't blink. Good Luck.”

Doctor Who

RESUMO

O uso de aparelhos de comunicações móveis, como telefones celulares e *smartphones*, cresce em popularidade, fazendo parte da rotina das pessoas que os usam para trocar informações e dados através da conexão à internet 3G. Porém, a largura de banda reservada para esses sistemas é limitada. Para isso, se faz necessário uma modulação eficiente do sinal, tanto em amplitude quanto em fase e, em se tratando da tecnologia 3G, um dos esquemas mais usados de modulação é o WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*). Este sinal apresenta um grande valor de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) o que é indesejado e, para reduzir o PAPR do sinal, há um interesse crescente da comunidade de pesquisadores de micro-ondas nas técnicas de CFR (*Crest Factor Reduction*). Embora o uso da pré-distorção digital (DPD) esteja consagrado na literatura, estão sendo elaborados muitos estudos em que é feito o uso combinado entre as técnicas de CFR e DPD para a linearização de amplificadores de potência (PAs). O desenvolvimento teórico apresentado nesse trabalho visa estudar benefícios da combinação entre os linearizadores DPD e CFR, bem como propor um esquema de linearização, combinando o uso de um CFR do tipo *hard clipping* com filtro e um DPD ideal para linearizar um PA modelado através de uma cascata Wiener. A elaboração deste desenvolvimento teórico é motivada pelo fato de que a maior parte dos pesquisadores desta área não tomam cuidados para respeitar ou recomendar critérios de projeto, ou realizam simulações sem uma previsão teórica a ser atingida. Limitações dessa pesquisa incluem o estudo de apenas este tipo de CFR (*hard clipping* com filtro) e a utilização de um PA em que se conheça a tensão de saturação e a inversa exata para assumir a existência do DPD ideal para esse PA. Por fim, foram realizadas simulações computacionais em ambiente MATLAB para demonstrar a metodologia estabelecida. Como resultado, observa-se a necessidade de alguns cuidados nos projetos que envolvem a combinação entre esses dois linearizadores, bem como a validação de um procedimento que sempre será vantajoso, para o caso específico estudado.

Palavras chave: CFR, DPD, PAPR, Eficiência, PA, Linearização.

ABSTRACT

The use of mobile communication devices, such as cell phones or smartphones, grows in popularity, being a greater part of people's routines, and also the habit of using these devices to trade information and data wirelessly. The bandwidth reserved for such devices is limited. As such, an efficient modulation of the digital signal in amplitude and phase is needed, and one of the most used modulation schemes with the 3G technology is the WCDMA modulation. This multicarrier signal has a high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), which is undesired, and for PAPR reduction, there is a growing interest among the microwave researchers for Crest Factor Reduction (CFR) techniques. Although the use of Digital Pre-Distortion (DPD) is considered an essential linearization technique for Power Amplifiers (PA), there is a lot of research for the combined use between CFR and DPD in PA linearization. The theoretical development presented in this work aims to study benefits of the combination between the linearizers CFR and DPD, as well as to propose a linearization scheme that includes a CFR composed of hard clipping and filtering, and an ideal DPD, to linearize a PA modelled by a Wiener cascade. The motivation behind this theoretical development is that most researchers that combined DPD and CFR have not used or recommended design criteria for these situations. Moreover, the simulations done to validate their methods usually does not have a theoretical prediction to confront the results. The limitations of this research were that only one CFR technique was studied, as well as the use of a PA model in which an exact inverse is already known, which is essential to assume the existence of an exact DPD for this PA model. Finally, computational simulations in MATLAB software were run, in order to demonstrate the methodology developed during this research. As a result, it is noted that it is necessary to take some precautions when combining DPD and CFR, and it is established a design procedure that will always bring advantages to the specific case studied, if followed.

Keywords: CFR, DPD, PAPR, Efficiency, PA, Linearization.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO PA LINEARIZADO POR DPD.....	17
FIGURA 2 – REPRESENTAÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE UM DPD IDEAL.....	18
FIGURA 3 – ESQUEMA DE CFR COMPOSTO POR LIMITADOR DO TIPO <i>HARD</i> CLIPPING SEGUIDO DE FILTRO.....	26
FIGURA 4 – FUNCIONAMENTO DE UM DPD IDEAL.....	27
FIGURA 5 – EQUIVALÊNCIA ENTRE OS DIAGRAMAS DE BLOCOS.....	28
FIGURA 6 – DIAGRAMA DE BLOCOS ENVOLVENDO A LINEARIZAÇÃO DE UM PA ATRAVÉS DA COMBINAÇÃO ENTRE DPD E CFR.....	29
FIGURA 7 – CASCATA WIENER.....	33
FIGURA 8 – CONVERSÃO AM-AM DA LUT.....	34
FIGURA 9 – CONVERSÃO AM-PM DA LUT.....	35
FIGURA 10 – MÁSCARAS USADAS PARA O CÁLCULO DE ACPR.....	37
FIGURA 11 – CFR COMPOSTO POR LIMITADOR DO TIPO <i>HARD</i> CLIPPING.....	37
FIGURA 12 – BLOCOS EM CASCATA (LIMITADOR E FILTRO).....	37
FIGURA 13 – JANELA RETANGULAR IDEAL PARA FILTRO PF PARA ACPR NULO.....	39
FIGURA 14 – JANELA USADA EM FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE.....	40
FIGURA 15 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO DO PA SEM LINEARIZAÇÃO.....	41
FIGURA 16 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”.....	42
FIGURA 17 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”.....	42
FIGURA 18 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”.....	43
FIGURA 19 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO POR CFR.....	45
FIGURA 20 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”.....	46

FIGURA 21 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”	46
FIGURA 22 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”	47
FIGURA 23 - DIAGRAMA DE BLOCOS UTILIZADO NA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO POR DPD.....	48
FIGURA 24 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR DPD”	50
FIGURA 25 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR DPD”	50
FIGURA 26 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR DPD”	51
FIGURA 27 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD.....	54
FIGURA 28 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”	55
FIGURA 29 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”	56
FIGURA 30 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”	56
FIGURA 31 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”	58
FIGURA 32 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”	58
FIGURA 33 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD USANDO FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”	59

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO APENAS O PA, SEM LINEARIZAÇÃO.....	41
TABELA 2 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO POR CFR.....	45
TABELA 3 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO POR DPD IDEAL COM SATURAÇÃO.....	49
TABELA 4 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD UTILIZANDO O FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE.....	54
TABELA 5 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD UTILIZANDO O FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO.....	57
TABELA 6 – RESUMO DOS RESULTADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES.....	60

LISTA DE SIGLAS

ACPR	– <i>Adjacent Channel Power Ratio</i>
CFR	– <i>Crest Factor Reduction</i>
DPD	– <i>Digital Pre-Distortion</i>
EDGE	– <i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
EVM	– <i>Error Vector Magnitude</i>
FPGA	– <i>Field-Programmable Gate Array</i>
FIR	– <i>Finite Impulse Response</i>
GaN	– Nitrato de Gálio
LUT	– <i>Look-Up Table</i>
NLE	– Não-linearidade estática
OFDM	– <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
PA	– <i>Power Amplifier</i>
PAPR	– <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PF	– Passa-Faixas
RF	– Rádio-Frequência
SNR	– <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
WCDMA	– <i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
3GPP	– <i>Third Generation Partnership Program</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	12
1.1 OBJETIVO DO TRABALHO.....	14
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	15
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	17
2.1 ESTADO DA ARTE DO USO DE CFR.....	17
2.2 ESTADO DA ARTE DO USO DE DPD	19
2.3 ESTADO DA ARTE DO USO COMBINADO DE CFR E DPD.....	20
3 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO.....	24
3.1 PA LINEARIZADO POR CFR.....	26
3.2 PA LINEARIZADO POR DPD.....	29
3.3 PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD.....	31
3.3.1 Critério de projeto do DPD para uso combinado com CFR.....	32
3.3.2 Critério de projeto do CFR para uso combinado com DPD.....	33
3.4 PROCEDIMENTO PARA PROJETO DE LINEARIZAÇÃO DE PA'S COMPOSTO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD.....	34
4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	35
4.1 PA SEM LINEARIZAÇÃO.....	42
4.2 PA LINEARIZADO POR CFR.....	45
4.3 PA LINEARIZADO POR DPD.....	49
4.4 PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD.....	53
5 CONCLUSÕES.....	63
5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	64
REFERÊNCIAS	65

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de comunicações móveis modernos necessitam de uma alta taxa de transferência de dados (ZHU; BRAZIL, 2002). Com a popularização de *smartphones*, *tablets* e muitos outros dispositivos de comunicação sem fio (*wireless*), esses aparelhos, que hoje em dia fazem parte da nossa rotina, trocam grandes quantidades de dados e informações a todo instante. Porém, a largura de banda reservada para esses sistemas é limitada. Usa-se portanto, esquemas de modulação de dados que sejam espectralmente mais eficientes.

Para atingir esse objetivo, é feita uma modulação, tanto em amplitude quanto em fase, de uma portadora em rádio frequência (RF). Um exemplo é a modulação WCDMA (*Wideband Code Division Multiplex Access*), um esquema de modulação muito usado em tais dispositivos citados (RAYCHAUDHURI; MANDAYAM, 2012). Como consequência da modulação em amplitude, há uma necessidade de linearidade na transmissão da informação, para evitar a interferência entre os usuários vizinhos. Além disso, agências regulatórias estabelecem normas, e limites máximos toleráveis para a não-linearidade na transmissão.

O sinal WCDMA transmitido em *downlink* consiste em vários sinais CDMA provenientes de diversos usuários. E isso ocasiona um alto PAPR no sinal. PAPR significa *Peak-to-Average Power Ratio*, e mede qual é a razão entre a potência média transmitida e a potência de pico do sinal (GILABERT et al., 2008). Esse PAPR alto é indesejado, pois implica que o amplificador terá que operar em uma ampla faixa de potências e, portanto, será usado de maneira ineficiente (GILABERT et al., 2008) e, conseqüentemente, técnicas para a redução do PAPR tem atraído o interesse da comunidade de pesquisadores. Além disso, segundo Armstrong (2001) para compensar os picos inconstantes do sinal, utilizam-se amplificadores mais caros e ineficientes.

Segundo Pedro e Maas (2005), o amplificador de potência (PA) é o elemento mais importante na cadeia de transmissão, tanto em termos de linearidade quanto de eficiência energética. Em termos tecnológicos, os PAs são baseados em transistores eletrônicos, construídos a partir de materiais semicondutores. Intrinsecamente, esses PAs exibem um compromisso entre linearidade e eficiência energética. A definição de eficiência energética usada aqui é a chamada *Power*

Added Efficiency, dada pela razão entre a diferença de potência média na saída e na entrada do PA e a potência fornecida pelas fontes contínuas. Além disso, independentemente da classe de operação, a potência média de saída de um PA é diretamente proporcional a sua eficiência energética. Portanto, para obter a maior eficiência energética, é desejável que a potência média na saída do PA seja a maior possível, e isso se torna um problema devido ao elevado valor de PAPR do sinal transmitido. Em outras palavras, para satisfazer a linearidade exigida pela legislação, a potência de saída do PA deve ser limitada, evitando-se a operação na região de saturação. E, para uma potência máxima fixa, quanto maior o PAPR, menor é a potência média e, por consequência, menor é a eficiência.

Considerando essas informações, pode-se atestar que os amplificadores modernos para sistemas de comunicações móveis não são tão eficientes como deseja-se que sejam. Eles passam a ter uma eficiência energética adequada a partir do momento em que são usados linearizadores em sua operação. Essa maior eficiência é obtida fazendo com que o linearizador compense a distorção gerada pelo PA, o que por sua vez permite que o PA opere em níveis mais elevados de potência de saída e, dessa forma, aumente a eficiência energética. As não-linearidades induzidas pelos amplificadores causam distorções em amplitude e fase, bem como interferência intersimbólica, interferência no canal adjacente, reduzindo a eficiência espectral (ZHU, BRAZIL, 2002).

Com um linearizador é possível operar o PA na região não-linear, aumentando a eficiência do conjunto, e isso faz com que o estudo dos conjuntos compostos por PA e linearizadores também seja um assunto de alto interesse da comunidade científica. De acordo com Wang, Tellambura (2006), a eficiência de amplificadores em classe AB está entre 5 e 10%, e esse valor pode aumentar em 3 a 5 vezes com técnicas de linearização adequadas.

Além das crescentes preocupações relacionadas à conservação de energia e do meio ambiente, a busca por uma maior eficiência na transmissão da informação pode ser justificada no interesse em aumentar a duração da bateria dos usuários de aparelhos móveis, aumentando a conveniência desses aparelhos e acarretando em menos recargas. Além disso, cerca de 80% da energia consumida pelos telefones celulares é dissipada como calor nos transmissores das estações-base, e somente a dificuldade de dissipar toda essa energia já justificaria o interesse no aumento da eficiência energética (LIMA et al., 2009).

Na literatura, é possível encontrar várias técnicas de linearização para PAs de sistemas de comunicações móveis, cujo estudo é o foco dessa dissertação. Entre essas técnicas, podemos citar: realimentação em RF (MITCHELL, 1979), realimentação em banda-base (KENINGTON, 2000), realimentação em malha polar (PETROVIC, GOSLING, 1979), realimentação cartesiana (PETROVIC, 1983), *feedforward* (POTHECARY, 1999), pré-distorção em RF (KENINGTON, 1999), pré-distorção digital em banda-base (DPD) (NAGATA, 1989) e redução de fator de crista (CFR) (LI, CIMINI, 1998).

Entre todas essas supracitadas, destacam-se as técnicas de DPD (*Baseband Digital Predistortion*) - pré distorção digital em banda-base - e CFR - Redução de Fator de Crista - *Crest Factor Reduction* (ARMSTRONG, 2001). Sperlich et al. (2004) destaca que estudos recentes comprovam a predileção por DPD, ao invés de técnicas *feed-forward* tradicionais. E, de fato, em Hammi et al. (2008), foi citado que CFR é considerado apenas uma técnica complementar de DPD, e que a combinação de ambas leva a um melhor compromisso entre desempenho do sistema e eficiência.

1.1 OBJETIVO DO TRABALHO

Esta dissertação tem por objetivo contribuir para o entendimento, análise e projeto de linearizadores de PAs para sistemas de comunicações móveis baseados no uso combinado entre as técnicas de CFR e DPD. Observações empíricas disponíveis na literatura referentes aos benefícios do uso de ambas técnicas de linearização em PAs carecem de algumas importantes explicações a respeito das conclusões e métodos utilizados, sendo possível levantar os seguintes questionamentos:

- 1) Quais são as razões que justificam a combinação entre DPD e CFR?
- 2) Combinar as duas técnicas sempre traz benefícios?
- 3) Quais são os principais benefícios e desvantagens da combinação entre as duas técnicas?

4) Para que sejam obtidos benefícios nessa configuração, quais os procedimentos a serem seguidos?

O objetivo dessa dissertação é contribuir para o esclarecimento dessas questões. Em específico, as contribuições dessa dissertação são:

- 1) Estabelecer um critério para determinar se é vantajoso linearizar um PA através do uso isolado da técnica de CFR baseada em um limitador de amplitude do tipo *hard clipping* seguido por um filtro.
- 2) Observar que DPD ideal com saturação é equivalente a DPD ideal sem saturação em conjunto com CFR com limitador do tipo *hard clipping* sem filtro.
- 3) Estabelecer um critério para determinar se é vantajoso ou não incluir a técnica de CFR (baseada em um limitador de amplitude do tipo *hard clipping* seguido por um filtro) em um PA já linearizado por um DPD ideal.
- 4) Propor um procedimento com os passos a serem seguidos para o mais eficiente uso sinérgico das técnicas de CFR e DPD. Esse procedimento evidencia a necessidade de se estabelecer critérios distintos para a identificação de ambos CFR e DPD quando utilizados em conjunto, se comparados à situação onde cada um atua isoladamente.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Essa dissertação está organizada da seguinte maneira. No capítulo introdutório, são apresentadas as motivações e os objetivos desse trabalho. No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica referente à linearização de PAs para sistemas de comunicações móveis, em particular destacando o estado da arte das técnicas de CFR, DPD e o uso combinado entre ambas técnicas. No Capítulo 3 consta o desenvolvimento teórico do trabalho, evidenciando suas contribuições ao estado da arte. No Capítulo 4, a metodologia proposta é validada através de

simulações numéricas no *software* MATLAB (MATHWORKS, 2010). Finalmente, o Capítulo 5 destaca as conclusões desta dissertação e sugere trabalhos futuros nesta área de estudo.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica a seguir trata dos principais temas discutidos nessa dissertação. A Seção 2.1 refere-se ao uso de CFR para linearização de amplificadores. A Seção 2.2 trata do uso de DPD como linearizador de PAs. E finalmente na Seção 2.3, são discutidos os principais trabalhos que utilizaram a combinação entre as duas técnicas, e que servem de referência para esta dissertação.

2.1 ESTADO DA ARTE DO USO DE CFR

As técnicas de CFR – Redução de Fator de Crista – têm como objetivo reduzir a razão entre o pico da potência do sinal pela sua média. Em Li e Cimini (1998), foi constatado que sinais com multiportadoras apresentam um fator de crista alto, e isso gera espalhamento espectral e distorção em banda, quando este sinal passa por um amplificador não-linear.

As técnicas de CFR estudadas podem ser classificadas como distorsivas ou não-distorsivas. Em geral, as distorsivas são mais simples, porém adicionam distorção ao sinal, tanto na banda passante quanto fora da banda do sinal. É sugerido que a distorção fora da banda pode ser removida com um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) passa-faixas, porém não há uma maneira de filtrar a distorção gerada na banda passante, sendo essa uma limitação das técnicas distorsivas de CFR. Por outro lado, há técnicas de CFR que não distorcem o sinal, tendo como desvantagens a complexidade computacional elevada para implementá-las, bem como o tempo para executar os algoritmos, dificultando a implementação computacional em tempo real dessas técnicas. Outra possível desvantagem das técnicas não-distorsivas é que muitas dependem do conhecimento prévio da modulação do sinal, e sua aplicabilidade se restringe a apenas este tipo de sinal.

Segundo Bo et al. (2005), a eficiência das técnicas de CFR deve ser analisada levando em consideração os seguintes fatores, em ordem de importância. Primeiro, a técnica deve ser eficiente em reduzir o PAPR. Segundo, o algoritmo

proposto não deve consumir muita potência a ponto de inviabilizar o aumento da eficiência com a redução do PAPR. Terceiro, a complexidade de implementação deve ser baixa. E, finalmente, a técnica não pode alterar a largura de banda do sinal original. Outros fatores como aumento da taxa de erro de *bits*, gerando distorção no sinal, ou espalhamento espectral, são relevantes, porém tem importância reduzida frente a esses fatores anteriormente citados.

Para sistemas de telecomunicações móveis, as técnicas de baixa complexidade computacional são as que possuem mais aplicabilidade. Na literatura, uma maneira bem difundida de se implementar o CFR é por meio de um limitador (*clipping*) seguindo de filtragem (*filtering*). Diversos autores na literatura propuseram um esquema de *clipping*, ou *clipping* e *filtering* aplicáveis em sistemas de comunicações móveis, como WCDMA e OFDM (3GPP, 1999, LASHKARIAN et al., 2005, SWAROOP; GARD, 2008, WANG; TELLAMBURA, 2006). Essas técnicas de CFR diferem uma das outras pelo tipo de limitador usado, pela estratégia de filtragem implementada (que é necessária para reduzir a distorção do *clipping*), e pela atenção dada à reconstrução de picos que pode ocorrer após a etapa de filtragem, que é um efeito colateral indesejado da técnica.

Como o objetivo dessa dissertação é combinar uma técnica de CFR com uma técnica de DPD, e a maioria dos trabalhos que combinaram estas técnicas se utilizaram de *clipping*, ou *clipping* e *filtering*, como em Ryu et al. (2004) e Sperlich et al. (2004), para implementar o CFR, nesse trabalho serão consideradas apenas técnicas distorsivas de CFR. Normalmente essas técnicas são escolhidas por apresentar uma boa flexibilidade, podendo ser aplicada em muitos esquemas de modulação, a um custo computacional reduzido.

Os autores Swaroop e Gard (2008) fizeram uma análise do compromisso que existe entre a redução do PAPR, e a distorção dentro da banda passante e fora da banda do sinal. No domínio da frequência, CFR transfere energia dos picos do sinal para um ruído não correlacionado dentro da banda passante e fora da banda do sinal. O ruído da banda do sinal acarreta em uma degradação da SNR (*Signal-to-noise-ratio*), que é a razão entre as potências do sinal e de ruído, e da métrica de distorção em banda EVM (*Error Vector Magnitude*). O ruído fora da banda degrada as bandas adjacentes do sinal, e também deve ser mantido dentro das normas. No algoritmo apresentado nesse trabalho, há um compromisso mostrado entre os pesos das filtragens e a redução do PAPR, e é possível encontrar uma solução otimizada.

Em Vaananen et al. (2005), são discutidos os benefícios de ao invés de se utilizar um limitador retangular, usar uma função janela, e também são discutidos os resultados obtidos entre a utilização de janelas diferentes. Revisões de técnicas diferentes de CFR, bem como equações para a implementação das mesmas podem ser encontradas em (JIANG; WU, 2008; WANG; TELLAMBURA, 2006)

2.2 ESTADO DA ARTE DO USO DE DPD

A pré-distorção (PD) é uma técnica de linearização de PAs que consiste em distorcer propositamente o sinal antes de sua amplificação (KENINGTON, 2000).

A pré-distorção pode distorcer o sinal RF (rádio-frequência) ou em banda-base, porém sempre em uma etapa anterior à amplificação. Para implementar a pré-distorção em RF, é obrigatório usar *hardware* analógico. Em banda-base, pode-se optar por *hardware* analógico ou digital (LIMA, 2009). Esse trabalho se focou apenas no DPD, que é a sigla usada para a implementação digital em banda-base. O diagrama em blocos de um amplificador linearizado por um DPD é mostrado na Figura 1.

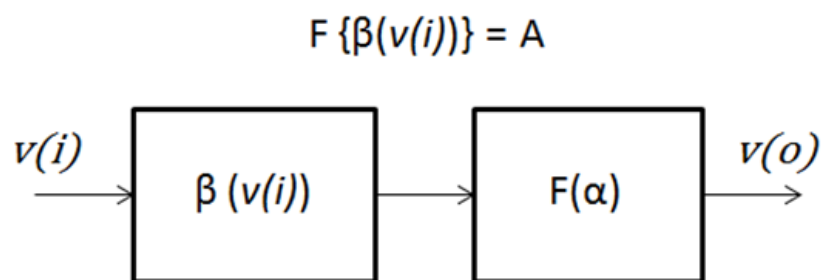


FIGURA 1 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO PA LINEARIZADO POR DPD.
FONTE: Kenington (2000)

A cascata dos estágios de pré-distorção e amplificação do sinal deve ser projetada de tal modo que o sinal após passar por essa cascata seja uma versão atrasada e com ganho linear em relação ao sinal original. Para que isso seja possível, o DPD deve ser projetado para fornecer um ganho que seja uma função inversa à função do ganho do amplificador, fazendo com que o produto de ambos seja linear.

A Figura 2 mostra um exemplo de PA, cujo ganho é uma função que possui inversa. Também incluída na Figura 2, está a função inversa exata do ganho do PA, representando a característica de um DPD ideal.

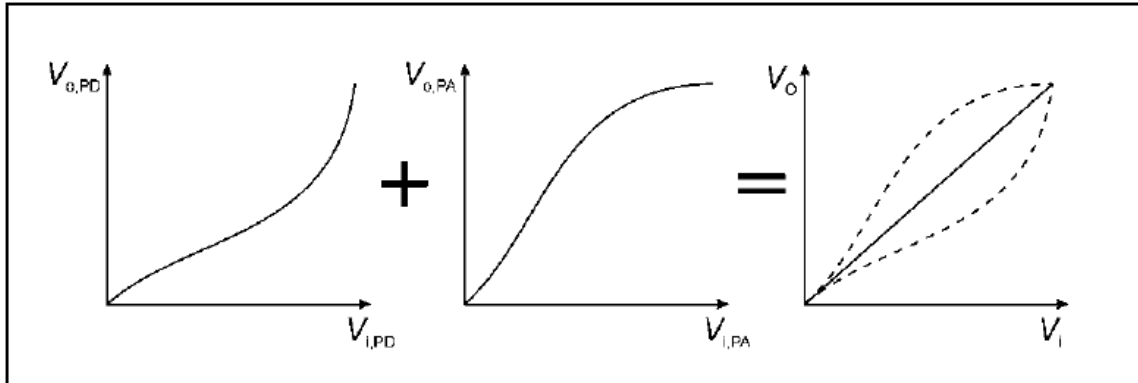


FIGURA 2 – REPRESENTAÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE UM DPD IDEAL.
FONTE: Kenington (2000)

Para o projeto do DPD, é necessário uma modelagem matemática do PA e, após essa etapa, extrair a característica inversa desse modelo. Caso não seja possível modelar o PA, é utilizada a abordagem caixa-preta, aonde só são conhecidos os sinais aplicados na entrada do PA e medidos na saída do mesmo. Para a abordagem caixa-preta, pode-se usar LUT's (*Look-Up-Tables*), relacionando a resposta com a entrada, e extraindo uma função relacionando ambas. Caso o PA contenha efeitos de memória, a topologia do DPD deve ser projetada para de alguma maneira compensar esses efeitos (LIMA, 2009).

Neste trabalho, limita-se a existência de DPD ideal. Além disso, o DPD sempre estará em cascata com o PA. Portanto, o DPD não será implementado nesta dissertação. A cascata DPD ideal seguida de PA será considerada como tendo uma característica perfeitamente linear.

2.3 ESTADO DA ARTE DO USO COMBINADO DE CFR E DPD

Levando em consideração o compromisso entre linearidade e eficiência em PAs para sistemas de comunicações sem fio, os benefícios da combinação entre DPD e CFR primeiramente foram apontados em (RYU et al., 2004; SPERLICH et al., 2004). No entanto, ambos autores baseiam suas conclusões em observações

empíricas, carecendo de explicações ou análises teóricas. Além disso, nenhum dos dois apresentou justificativas para as questões abordadas no capítulo introdutório e de interesse desta dissertação.

Em Bo et al. (2005), é apresentada uma primeira tentativa de explicar porque a combinação entre DPD e CFR é vantajosa. A discussão foi limitada a um PA modelado sem considerar efeitos de memória, e também é assumida a condição que sempre há uma inversa exata para o PA até a saturação. O autor recomenda que o CFR seja usado na região na qual o DPD se torna ineficiente. Não é citada nenhuma desvantagem da combinação entre ambos DPD e CFR. Baseado em figuras presentes no artigo, conclui-se que o espectro fora da banda do sinal é removido completamente pelo filtro do CFR, e não é especificado o procedimento para a região não inversível do PA. Em Hammi et al. (2008), foi identificado outro benefício de se combinar DPD com CFR. Foi proposto o uso de CFR apenas para a identificação dos parâmetros do DPD, e com isso elevar a precisão do DPD proposto. Porém, com técnicas de identificação iterativa dos parâmetros de DPDs, a aplicabilidade proposta em Hammi et al. (2008) é bem limitada.

Contrariando a maioria dos trabalhos apresentando o uso combinado entre DPD e CFR, em Hammi et al. (2009) é apresentado uma desvantagem no uso combinado dessas técnicas. No caso em que o PA está sujeito a um sinal com PAPR reduzido, o amplificador trabalhará por um período mais longo de tempo em compressão e próximo à saturação. Uma vez que é mais difícil de representar o comportamento do PA em regimes não-lineares, o DPD na presença de CFR não vai ser tão preciso comparado ao caso de DPD na ausência de CFR. Contudo, essa desvantagem não será considerada nesta dissertação, visto que será usado um PA onde um modelo de inversa exata é conhecido, até o ponto da saturação.

Em Nader et al. (2011a, 2011b), as vantagens da combinação entre CFR e DPD são observadas experimentalmente. É válido atestar que em Ryu et al. (2004) e Bo et al. (2005) foram reportados apenas resultados de simulações. O procedimento usado para a identificação do CFR (em particular para um CFR do tipo *clipping* e *filtering*) foi que os parâmetros do CFR foram extraídos de tal maneira a deteriorar as métricas de linearização até o limite que ainda respeitasse as exigências e usando filtros FIR de cossenos levantados (NADER et al., 2011b). Nenhum procedimento de projeto ou recomendações para o uso do DPD estão apresentados. De fato, esses artigos apresentam problemas com a deterioração

repentina do DPD, ocasionado pela falta de atenção no tipo de DPD usado, sobretudo no tratamento dos picos.

Em Gilabert et al. (2009) uma estratégia diferente, em comparação com Nader et al. (2011b), é adotada. Essa estratégia é muito similar a usada em Bo et al. (2005) para o projeto do sistema DPD em conjunto com CFR. Foi utilizada a informação útil de evitar que o DPD operasse em uma região onde o PA está completamente saturado. Além disso, o projeto do filtro do CFR é idêntico ao projeto de um CFR na ausência de DPD, ou seja, deve-se remover todo o espectro do sinal localizado fora da banda.

Em Huo et al. (2008), a estratégia adotada foi combinar uma técnica de CFR não-distorsiva com DPD. Logo, eles apresentam uma variante ao projeto do sistema. Porém, essa alternativa não será explorada nesse projeto, visto que um dos objetivos do trabalho é usar uma técnica distorsiva de CFR.

Uma conclusão importante baseada em trabalhos de dois diferentes autores, Nader et al. (2011b) e Brandon et al. (2011) é que quando o projeto se dá de maneira correta, o ganho em potência média de saída obtido com a inclusão de CFR em um PA já linearizado por um DPD e na condição das métricas de linearização se encontrarem no limite superior das normas é aproximadamente igual a redução de PAPR obtida através da técnica de CFR.

Em Cheong et al. (2007), para justificar os benefícios da combinação entre CFR e DPD, os autores observaram empiricamente que o DPD atua para corrigir distorções de compressão de ganho do PA (em baixas e médias potências), enquanto que a redução do PAPR é útil para reduzir distorções de saturação de ganho do PA (em elevadas potências). Ainda na tentativa de justificar os benefícios da combinação entre CFR e DPD, alguns artigos fizeram análises teóricas (BO et al., 2005; GILABERT et al., 2009; XUEPING et al., 2011). Na sequência, são descritos alguns pontos comuns compartilhados por estes trabalhos. Primeiro, são análises baseadas em modelos ideais de PA e DPD. Segundo, não são detalhados os passos do procedimento de projeto, nem os cuidados mais críticos para a combinação entre CFR e DPD, como por exemplo, quando as condições se afastam do caso ideal. E, finalmente, os resultados são apresentados apenas para demonstrar que há um benefício proveniente da combinação desses sistemas. Porém os resultados apresentados nesses trabalhos não são resultados previstos teoricamente

Recentemente, em Braithwaite (2013), foi observado que o uso do CFR negocia a margem que existe na métrica de distorção dentro da banda, por uma redução no PAPR do sinal, relação esta que será discutida mais detalhadamente no Capítulo 3.

Outras referências de trabalhos que combinaram CFR com DPD, mas que não contribuem para o objetivo específico dessa dissertação incluem: (AIZAWA et al., 2005; HELALY et al., 2010; HELAOUI et al., 2005; HELAOUI et al., 2006; JIANG et al., 2007; KENNEY, CHEN, 2006; WANG et al., 2011).

3 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Embora apenas o uso separado de CFR como alternativa para linearização de um PA já foi mostrado limitado e ineficiente, em comparação com só o uso de um DPD, o CFR ainda é um tópico de muito interesse da comunidade de pesquisadores de micro-ondas (NADER et al., 2011a, 2011b). Uma razão é que alguns pesquisadores já fizeram observações empíricas a respeito do uso da técnica de CFR em conjunto com o DPD, com resultados positivos (BO et al., 2005; HAMMI et al., 2008; RYU et al., 2004; SPERLICH et al., 2004).

Benefícios do uso conjunto dos linearizadores CFR e DPD foram observados primeiramente em Ryu et al. (2004) e Sperlich et al. (2004). Entretanto, as observações empíricas feitas pelos pesquisadores carecem de algumas importantes explicações a respeito das conclusões e métodos utilizados, sendo possível levantar questionamentos que são de interesse para essa pesquisa. Estes questionamentos, já apresentados no capítulo introdutório, são reproduzidos a seguir por comodidade:

- 1) Quais são as razões que justificam a combinação entre DPD e CFR?
- 2) Combinar as duas técnicas sempre traz benefícios?
- 3) Quais são os principais benefícios e desvantagens da combinação entre as duas técnicas?
- 4) Para que sejam obtidos benefícios nessa configuração, quais os procedimentos a serem seguidos?

Uma das principais contribuições desse trabalho é esclarecer essas questões. Especificamente, nesse trabalho a análise será limitada a uma situação em que o PA possui inversa exata e conhecida, e que a sua tensão de saturação também é conhecida. Outra limitação da análise apresentada nesse trabalho é que a única técnica de CFR utilizada foi a de *clipping* e *filtering*.

Outro aspecto importante, os pesquisadores que combinaram DPD com CFR nos seus trabalhos fizeram o projeto dos linearizadores da mesma maneira que eles seriam projetados caso operassem separadamente na linearização do PA (apenas CFR ou apenas DPD). Uma outra contribuição desse trabalho é observar algumas diferenças de projeto entre linearizadores usados separadamente ou em conjunto, e aplicar esse conhecimento para a proposição de uma sequência de

procedimentos, para o projeto de um esquema de linearização de amplificadores de potência, baseando-se na combinação sinérgica entre DPD e CFR.

Em particular, o sistema de DPD aqui proposto é o mesmo utilizado em Bo et al. (2005) e Gilabert et al. (2009), e usa a estratégia de evitar a saturação no DPD. Porém, nesses trabalhos o CFR utilizado foi projetado como se ele estivesse operando separadamente, sem a presença do DPD. Além disso, a estratégia aqui proposta de CFR, na presença de DPD, é equivalente ao procedimento proposto em Nader et al. (2011b) aonde foi constatado que a filtragem após o *clipping* não precisa remover todo o ruído fora da banda. Contudo, em Nader et al. (2011b) nenhuma precaução foi tomada no que diz respeito à saturação do DPD.

Além disso, em Chen et al. (2007) foi reportada uma discussão teórica baseada em um PA sem memória (*memoryless*), e a conclusão foi que a combinação entre CFR e DPD é sempre vantajosa. Porém, a pesquisa realizada assumiu três premissas. Primeiro, que a técnica de CFR não insere distorção no sinal. Segundo, que o modelo do PA não tem memória. E, por último, foi assumido que o PA possui inversa exata e conhecida, e que a sua tensão de saturação deve ser conhecida. Para Chen et al. (2007), portanto, operar o PA em saturação e utilizar técnicas de redução de PAPR são estratégias complementares. Contrariando Chen et al. (2007), neste trabalho será removida a primeira premissa, usando uma técnica distorsiva de CFR, e será considerado ambas estratégias como concorrentes, pois a redução de PAPR passa a ser uma alternativa a saturação do PA .

O PA utilizado nesse trabalho é um modelo com memória, devido a presença de um filtro FIR. Logo, outra contribuição desse trabalho é uma extensão para a discussão teórica já apresentada por Chen et al. (2007). O propósito de considerar as duas estratégias citadas acima como concorrentes é no sentido de que ambas geram distorções indesejadas. As estratégias concorrentes consideradas são: uso de um limitador do tipo *hard clipping* com DPD exato, sem atingir a saturação ou uso apenas do DPD exato, mas deixando o PA atingir o estado de saturação.

Podemos resumir essa seção do trabalho alegando que as estratégias usadas pelos autores supracitados divergem quanto as técnicas utilizadas. Poucos explicam intencionalmente o porquê dos seus métodos, resultando em muitas observações empíricas. E algumas hipóteses de que deve-se fazer a análise de um PA com memória ou sem memória da mesma maneira, ou se sempre existe ou não

um DPD ideal para o PA indicam que há um campo para essa pesquisa, gerando mais margem para a discussão teórica a ser realizada posteriormente nesse capítulo.

Para alcançar os objetivos citados, este capítulo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 3.1 é discutida a linearização de PAs pelo uso de CFR, enquanto que na Seção 3.2 é discutida a linearização de PAs através da técnica de DPD. Na sequência, a Seção 3.3 diz respeito à linearização de PAs por meio da combinação entre CFR e DPD. Finalmente, na Seção 3.4 é apresentado o procedimento proposto para o projeto de linearizadores de PAs baseados na combinação entre CFR e DPD. Além disso, no Capítulo 4, pretende-se validar a metodologia proposta neste capítulo aplicando-a para a linearização de um modelo de PA baseado na cascata Wiener, excitado por um sinal WCDMA 3GPP (Third Generation Partnership Program).

3.1 PA LINEARIZADO POR CFR

Nesta seção, será discutida a linearização de PAs através do uso isolado de técnicas de CFR. Conforme a revisão bibliográfica referente a este assunto no Capítulo 2, o objetivo do uso do CFR é reduzir seu alto valor de PAPR. Atualmente existem várias técnicas que implementam uma redução no fator de crista do sinal, entre elas pode-se citar *clipping* da amplitude (O'NEILL; LOPES, 2005), *clipping and filtering* (ARMSTRONG, 2001; LI; CIMINI, 1998), codificação (O'NEILL; LOPES, 2005), reserva de tons (JONES et al., 1994), injeção de tons (TELLADO, 2000), extensão de constelação ativa (KRONGOLD; JONES, 2003), sequência de transmissão parcial (MULLER; HUBER, 1997a), mapeamento seletivo (MULLER; HUBER, 1997b) e *interleaving* (HILL et al., 2000).

Para esse trabalho, apenas a abordagem baseada na técnica de limitador do tipo *hard clipping* seguido de filtragem será discutida (ARMSTRONG, 2001; LI; CIMINI, 1998). Vale lembrar que esta abordagem é amplamente utilizada na literatura, não depende da modulação do sinal e sempre distorce o sinal. A técnica foi escolhida como sendo um bom compromisso entre a quantidade de redução de PAPR, a baixa complexidade de implementação computacional e o propósito deste trabalho.

O objetivo desta seção é estabelecer um critério para determinar quando é viável linearizar um PA através do uso dessa técnica de CFR. Por viável entende-se aumentar a potência média de saída do PA e ainda satisfazer as métricas de linearidade, tanto para a banda passante quanto fora da banda. Apesar da existência de um grande número de publicações que utilizaram o CFR com êxito, como em Lashkarian et al. (2005) e Vaananen et al. (2005), não há consenso sobre essa informação na literatura. Nestes trabalhos, assume-se *a priori* que será vantajoso incluir um CFR e busca-se normalmente melhorias na identificação ou implementação da técnica. Justifica-se o objetivo desta seção pelo fato de que esse critério pode ser útil, pois permite identificar a validação desta técnica de linearização antes de sua implementação. Portanto, uma primeira contribuição desta dissertação é estabelecer esse critério.

A metodologia adotada nesta seção será, primeiro, apresentar o critério e, em seguida, apresentar o raciocínio que permite justificar teoricamente a validade desse critério. Validar-se-á esse critério então, no Capítulo 4, aplicando-o a um PA através de simulação computacional.

O critério proposto nesta seção é aplicável a diferentes sinais modulados digitalmente e utilizados por diferentes padrões de sistemas sem fio modernos, entre eles, o 3GPP WCDMA (3GPP, 1999), OFDM, entre outros (KENINGTON, 2000; POTHECARY, 1999). Isso se deve ao fato de que o processamento desses sinais ao longo da cadeia de transmissão necessita ser o mais linear possível e, portanto, agências regulatórias determinam métricas de máxima distorção permitida, tanto dentro da banda passante como fora da banda. Ainda, a literatura cita que estes sinais possuem elevado PAPR como efeito indesejado e, portanto, são candidatos a esta metodologia (HUO et al., 2006; WANG; TELLAMBURA, 2006). Apesar do cálculo e designação dessas métricas variar de sinal para sinal, pode-se identificar nas normas uma métrica referente a cada um desses dois tipos de distorção: dentro da banda passante e fora da banda.

O critério proposto nesta seção é aplicável à técnica de CFR conhecida por limitador do tipo *hard clipping* seguido de filtragem, descrita pelo diagrama de blocos mostrado na Figura 3.

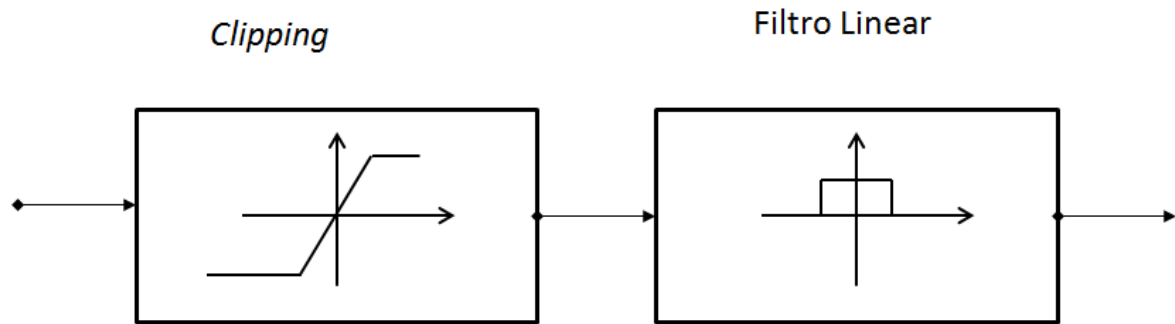


FIGURA 3 – ESQUEMA DE CFR COMPOSTO POR LIMITADOR DO TIPO *HARD CLIPPING* SEGUIDO DE FILTRO

FONTE: Lashkarian et al. (2005)

O critério proposto é o seguinte: linearizar um PA através do uso desta técnica de CFR é vantajoso sempre que a métrica de distorção mais rigorosa para o PA sem linearização for a métrica fora da banda. Em outras palavras, é vantajoso sempre que, na condição de máxima potência média na saída do PA sem linearização, a métrica para distorção fora da banda está no limite estabelecido pela norma, enquanto que ainda existe uma folga para a métrica que mede a distorção na banda passante do sinal. Cumpre destacar que a determinação de qual métrica atinge primeiro o limite estabelecido pela norma depende não apenas do sinal, mas também da característica de transferência do PA sob análise e, portanto, uma conclusão de validade absoluta não é possível, tornando necessário, em cada caso, avaliar o critério proposto.

O raciocínio que permite justificar teoricamente a validade desse critério baseia-se na existência de uma folga na métrica que calcula a distorção na banda passante. Primeiro, é possível constatar que o limitador de amplitude do tipo *hard clipping* deteriora ambas as métricas de distorção, tanto da banda passante quando fora da banda. Porém, o filtro na sequência é projetado para corrigir (compensar) apenas a distorção fora da banda (corrigir totalmente a distorção fora da banda gerada pelo limitador, porém mantendo praticamente inalterada a distorção na banda passante).

Além disso, o cálculo da distorção fora da banda é influenciado sobretudo pelos valores de pico. Como resultado, espera-se que, em uma comparação na saída do PA, com e sem CFR, mantendo constante o valor de pico, os valores de distorção fora da banda sejam aproximadamente constantes enquanto os valores de distorção dentro da banda se deterioreem na presença do CFR. Uma vez que o CFR reduz a razão entre o pico e a média, a sua inclusão aumenta a potência média de

saída para um valor de pico constante. E quando há uma folga na distorção na banda passante até que o limite da norma seja atingido, espera-se que o maior valor de potência média de saída ocorra quando ambas as métricas de distorção atinjam o limite da norma simultaneamente, o que por sua vez justifica que, nesse caso, é vantajoso linearizar o PA com CFR.

3.2 PA LINEARIZADO POR DPD

Nesta seção, será discutida a linearização de PAs através do uso de técnicas de DPD. Conforme a revisão bibliográfica referente a este assunto, o DPD é um bloco conectado em cascata, na frente do PA, cujo objetivo é fornecer (caso exista) uma função que represente uma característica de transferência inversa ao PA, conforme mostra a Figura 4 (WOOD, 2010).



FIGURA 4 – FUNCIONAMENTO DE UM DPD IDEAL
 FONTE : Wood (2010)

A Figura 4 mostra o Ganho Amp. do PA, e o Ganho PD é uma função inversa a do PA, que é o que o DPD simula. Da cascata de ambos os blocos, há o ganho linear desejado, também representado na Figura 4. Caso exista inversa exata, o ganho da cascata é perfeitamente linear.

Nesta seção, será assumida a existência (até a saturação) de uma inversa exata para a característica de transferência do PA. Além disso, o valor máximo de tensão de entrada no qual ainda existe a inversa exata para o PA também é assumido conhecido. Quando a primeira destas condições for satisfeita e explorada

na implementação de um DPD, será dito nesta dissertação que o PA é linearizado por um DPD ideal. Se a amplitude do sinal aplicado na entrada do DPD for limitada de tal forma que sempre haja uma inversa exata (e, por consequência o PA nunca entra em saturação), será dito nesta dissertação que o PA é linearizado por um DPD ideal e sem saturação.

Por outro lado, se a amplitude do sinal aplicado na entrada do DPD não for limitada, o DPD pode ser solicitado a trabalhar em uma região onde uma inversa não existe. Nesse caso, a menos que um mecanismo de limitação da amplitude seja implementado, o DPD deixa de funcionar. Na literatura, essa limitação é sempre do tipo *hard clipping* (CHEN et al., 2007; BRAITHWAITE, 2013).

O objetivo desta seção é identificar a seguinte equivalência mostrada na Figura 5. Um DPD ideal com saturação é equivalente a DPD ideal sem saturação em conjunto com um CFR que é representado por um limitador do tipo *hard clipping* sem filtro. Em outras palavras, DPD ideal com saturação é equivalente ao CFR mostrado na Figura 3 sem a presença do filtro seguido de um amplificador perfeitamente linear.

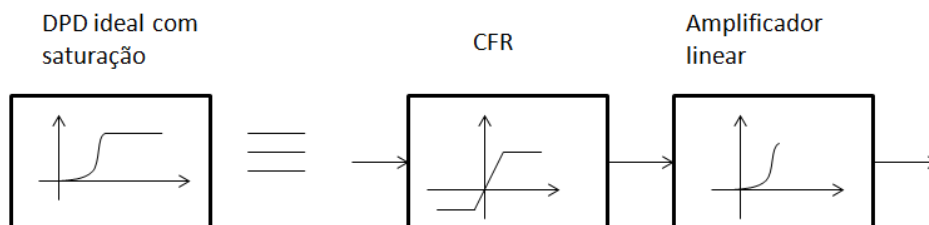


FIGURA 5 – EQUIVALÊNCIA ENTRE OS DIAGRAMAS DE BLOCOS
FONTE: O autor (2013)

Apesar de um grande número de publicações nesta área, desconhece-se essa equivalência na literatura. Justifica-se o objetivo desta seção pelo fato de que essa equivalência será explorada na próxima seção, sendo útil para estabelecer as regras de uso sinérgico entre DPD e CFR para a linearização de PAs. Portanto, uma segunda contribuição desta dissertação é estabelecer essa equivalência.

3.3 PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD

Nesta seção, será discutida a linearização de PAs através do uso combinado das técnicas de CFR e DPD, de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Figura 6.

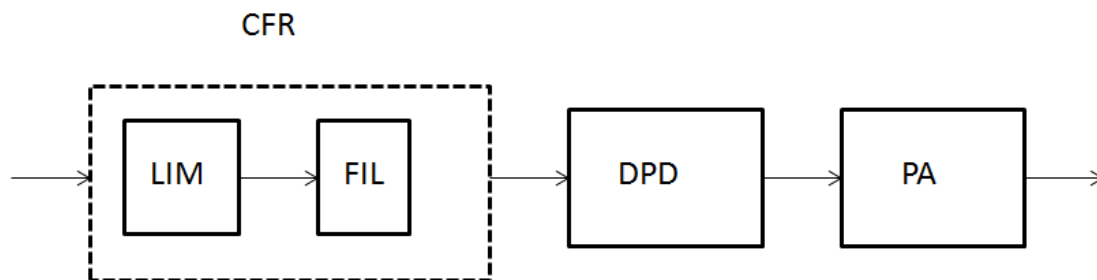


FIGURA 6 – DIAGRAMA DE BLOCOS ENVOLVENDO A LINEARIZAÇÃO DE UM PA ATRAVÉS DA COMBINAÇÃO ENTRE DPD E CFR
FONTE: Ryu et al. (2004)

Na Figura 6, o diagrama de blocos está organizado de modo que: LIM = limitador, FIL = filtro, sendo ambos blocos constituintes do algoritmo de CFR.

Conforme a revisão bibliográfica referente a este assunto e incluída nesse documento na Seção 2.3, os benefícios do uso combinado entre DPD e CFR já foram observados experimentalmente em diferentes publicações. Porém, apesar de um grande número de publicações nesta área, algumas questões ainda permanecem sem respostas e o objetivo dessa seção é contribuir para a solução dessas questões.

Nesse contexto, outra contribuição desta dissertação, a ser descrita nesta seção, é propor um procedimento com os passos a serem seguidos para o mais eficiente uso sinérgico das técnicas de CFR e DPD. Em específico, esse procedimento vai evidenciar a necessidade de se estabelecer critérios distintos para a identificação (extração dos parâmetros) de ambos CFR e DPD quando utilizados em conjunto, se comparados à situação onde cada técnica atua isoladamente.

A metodologia adotada nesta seção será primeiramente apresentar o procedimento proposto para identificação do DPD (quando combinado com CFR) e, em seguida, apresentar o procedimento para identificação do CFR (quando combinado com DPD). Posteriormente, no Capítulo 4, este procedimento será aplicado a um PA e a sua validade será novamente testada.

3.3.1 Critério de projeto do DPD para uso combinado com CFR

Quanto ao critério de projeto do DPD, diferentemente do que foi feito em Nader et al. (2011a, 2011b), o procedimento proposto nesta dissertação exige que o DPD nunca opere em saturação. Em outras palavras, neste trabalho o uso do DPD ideal sozinho em saturação é considerado um procedimento alternativo ao uso combinado do DPD ideal sem saturar e CFR com filtro.

Nesse contexto de concorrência, outra contribuição desta dissertação, também descrita nesta seção, é estabelecer um critério para determinar quando é vantajoso ou não incluir a técnica de CFR (aqui apenas baseada em um limitador de amplitude do tipo *hard clipping* seguido por um filtro) em um PA já linearizado por um DPD ideal. Quanto as situações concorrentes, compararemos uma situação em que são combinados um bloco de CFR com filtro, um DPD que não atinge a saturação e mais o PA, e na outra situação, deixaremos a cascata DPD seguido de PA saturar. E o objetivo é analisar qual situação é mais vantajosa, sob a ótica de aumentar a potência média de saída do PA e ainda satisfazer as métricas de linearidade, tanto para a banda passante quanto para fora da banda.

O critério proposto nesta seção é: a inclusão da técnica de CFR com filtro em um sistema composto por PA já linearizado por um DPD ideal é vantajoso sempre que a métrica mais rigorosa para o sistema for a métrica fora da banda.

O raciocínio que permite justificar teoricamente a validade desse critério é muito semelhante ao apresentado anteriormente na Seção 3.2 e também baseia-se na existência de uma folga na métrica que calcula a distorção na banda passante. Primeiro, observe que o limitador de amplitude do tipo *hard clipping* deteriora ambas as métricas de distorção, tanto da banda passante quanto fora da banda. Porém, o filtro na sequência é projetado para corrigir (compensar) apenas a distorção fora da banda (corrigir totalmente a distorção fora da banda gerada pelo limitador, mas mantendo praticamente inalterada a distorção na banda passante).

Além disso, o cálculo da distorção fora da banda é influenciado sobretudo pelos valores de pico. Como resultado, espera-se que, em uma comparação na saída do PA, nos dois sistemas comparados, mantendo constante o valor de pico, os valores de distorção fora da banda sejam aproximadamente constantes enquanto que os valores de distorção dentro da banda se deterioreem na presença do CFR.

Uma vez que o CFR reduz a razão entre o pico e a média, a inclusão do CFR aumenta a potência média de saída para um valor de pico constante e quando tem-se uma folga na distorção na banda passante até que o limite da norma seja atingido, espera-se que a máxima potência média de saída ocorra quando ambas as métricas de distorção atinjam o limite da norma simultaneamente. Nesse caso, é vantajoso incluir na linearização do PA um CFR com filtro e impedir que o DPD sature, ao invés de simplesmente deixar o DPD saturar.

3.3.2 Critério de projeto do CFR para uso combinado com DPD

Quanto ao critério de projeto do CFR, diferentemente do que foi feito em Gilabert et al. (2009) e Chen et al. (2007), o procedimento proposto nesta dissertação evidencia a necessidade do uso de critérios diferentes para o projeto de um CFR atuando junto com o DPD, diferenciando do utilizado quando o CFR é utilizado isoladamente.

O procedimento proposto é: quando combinado ao DPD, o filtro de saída do CFR não precisa eliminar toda a distorção fora da banda criada pelo limitador de amplitude do tipo *hard clipping*. O filtro de saída do CFR apenas precisa reduzir a distorção fora da banda de tal forma que, na saída do filtro do CFR, o sinal esteja dentro e o mais próximo possível do limite de distorção fora da banda estabelecido pela norma.

Essa conclusão se baseia no fato que o CFR, quando combinado com DPD ideal, é seguido na cadeia de transmissão por uma amplificação linear, fornecida pelo conjunto DPD ideal em cascata com PA. Isso significa que o sinal, ao ser processado pela cascata DPD ideal sem saturação seguido do PA, manterá constantes suas métricas de distorção, não somente fora da banda, mas também na na banda passante.

3.4 PROCEDIMENTO PARA PROJETO DE LINEARIZAÇÃO DE PA'S COMPOSTO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD

Baseado nas análises apresentadas nas seções anteriores, o objetivo desta seção é apenas resumir o procedimento proposto para o projeto de linearizadores de PAs composto pela combinação entre CFR e DPD. O procedimento é:

Caso o PA possua inversa exata, e seu valor de tensão de saturação for conhecido, o uso de apenas DPD sempre trará vantagens. Devemos então linearizar o PA através do DPD ideal e permitir que o DPD sature (*hard clipping*). Nesse cenário, deve-se obter o máximo valor de potência média na saída do PA de forma que as métricas de distorção dentro da banda passante e fora da banda ainda satisfaçam os limites estabelecidos pelas agências regulatórias. Após isso, verificar:

- a) Se, para garantir que a métrica de distorção fora da banda esteja no limite estabelecido pela norma, ainda existir uma margem para a métrica de distorção na banda passante, então o uso conjunto de DPD e CFR (composto por limitador do tipo *hard clipping* seguido de filtragem linear) será benéfico. Nesse caso, é necessário garantir que o DPD não sature. Uma maneira de otimizar os resultados, é projetar o filtro do CFR de tal modo a assegurar que a métrica para distorção fora da banda, medida na saída do PA, esteja no limite estabelecido pela norma.
- b) Se, para garantir que a métrica de distorção fora da banda esteja no limite estabelecido pela norma, não houver margem para a métrica de distorção na banda passante, então o uso conjunto de DPD e CFR (composto por limitador do tipo *hard clipping* seguido de filtragem linear) não será benéfico. Nesse caso, o uso conjunto deste tipo de técnica de CFR com o DPD não é recomendado, e o uso do DPD ideal em saturação garantirá os melhores resultados.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesse capítulo será detalhada a validação da teoria proposta no capítulo anterior. Uma vez que a teoria desenvolvida é restrita a amplificadores que satisfazem a condição de existência de uma inversa exata até a saturação, optou-se pela efetuação de simulações digitais usando o *software* MATLAB para a avaliação do processamento da informação pelo PA. Para as simulações foi escolhido como modelo de PA a cascata Wiener, mostrada na Figura 7 (PEDRO, MAAS, 2005). Nesta figura, observe que o modelo Wiener é composto pela conexão em cascata de um filtro linear (FIR) e uma não-linearidade estática (NLE).

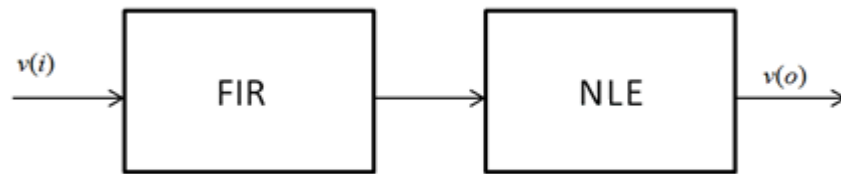


FIGURA 7 – CASCATA WIENER
FONTE: Pedro e Maas (2005)

Diferentemente de um PA real sujeito a sinais de rádio-frequência (RF), a conexão Wiener está sujeita a uma entrada em banda-base e produz uma saída também em banda-base. Como consequência, os sinais na entrada e na saída da conexão Wiener são complexos e, números complexos estão aqui representados pelo símbolo ($\cdot$). A relação entre sinais reais em RF, $v(t)$ e $v'(t)$ é descrita por:

$$v(t) = \text{Re}\{|v(t)| \cdot e^{j[\omega_c(t) + \theta(t)]}\} \quad (1)$$

$$v'(t) = |v(t)| \cdot e^{j\theta(t)} \quad (2)$$

onde $v(t)$ é o sinal real em RF; $v'(t)$ é o sinal complexo em banda-base; ω_c é a frequência da portadora; $\theta(t)$ é o deslocamento de fase.

No modelo de PA Wiener utilizado, o filtro linear é representado por um filtro digital do tipo FIR com 3 *taps*, sendo o coeficiente que multiplica a entrada instantânea igual a $1,048 + 0,051j$, e os coeficientes multiplicando as entradas passadas iguais a $-0,418 + 0,060j$ e $0,224 - 0,066j$, onde o último valor refere-se a entrada mais antiga. Já a não-linearidade estática é representada por 2 *look-up*-

tables (LUTs): a LUT mostrada na Figura 8 representa a amplitude do sinal na saída do bloco não-linear em função da amplitude do sinal na entrada do mesmo, um gráfico conhecido por conversão AM-AM, enquanto que a LUT mostrada na Figura 9 representa a diferença de fase entre os sinais na saída e na entrada do bloco não-linear da conexão Wiener em função da amplitude do sinal na entrada do mesmo, um gráfico conhecido por conversão AM-PM. A descrição dos procedimentos para a identificação dos *taps* do FIR e das LUTs está fora do escopo deste trabalho. Aqui, vale ressaltar que os valores utilizados nesta validação foram previamente obtidos para a modelagem de um PA real polarizado em classe AB e construído com tecnologia Nitrato de Gálio (GaN) (CABRAL et al., 2004).

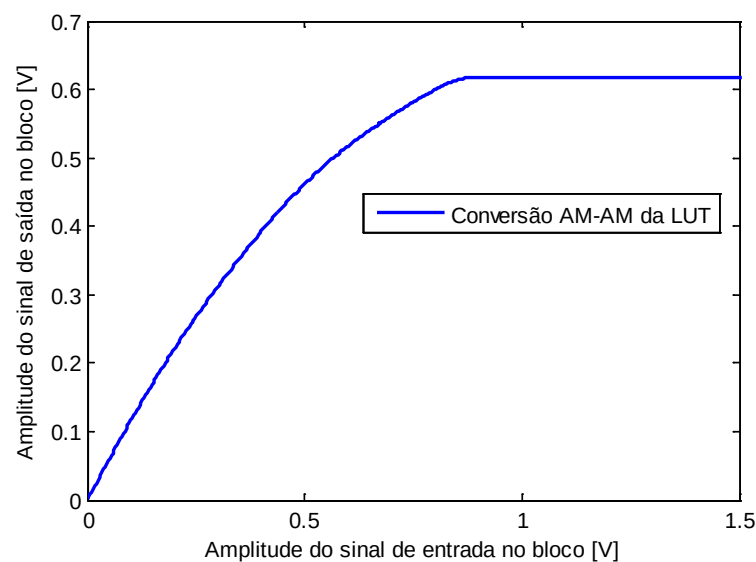


FIGURA 8 – CONVERSÃO AM-AM DA LUT

FONTE: O autor (2013)

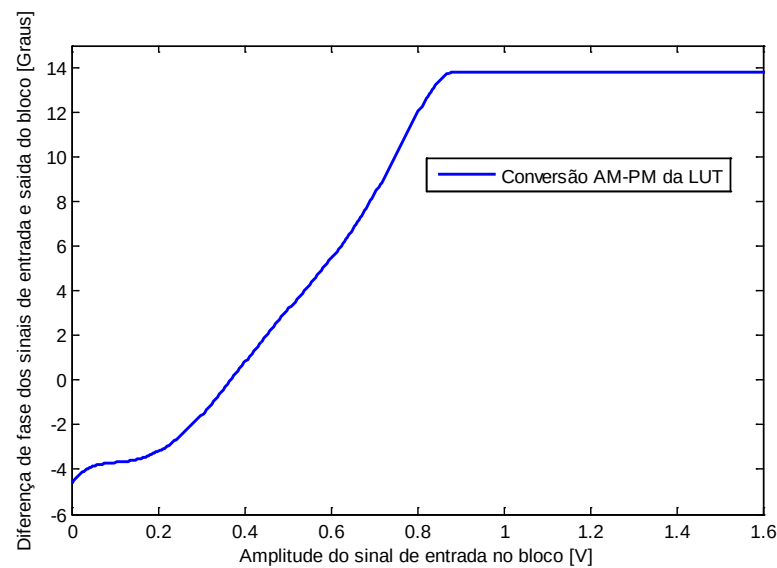


FIGURA 9 – CONVERSÃO AM-PM DA LUT

FONTE: O autor (2013)

O PA modelo Wiener escolhido possui uma inversa exata até a saturação justificando, portanto, o uso do DPD ideal. Além disso, a amplitude de saturação (*hard clipping*) da saída do PA é conhecida, e o seu valor normalizado é de 0,6169 V.

O procedimento proposto nesta dissertação e descrito no capítulo anterior pode ser aplicado a vários sinais modulados digitalmente (WCDMA, OFDM, EDGE), mesmo que estes apresentem diferentes métricas para a avaliação de distorções na banda passante e nas bandas laterais. Sem perda de generalidade, o sinal escolhido neste trabalho foi o sinal WCDMA, regulamentado pela norma 3GPP, utilizando os limites máximos estabelecidos para transmissores (3GPP, 1999). Em particular, o PAPR do sinal utilizado é de 12 dB.

Para o sinal WCDMA escolhido, a distorção do sinal na banda passante deve ser calculada pela métrica EVM (*Error Vector Magnitude*), ou módulo de vetor de erro. Esse valor é uma métrica em porcentagem (%) e serve para quantificar, no domínio do tempo, quanto do sinal de entrada está distorcido na saída. Segundo as normas do 3GPP, esse valor deve ser inferior a 17,5%. Calcula-se o EVM do sinal segundo (GILABERT et al., 2008):

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |y_{OUT}(n) - y_{REF}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{REF}(n)|^2}} 100\%, \quad (3)$$

onde N é o número de pontos utilizado nas simulações, y_{REF} é o sinal complexo de entrada, e y_{OUT} é o sinal complexo de saída.

Para avaliar o sinal WCDMA quanto ao espalhamento espectral, deve-se utilizar a métrica ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), ou razão entre potências nos canais adjacentes. Esse valor é medido em dB, e serve para medir a razão entre a potência nas bandas laterais e a potência na banda passante do sinal. O cálculo do ACPR é feito segundo:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left[\frac{\int_{adj} |y_{OUT}(f)|^2 df}{\int_{ch} |y_{OUT}(f)|^2 df} \right] \quad (4)$$

onde $\int_{adj} |y_{OUT}(f)|^2 df$ representa a potência total do sinal no canal adjacente e $\int_{ch} |y_{OUT}(f)|^2 df$ representa a potência total do sinal na banda passante

A Figura 10 mostra as máscaras utilizadas para o cálculo do ACPR. Considera-se o pior caso, que é o maior dos dois valores (inferior ou superior), para o valor final de ACPR. Para o sinal estar dentro das normas do 3GPP, o ACPR deve ser inferior a -45 dB para potências medidas em canais de largura de banda de 3,84 MHz e com o canal adjacente centralizado a uma distância de 5 MHz da banda passante. Além disso, o ACPR deve ser inferior a -50 dB quando o canal adjacente for centralizado a uma distância de 10 MHz da banda passante e as demais condições anteriores forem mantidas inalteradas.

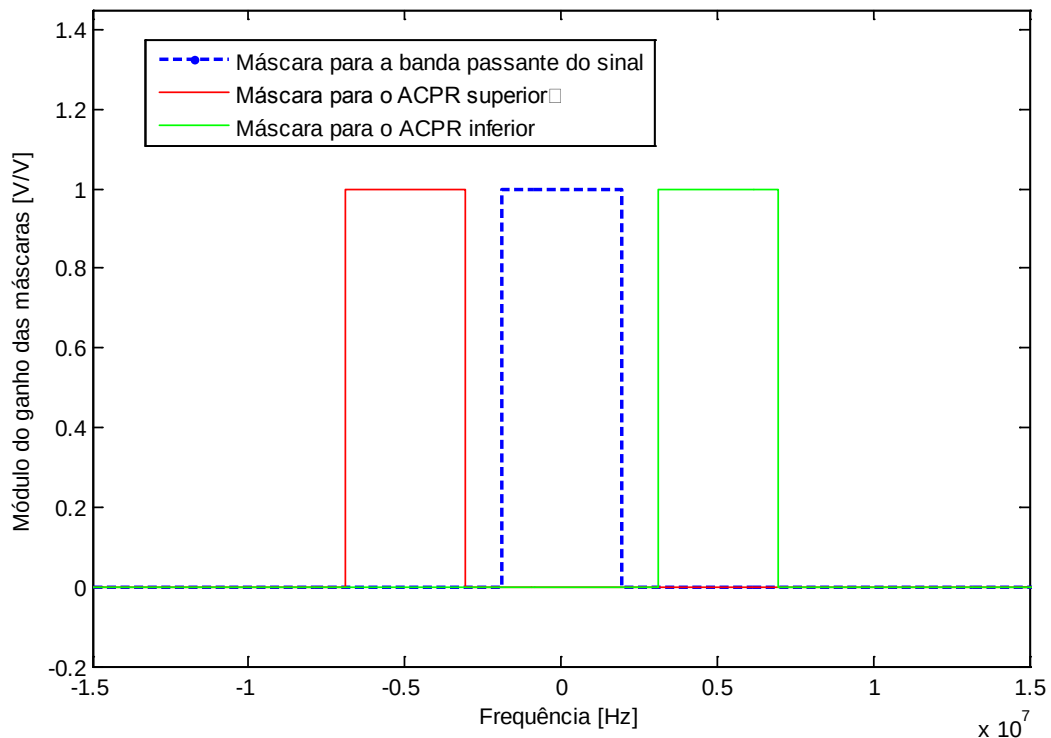


FIGURA 10 – MÁSCARAS USADAS PARA O CÁLCULO DE ACPR
 FONTE: O autor (2013)

No que diz respeito aos algoritmos de CFR, foram implementados em ambiente MATLAB apenas os modelos limitadores de amplitude do tipo *hard clipping*, conforme Figura 11, e limitador de amplitude também do tipo *hard clipping* com filtragem na sua saída, conforme Figura 12.

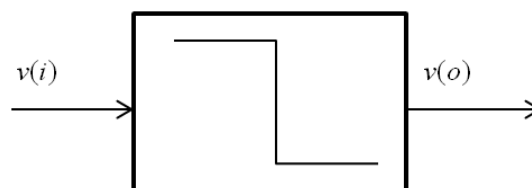


FIGURA 11 – CFR COMPOSTO POR LIMITADOR DO TIPO *HARD CLIPPING*
 FONTE: O'Neill e Lopes (1995)

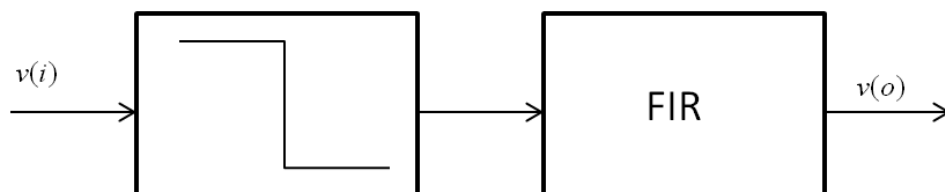


FIGURA 12 – BLOCOS EM CASCATA(LIMITADOR E FILTRO)
 FONTE: Armstrong (2001)

O limitador de amplitude do tipo *hard clipping* é implementado mediante (NADER et al., 2011b):

$$\begin{aligned} X_j &= X_i, \text{ se } |X_i| \leq F \\ X_j &= F \cdot e^{j\theta X}, \text{ se } |X_i| > F \end{aligned} \quad (5)$$

onde F é o fator de *clipping*, X_j é a amplitude do sinal após *clipping*, X_i é a amplitude do sinal pré-*clipping*.

O fator F é um valor arbitrário que irá limitar a amplitude do sinal. Esse parâmetro é ajustável e, portanto, a escolha do valor de F é um critério de projeto. A equação (5) mostra que a amplitude X_j será igual à amplitude X_i , para todos os pontos, caso o módulo da amplitude seja inferior ou igual a F. Caso contrário, a amplitude de X_j será igual ao parâmetro F.

Para a implementação da filtragem da distorção gerada pelo *clipping* do CFR após o limitador, quando necessária, foram utilizados 3 modelos de filtros digitais do tipo FIR, denominados Filtro PF para ACPR nulo, Filtro PF para ACPR inalterado e Filtro PF para ACPR limite. Abaixo seguem as especificações de projetos desses filtros e as explicações para os codinomes, para facilitar a compreensão do texto e evitar repetições.

-Filtro PF para ACPR nulo (Codinome Filtro nulo): Consiste em uma janela retangular ideal no domínio da frequência, deixando passar de maneira inalterada apenas a banda passante do sinal e removendo completamente o conteúdo espectral fora da banda, conforme Figura 13. Vale ressaltar que como o ACPR tem unidade dB e é a razão entre as potências de ruído e da banda passante, como nesse caso a potência de ruído é zero (nula), o valor de ACPR tende a menos infinito, visto que menos infinito é o valor correspondente ao logaritmo de zero.

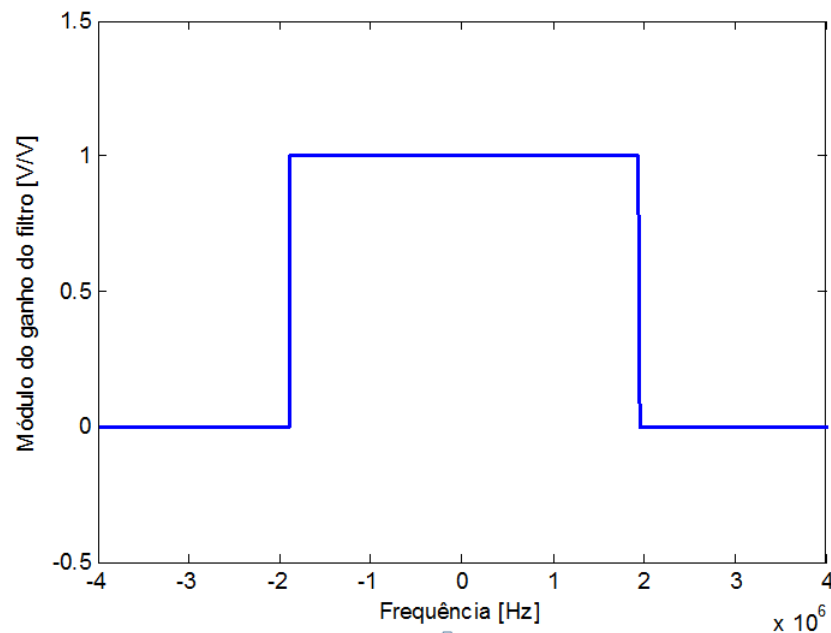


FIGURA 13 – JANELA RETANGULAR IDEAL PARA FILTRO PF PARA ACPR NULO
 FONTE: O autor (2013)

-Filtro PF para ACPR inalterado (Codinome Filtro inalterado): Consiste em passar de maneira inalterada a banda passante do sinal e remover completamente o conteúdo espectral fora da banda do sinal na saída do limitador, e substituí-lo pelo conteúdo espectral fora da banda do sinal WCDMA aplicado na entrada do limitador. Em outras palavras, esse filtro garante que o ACPR permanece praticamente inalterado ao ser processado pelo CFR composto pela cascata limitador seguido de filtro.

-Filtro PF para ACPR no limite (Codinome Filtro limite): Consiste em passar de maneira inalterada a banda passante do sinal e aplicar uma resposta linear na frequência ao conteúdo espectral fora da banda do sinal, conforme Figura 14, de tal forma a garantir que as métricas de ACPR se aproximem o máximo possível, porém sem ultrapassar o limite estabelecido pela norma 3GPP de -45 dB para canais adjacentes centrados em 5 MHz. Ao longo deste capítulo, verifica-se que com este procedimento, o limite estabelecido de -50 dB para canais adjacentes centralizados em 10 MHz é sempre satisfeito. Cumpre ressaltar que se esse limite não fosse satisfeito, poder-se-ia trabalhar com uma resposta em frequência para o filtro que reduzisse, ainda de forma linear na frequência, o ganho para regiões mais distantes da banda passante.

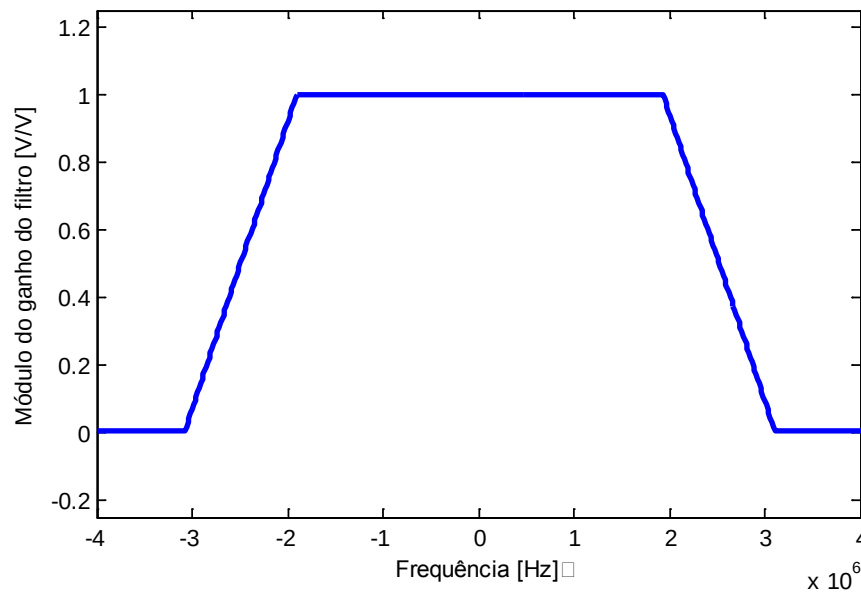


FIGURA 14 – JANELA USADA EM FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE
 FONTE: O autor (2013)

Com esses algoritmos de linearização (CFR, DPD), procedimentos de limitação (*hard clipping*), filtragem (Filtro nulo, Filtro inalterado e Filtro limite) e cálculo das métricas EVM e ACPR para o sinal 3GPP WCDMA, foram feitas diversas simulações usando o software MATLAB. Os resultados das simulações obtidas com o Filtro PF para ACPR nulo (janela retangular ideal) forem sempre inferiores aos demais filtros e, portanto, não serão mostrados nos resultados a serem apresentados ao longo deste capítulo. A justificativa é a elevada reconstrução de picos devido à descontinuidade abrupta da resposta em frequência

Os resultados serão apresentados da seguinte forma. Na Seção 4.1, tem-se os resultados do PA sem linearização. Na Seção 4.2, tem-se o PA linearizado por CFR apenas. Na Seção 4.3, o PA foi linearizado com DPD apenas. E, na Seção 4.4, tem-se os resultados da linearização do PA através do uso combinado entre CFR e DPD, segundo o procedimento proposto no capítulo anterior.

4.1 PA SEM LINEARIZAÇÃO

Partindo do uso apenas do PA, sem linearização, seja por CFR, DPD ou qualquer tipo de filtragem ou processamento, seguem os resultados. Para essa configuração específica, o PA modelo Wiener pode ser utilizado para transmitir um

sinal WCDMA e cumprir as exigências de linearidade exigidas pela norma 3GPP com um ganho máximo normalizado de 0,285. Nessa simulação foi variado apenas o ganho (G) aplicado ao sinal WCDMA antes do processamento pelo PA, partindo de 0,1 até o valor máximo de 0,285, até que o sinal saísse das normas do 3GPP. Apesar de não distorcer muito o sinal no domínio do tempo, e portanto, apresentar um baixo valor de EVM, as exigências de ACPR foram atingidas muito rapidamente.

Os valores obtidos de ACPR e EVM foram de -45,2 dB e 2,63%, respectivamente. O baixo valor de EVM mostra que ainda há margem para se trabalhar nessa frente. Além disso, o valor de potência média de saída foi de 11,55 dBm. A Figura 15 mostra o diagrama de blocos da simulação. Os resultados estão organizados na Tabela 1.

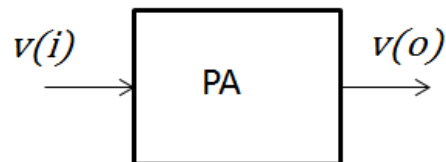


FIGURA 15 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO DO PA SEM LINEARIZAÇÃO
FONTE: O autor (2013)

TABELA 1 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO APENAS O PA, SEM LINEARIZAÇÃO

Parâmetros	Resultados
G	0,285
EVM	2,63%
ACPR	-45,2 dB
Potência Média de Saída	11,55 dBm
PAPR na saída do PA	12 dB

FONTE: O autor (2013)

Para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 1, a Figura 16 mostra a amplitude do sinal na saída do PA modelo Wiener em função da amplitude do sinal na entrada do mesmo, enquanto que a Figura 17 mostra a diferença de fase entre os sinais na saída e na entrada do PA em função da amplitude do sinal na entrada do mesmo. Observe que essas figuras estão de acordo com o baixo valor obtido para o EVM.

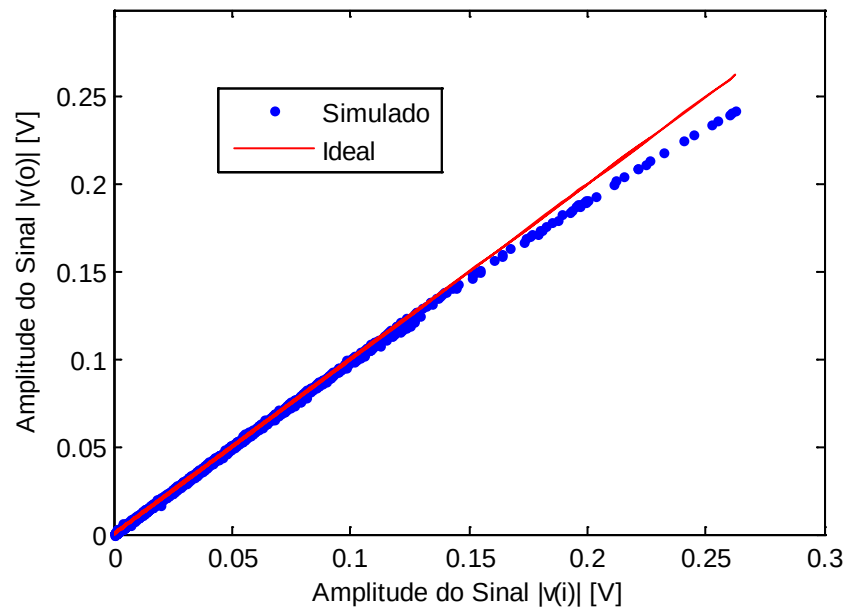


FIGURA 16 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”

FONTE: O autor (2013)

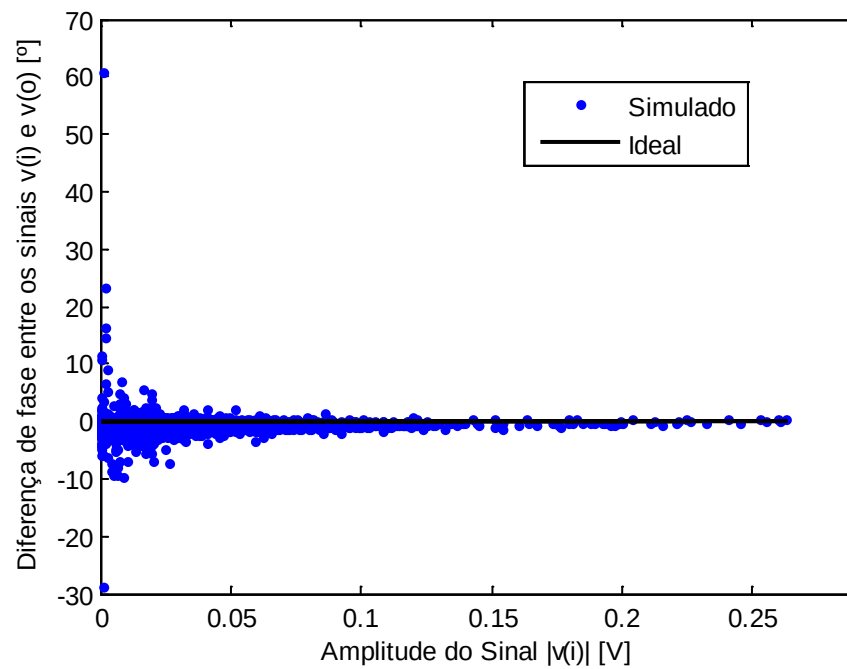


FIGURA 17 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”

FONTE: O autor (2013)

A Figura 18 mostra as densidades espectrais de potência dos sinais na entrada e saída do PA modelo Wiener, também para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 1. É possível observar pela figura a coerência com o valor obtido para o ACPR.

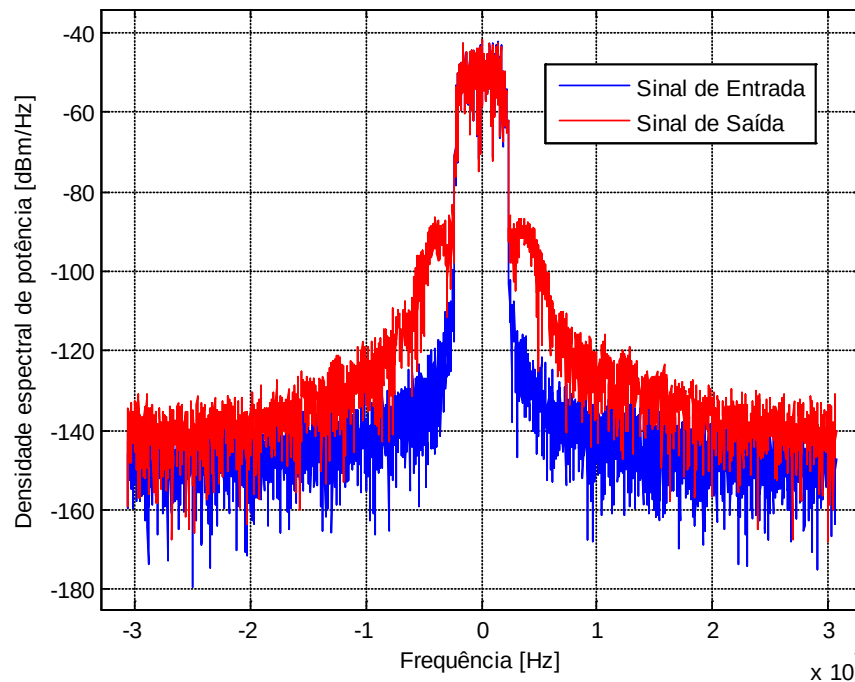


FIGURA 18 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “APENAS PA”

FONTE: O autor (2013)

4.2 PA LINEARIZADO POR CFR

Uma primeira contribuição desta dissertação, descrita no capítulo anterior na Seção 3.1, é estabelecer um critério para determinar se é vantajoso linearizar um PA através do uso isolado da técnica de CFR baseada em um limitador de amplitude do tipo *hard clipping* seguido por um filtro. A vantagem que se deseja obter é o aumento da potência média de saída do PA, satisfazendo as métricas de linearidade, tanto para a banda passante quanto para fora da banda. De acordo com a teoria proposta no capítulo anterior, linearizar um PA através do uso isolado desta técnica de CFR sempre será vantajoso quando a métrica mais rigorosa para o PA sem linearização for a métrica fora da banda. No caso particular do sinal WCDMA, esta métrica é o ACPR. Considerando que para o PA sob análise, no caso sem linearização, a métrica mais rigorosa é a métrica fora da banda, espera-se que seja vantajoso linearizar o PA sob análise através do CFR sozinho. O objetivo dessa seção, portanto, é justificar a linearização do PA usando apenas CFR pelo critério explicado acima.

De acordo com a metodologia amplamente utilizada na literatura e detalhada na Seção 3.1, o filtro do CFR deve ser projetado de acordo com os algoritmos Filtro PF para ACPR nulo ou Filtro PF para ACPR inalterado (ARMSTRONG, 2001). Uma vez que os resultados das simulações obtidas com o Filtro nulo (janela retangular ideal) foram sempre inferiores aos demais filtros testados, os resultados com o Filtro nulo não serão mostrados. Como o PA conectado após o CFR é não-linear, não faz sentido a utilização do Filtro limite, uma vez que o mesmo é projetado para estar no limite da norma e, portanto, qualquer não-linearidade, por menor que seja, já será suficiente para que o mesmo ultrapasse a norma. Dessa forma, para esse caso de PA não-linear o valor de ACPR deve ser mantido baixo pelo filtro processado depois do *clipping*, o que é satisfeito pelo Filtro inalterado. Em particular, o Filtro inalterado consiste em remover completamente o espectro fora do sinal, e substituí-lo pelo espectro inicial anterior ao *clipping*. Isso é feito para remover a distorção fora da banda inserida pelo *clipping*, além de manter as informações do sinal original e, com isso, manter o EVM praticamente igual ao valor na saída do limitador *hard clipping*.

A obtenção do ponto ótimo, ou seja, da máxima potência média de saída do conjunto CFR seguido pelo PA modelo Wiener que ainda satisfaz a norma 3GPP, é obtido de forma indireta, através da observação do máximo ganho G a ser aplicado ao sinal WCDMA na entrada do CFR, pois esse é função diretamente proporcional ao valor da potência média de saída. Além disso, a remoção dos picos do sinal de entrada através do limitador é controlada pelo fator F . Quanto menor esse valor, mais significativo será o *clipping*.

Mais especificamente, foi feito um compromisso entre os valores F e G da maneira descrita a seguir:

- a) Inicialmente, parte-se de um valor alto de F (sem limitação, ou seja $F=1$) e de um valor de ganho G para o sinal WCDMA a ser aplicado ao CFR igual ao obtido no caso de PA sem linearização ($G=0,285$).
- b) Em seguida, o valor de F é ligeiramente diminuído, e então, mantido fixo. O valor de G é aumentado progressivamente, até que o sinal saia da norma em termos de ACPR ou EVM. Se o passo de diminuição de F for pequeno o suficiente, espera-se que o sinal saia da norma devido ao ACPR e ainda exista uma folga em termos de EVM.

- c) Esse procedimento é repetido até encontrar o par de F e G que dê o melhor compromisso, ou seja, até que o sinal saia da norma em termos de ACPR ou EVM, numa situação com ambos muito próximos do limite.

A Figura 19 mostra o diagrama de blocos utilizado nessa simulação. A Tabela 2 abaixo mostra o resultado do compromisso entre os valores de F, G e as normas citadas anteriormente.

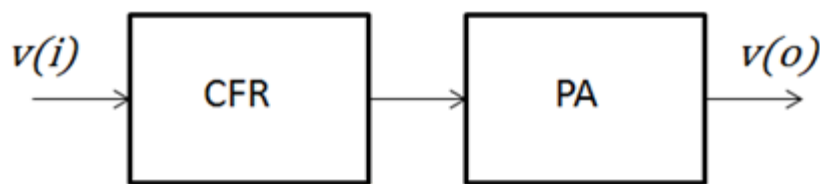


FIGURA 19 – DIAGRAMA DE BLOCOS UTILIZADO NA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO POR CFR

FONTE: O autor (2013)

TABELA 2 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO PA LINEARIZADO POR CFR

Parâmetros	Resultados
F	0,545
G	0,375
EVM	17,40%
ACPR	-45,0 dB
Potência Média de Saída	13,35 dBm
Redução do PAPR	2,30 dB

FONTE: O autor (2013)

Utilizando apenas o CFR como proposta de linearização, nota-se que houve um aumento de 1,8 dBm da potência média de saída, frente a uma redução de 2,30 dB no PAPR do sinal. Nesta configuração, consegue se aproveitar melhor o limite da norma, como visto na Tabela 2, o que valida o critério proposto no capítulo anterior. O valor de G máximo nessa configuração foi de $G=0,375$, para um Fator F de *clipping* igual a 0,545.

Para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 2, a Figura 20 mostra a amplitude do sinal na saída do PA modelo Wiener

em função da amplitude do sinal na entrada do CFR, enquanto que a Figura 21 mostra a diferença de fase entre os sinais na saída do PA e na entrada do CFR em função da amplitude do sinal na entrada do CFR. Observe que essas figuras estão de acordo com o baixo valor obtido para o EVM.

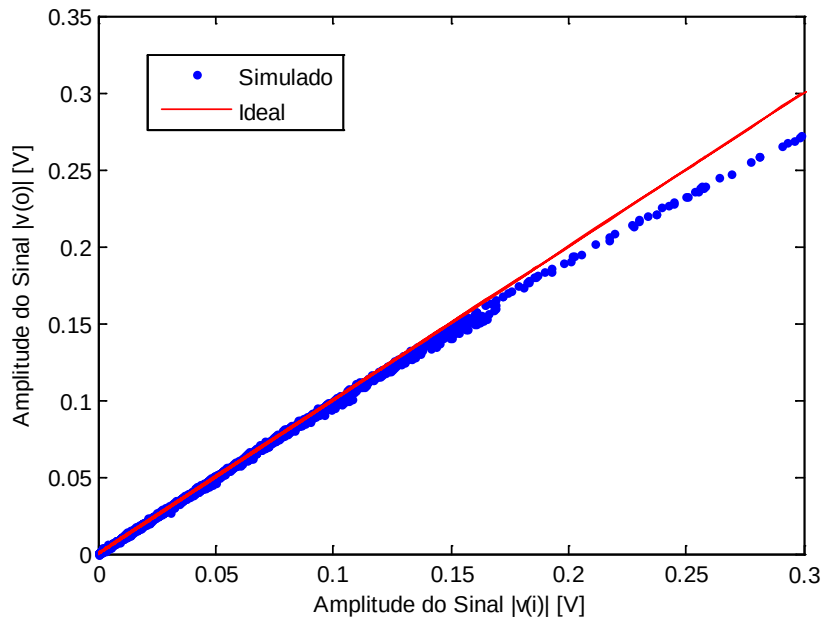


FIGURA 20 – CONVERSÃO AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”

FONTE: O autor (2013)

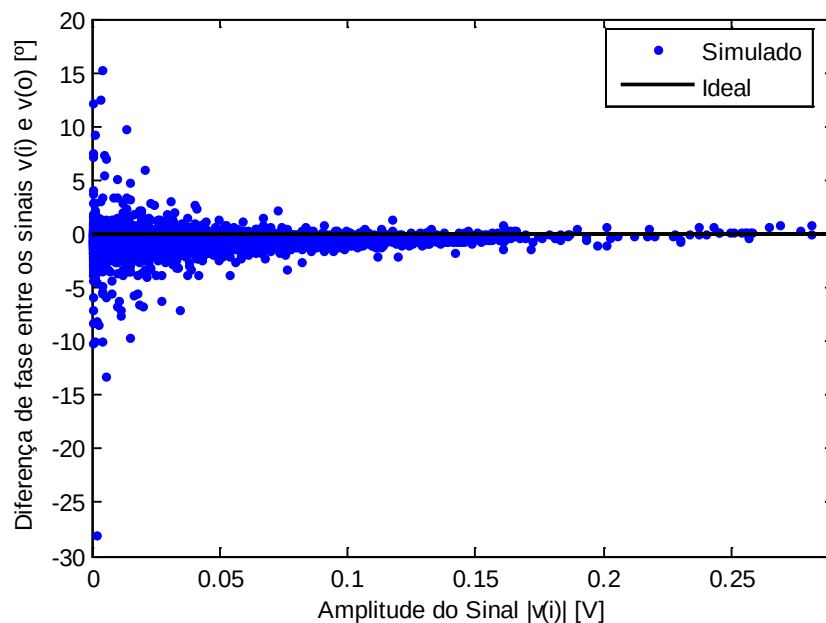


FIGURA 21 – CONVERSÃO AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”

FONTE: O autor (2013)

A Figura 22 mostra as densidades espectrais de potência dos sinais na entrada do CFR e saída do PA modelo Wiener, também para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 2. Observe pela figura a coerência com o valor obtido para o ACPR.

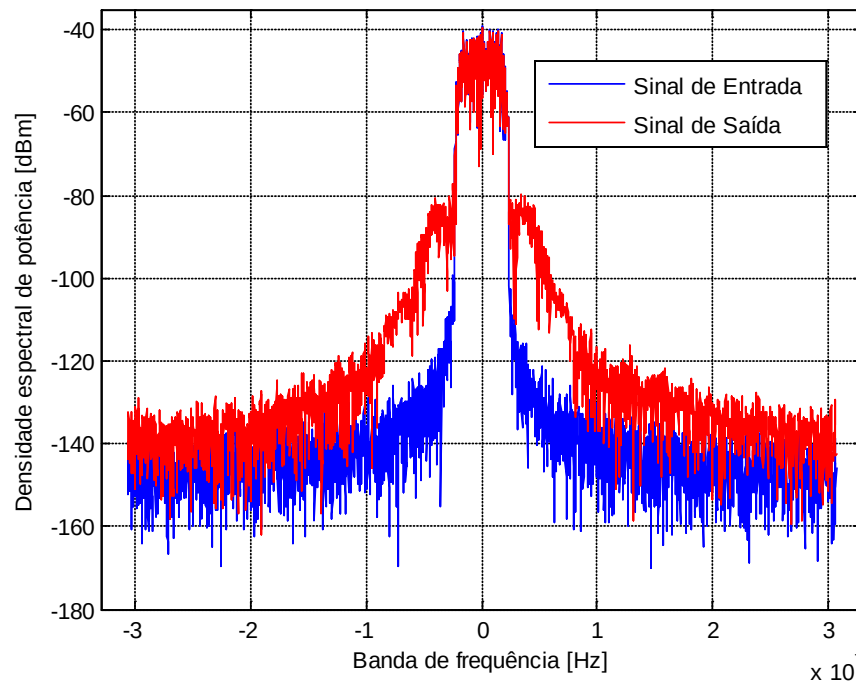


FIGURA 22 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO POR CFR”

FONTE: O autor (2013)

4.3 PA LINEARIZADO POR DPD

Uma segunda contribuição desta dissertação, descrita no capítulo anterior na Seção 3.2, foi observar que DPD ideal com saturação é equivalente a DPD ideal sem saturação em conjunto com CFR com limitador do tipo *hard clipping* sem filtro. Em outras palavras, DPD ideal com saturação é equivalente a CFR com limitador do tipo *hard clipping* sem filtro seguido de um amplificador linear. Essa observação foi demonstrada graficamente no capítulo anterior e será explorada neste capítulo. Cumpre ressaltar que, conforme visto no capítulo anterior, DPD é sempre vantajoso quando uma inversa exata para o PA existe. Como o DPD é ideal, se não for permitida a saturação, teríamos 100% de linearidade. Porém, como a norma permite

uma tolerância, podemos aumentar a potência média de saída ao custo de uma deterioração permitida para as métricas de EVM e ACPR. Uma vez que o objetivo neste trabalho é obter a máxima potência média de saída, essa tolerância que a norma permite será explorada nessa seção.

Para esse trabalho, o DPD não foi projetado e nem implementado, uma vez que o modelo usado de amplificador, o PA Wiener, tem inversa exata, o que significa a existência de um DPD ideal até a saturação, ponto a partir do qual a saída permanece constante, independentemente de um possível aumento da potência de entrada. Para a obtenção dos resultados, o sinal WCDMA, após ser submetido a um ganho G , foi simplesmente processado pelo limitador do tipo *hard clipping* com um fator de controle F fixo ($F=0,6169$), de tal forma que a amplitude fosse sempre limitada no valor de saturação do PA, ou seja, no valor normalizado de 0,6169 V. A fase permanece inalterada, ou seja, o AM-PM é sempre 0.

Nessa etapa portanto, fez-se a variação do ganho G do sinal WCDMA aplicado na entrada do amplificador, até que o ACPR calculado na saída do PA saísse da norma. Usando apenas o DPD ideal com saturação, o EVM se mantém muito baixo e a métrica mais rigorosa é o ACPR. O diagrama de blocos da simulação PA linearizado por DPD está mostrado na Figura 23. Os resultados estão apresentados na Tabela 3.

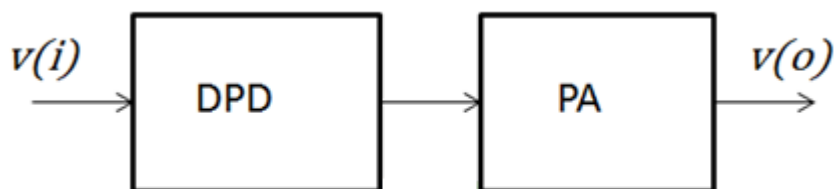


FIGURA 23 – DIAGRAMA DE BLOCOS UTILIZADO NA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO POR CFR

FONTE: O autor (2013)

TABELA 3 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO POR DPD IDEAL COM SATURAÇÃO

Parâmetros	Resultados
F	0,6169
G	0,725
EVM	0,60%
ACPR	-45,5dB
Potência Média de Saída	25,50 dBm
PAPR na entrada do DPD	12 dB

FONTE: O autor (2013)

Usando apenas o DPD ideal com saturação, foi possível aplicar um ganho de $G=0,725$ ao sinal WCDMA aplicado na entrada do PA. Esse valor elevado de G reflete na alta potência média de saída de 25,50 dBm, justificando o uso da técnica de linearização. Sem ela, a potência média na saída do PA seria restrita a 11,55 dBm.

Para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 3, a Figura 24 mostra a amplitude do sinal na saída do PA modelo Wiener em função da amplitude do sinal na entrada do DPD, enquanto que a Figura 25 mostra a diferença de fase entre os sinais na saída do PA e na entrada do DPD em função da amplitude do sinal na entrada do DPD. Observe que essas figuras estão de acordo com o baixo valor obtido para o EVM.

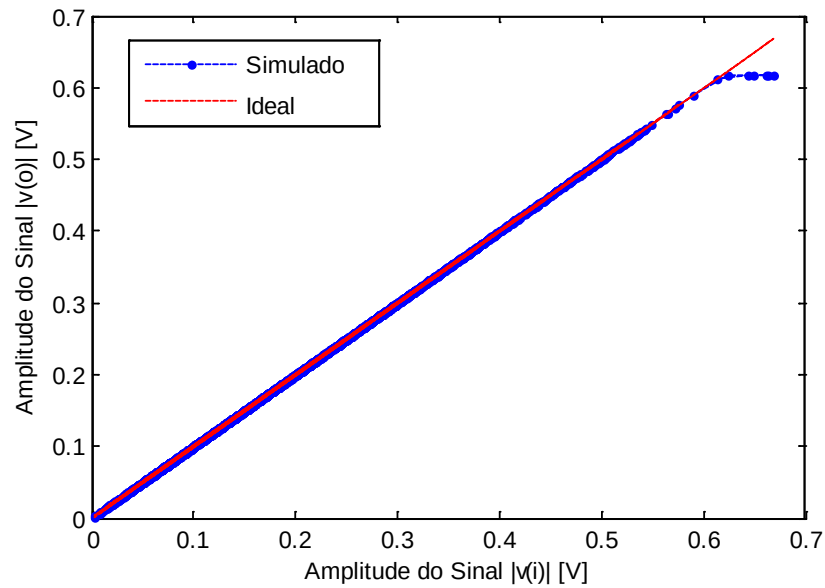


FIGURA 24 – FIGURA AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO PA LINEARIZADO POR

DPD

FONTE: O autor (2013)

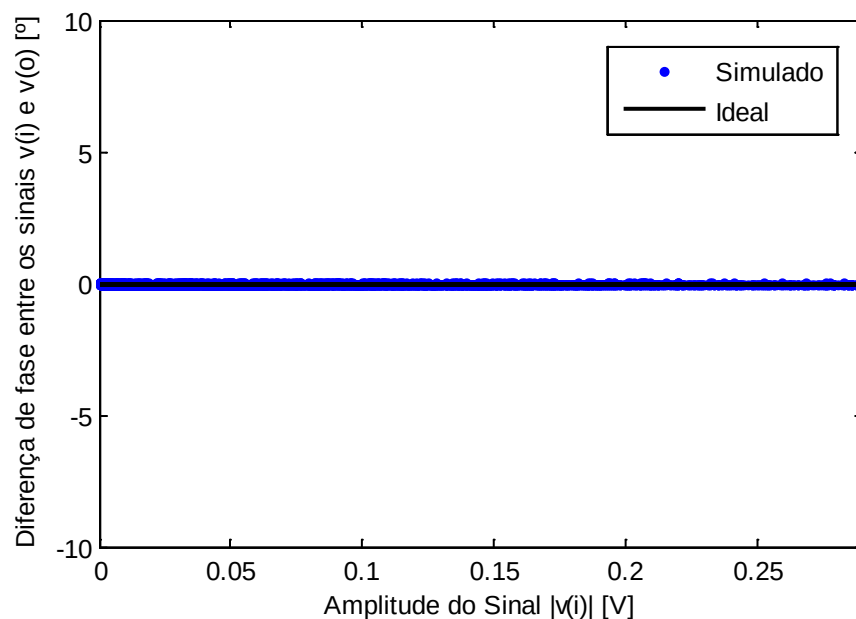


FIGURA 25 – FIGURA AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO PA LINEARIZADO POR

DPD.

FONTE: O autor (2013)

A Figura 26 mostra as densidades espectrais de potência dos sinais na entrada e saída do PA modelo Wiener, também para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 3. Observe pela figura a coerência com o valor obtido para o ACPR.

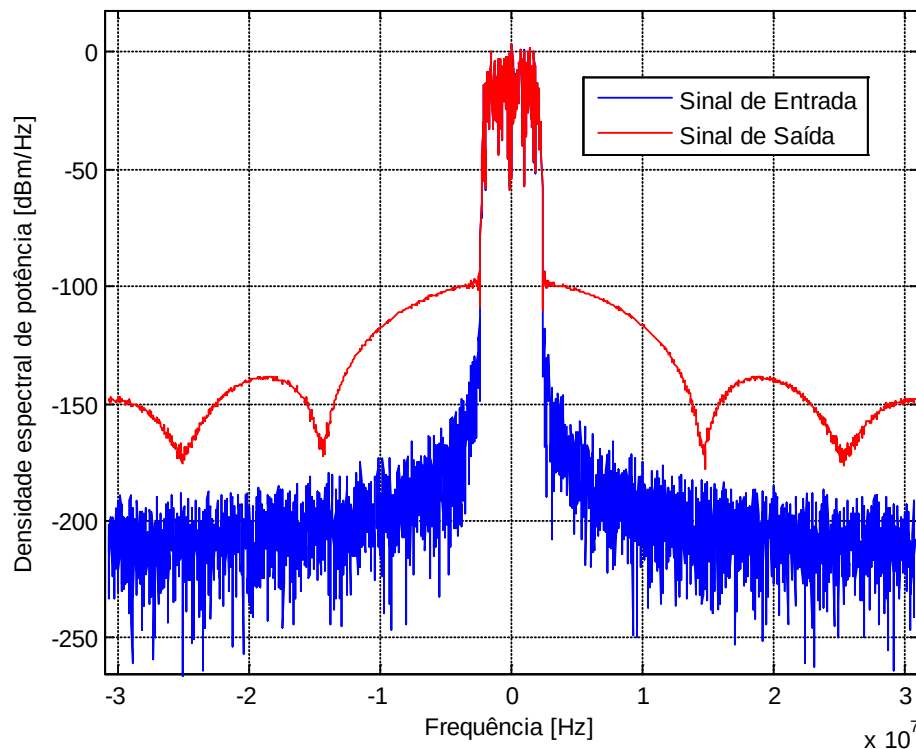


FIGURA 26 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO PA LINEARIZADO POR DPD

FONTE: O autor (2013)

4.4 PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD

Por fim, nessa última etapa foi simulado o PA usando o CFR e o DPD simultaneamente. Essa etapa da simulação foi feita com a finalidade de aliar o uso do CFR com o DPD, cada um contribuindo individualmente com o objetivo final, que é de linearizar o PA e contar com uma potência média de saída maior que nas etapas anteriores sem o uso simultâneo dos dois linearizadores.

Uma terceira contribuição desta dissertação, descrita no capítulo anterior na Seção 3.3 é propor um procedimento com os passos a serem seguidos para o mais eficiente uso sinérgico das técnicas de CFR e DPD. Em específico, esse procedimento evidencia a necessidade de se estabelecer critérios distintos para a identificação de ambos CFR e DPD quando utilizados em conjunto, se comparados a situação onde cada técnica atua isoladamente.

Quando ao critério de projeto do DPD, diferentemente do que foi feito em Nader et al., (2011a, 2011b), o procedimento proposto nesta dissertação exige que o DPD nunca opere em saturação. Em outras palavras, neste trabalho o uso do DPD ideal sozinho em saturação (conforme realizada na Seção 4.3) é considerado um procedimento alternativo ao uso combinado do DPD ideal e CFR com filtro. Nesse contexto de concorrência, outra contribuição desta dissertação, também descrita no capítulo anterior na Seção 3.3.1, foi estabelecer um critério para determinar se é vantajoso ou não incluir a técnica de CFR (baseada em um limitador de amplitude do tipo *hard clipping* seguido por um filtro) em um PA já linearizado por um DPD ideal. De acordo com a teoria proposta no capítulo anterior, incluir a técnica de CFR com filtro em um PA já linearizado por um DPD ideal é vantajoso sempre que a métrica mais rigorosa para o PA com DPD ideal e em saturação for a métrica fora da banda. No caso particular do sinal WCDMA, esta métrica é o ACPR. Considerando que para o PA sob análise, no caso PA com DPD ideal e em saturação (conforme Seção 3.3), a métrica mais rigorosa é a métrica fora da banda, espera-se que seja positivo incluir a técnica de CFR com filtro no PA sob análise em conjunto com DPD ideal, estando atento a evitar que o PA sature. Portanto, se este critério estiver correto, justifica-se a linearização do PA sob análise pelo uso combinado entre DPD e CFR, segundo o procedimento proposto nessa dissertação, e um dos objetivos desta seção é exatamente o de validar esse critério.

Quando ao critério de projeto do CFR, diferentemente do que foi feito em Gilabert et al. (2009) e Chen et al. (2007), o procedimento proposto nesta dissertação evidencia a necessidade de um critério diferente do que quando o CFR é utilizado isoladamente. Em particular, quando combinado ao DPD, o filtro de saída do CFR não precisa eliminar toda a distorção fora da banda criada pelo limitador de amplitude do tipo *hard clipping*. O filtro de saída do CFR apenas precisa reduzir a distorção fora da banda de tal forma que na saída do filtro o sinal esteja dentro e o mais próximo possível do limite de distorção fora da banda estabelecido pela norma, dado pelo ACPR no caso do WCDMA.

O objetivo dessa seção, portanto, é quantificar a melhoria, em termos de máxima potência média de saída, pelos diferentes critérios de projeto do filtro do CFR. Para tanto, serão comparados dois casos de uso combinado de DPD e CFR que se diferenciam apenas pelo projeto do filtro do CFR: usando a implementação Filtro PF para ACPR inalterado, que elimina toda a distorção gerada pelo limitador

do CFR e adequada para uso do CFR sozinho; e usando a implementação Filtro PF para ACPR no limite, proposta nesta dissertação e a mais indicada para o uso sinérgico do CFR com DPD, que reduz apenas uma porção da distorção fora da banda gerada pelo limitador, de tal forma que na saída do filtro o sinal esteja dentro e o mais próximo possível do limite de ACPR estabelecido pela norma 3GPP.

Antes de apresentar os resultados para avaliar os dois objetivos desta seção, seguem alguns comentários sobre como foram obtidos os valores ótimos de potência média de saída para ambas as implementações de filtro de CFR. Mais uma vez, a obtenção do ponto ótimo, ou seja, da máxima potência média de saída do conjunto CFR seguido pelo DPD ideal e PA modelo Wiener que ainda satisfaz a norma 3GPP é obtido de forma indireta, através da observação do máximo ganho G a ser aplicado ao sinal WCDMA na entrada do CFR, pois esse é função diretamente proporcional ao valor da potência média de saída. O uso simultâneo dos linearizadores CFR e DPD fornece mais parâmetros de ajuste. Além do ganho G a ser aplicado ao sinal de entrada WCDMA, que deve ser o maior possível, pelo CFR há o fator F de *clipping* e da parte do DPD há que se respeitar o máximo valor do sinal de saída, para evitar a saturação do DPD, o que é exigido pelo procedimento proposto. Assim como na Seção 3.3, o valor máximo de tensão normalizado do sinal na saída do CFR deve ser inferior ao limite de 0,6169 V. Por mais que o fator de *clipping* F limite o módulo do sinal de entrada e, com isso, satisfaça facilmente os requisitos do valor máximo que o DPD permite, há a reconstrução de picos, proveniente da etapa de filtragem. Ao remover parte do espectro fora de banda, referente a distorção introduzida pela etapa de *clipping*, há uma reconstrução dos picos removidos pelo *clipping*, exigindo a monitoração do valor máximo do sinal de saída. Em específico, foi feito um compromisso entre os valores F e G da maneira descrita a seguir:

a) Inicialmente, parte-se de um valor alto de F (sem limitação, ou seja $F=1$) e de um valor de ganho do sinal G a ser aplicado ao CFR igual ao obtido no caso de PA sem linearização ($G=0,285$).

b) Em seguida, o valor de F é ligeiramente diminuído, e então, mantido fixo. O valor de G é aumentado progressivamente, até que o sinal saia da norma (em termos de ACPR ou EVM) ou ultrapasse o limite máximo da amplitude do sinal na saída do filtro do CFR. Se o passo de diminuição de F for pequeno o suficiente,

espera-se que o limite máximo da amplitude do sinal na saída do filtro seja atingido e ainda exista uma folga em termos de ACPR e EVM.

c) Esse procedimento é repetido até encontrar o par de F e G que dê o melhor compromisso, ou seja, até que o limite máximo da amplitude do sinal de saída do filtro do CFR seja atingido aproximadamente quando ambas métricas de linearidade (ACPR e EVM) cheguem ao limite exigido pela norma, de preferência numa situação em que as duas métricas estejam muito próximas do limite.

Os filtros utilizados nessa etapa foram o Filtro PF para ACPR no limite e o Filtro PF para ACPR inalterado. Serão mostrados primeiramente os resultados para o Filtro PF para ACPR no limite e, na sequência, os resultados para o Filtro PF para ACPR inalterado. A Figura 27 mostra o diagrama de blocos utilizado na simulação PA linearizado pela combinação entre CFR e DPD

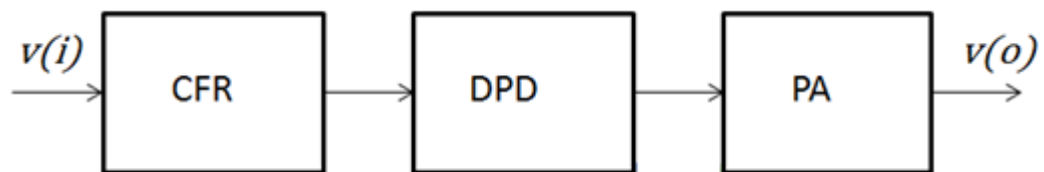


FIGURA 27 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD
FONTE: O autor (2013)

Os resultados dessa etapa de simulação para o Filtro PF para ACPR no limite estão apresentados na Tabela 4.

TABELA 4 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD UTILIZANDO O FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE

Parâmetros	Resultados
F	0,51
G	1,15
EVM	16,90%
ACPR	-46,7 dB
Valor máximo do sinal de saída	0,607 V
Redução de CFR	3,74 dB
Potência Média de Saída	28,56 dBm

FONTE: O autor (2013)

Como é possível constatar da Tabela 4, essa etapa contém um valor de potência média de saída maior que os valores obtidos anteriormente nas Tabelas 2 e 3, onde o PA havia sido linearizado por CFR sozinho e DPD sozinho, respectivamente. Isso confirma o uso vantajoso da combinação entre CFR e DPD segundo o procedimento proposto nesta dissertação e ainda valida o critério para inclusão do CFR em conjunto com DPD, o que era um dos objetivos dessa seção.

Para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 4, a Figura 28 mostra a amplitude do sinal na saída do PA modelo Wiener em função da amplitude do sinal na entrada do CFR, enquanto que a Figura 29 mostra a diferença de fase entre os sinais na saída do PA e na entrada do CFR em função da amplitude do sinal na entrada do CFR. Observe que essas figuras estão de acordo com o baixo valor obtido para o EVM.

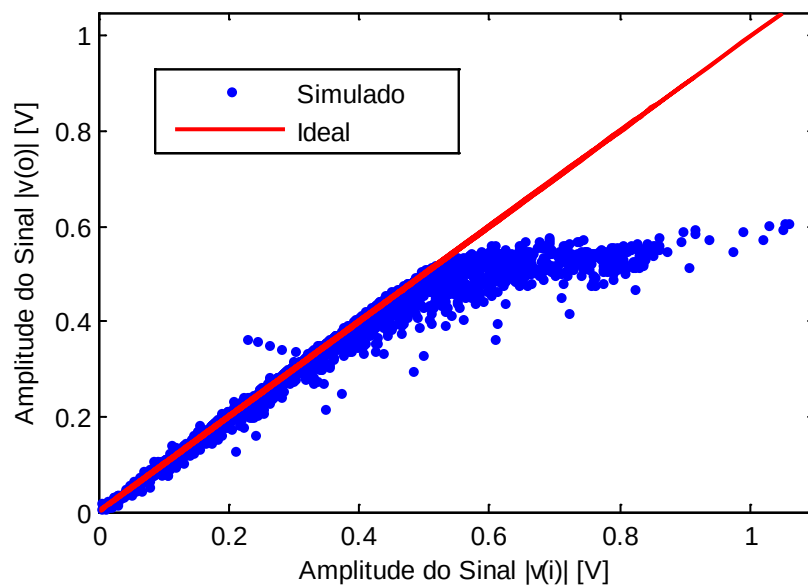


FIGURA 28 – FIGURA AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”
FONTE: O autor (2013)

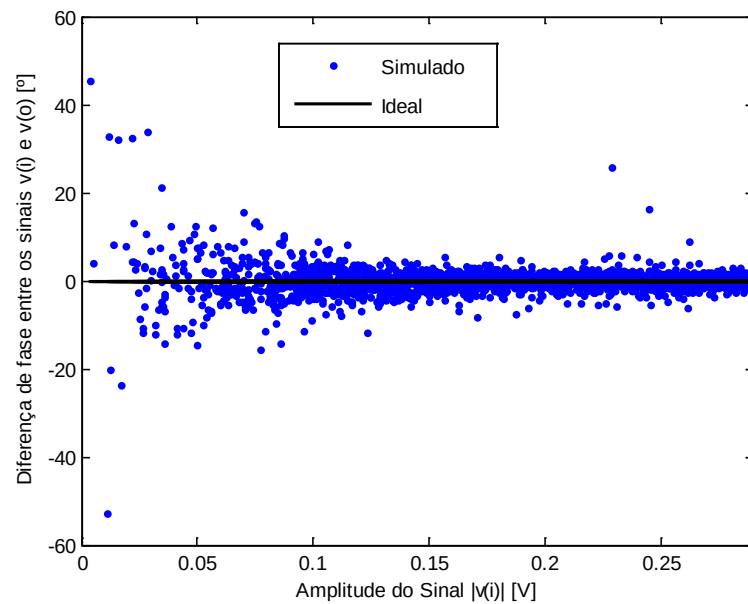


FIGURA 29 – FIGURA AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”
FONTE: O autor (2013)

A Figura 30 mostra as densidades espectrais de potência dos sinais na entrada do CFR e na saída do PA modelo Wiener, também para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 4. Observe pela figura a coerência com o valor obtido para o ACPR.

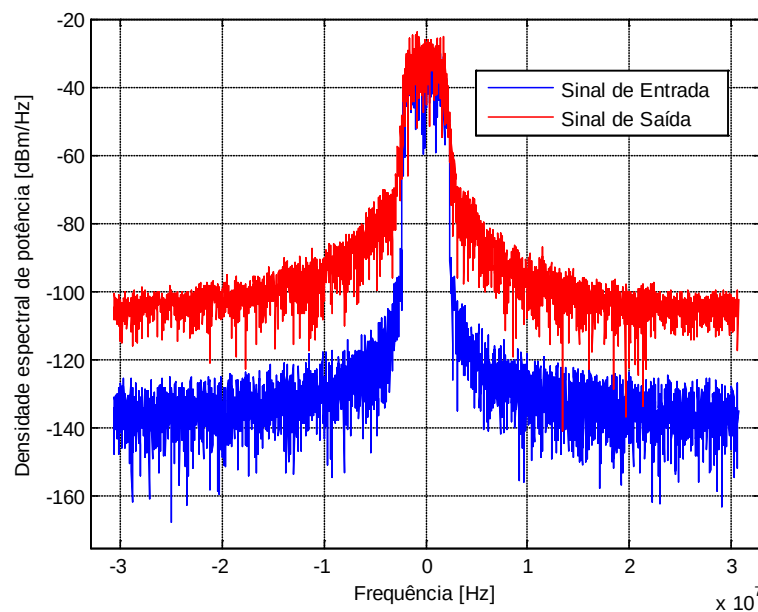


FIGURA 30 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR NO LIMITE”.
FONTE: O autor (2013)

Após exibir e discutir os resultados obtidos utilizando o Filtro PF para ACPR no limite, para efeito de comparações, os resultados obtidos na outra etapa de simulação, usando outro esquema de filtragem, no caso o Filtro PF para ACPR inalterado, estão apresentados na Tabela 5. Essa tabela foi feita de maneira expandida para incluir os dois resultados simultaneamente, para facilitar a visualização.

TABELA 5 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO USANDO O PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO ENTRE CFR E DPD UTILIZANDO O FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO

Parâmetros	PF com ACPR inalterado	PF com ACPR no limite
F	0,48	0,51
G	0,97	1,15
EVM	16,90%	16,90%
ACPR	-81,5 dB	-46,7 dB
Valor máximo do sinal de saída	0,615 V	0,607 V
Redução de CFR	2,86 dB	3,74 dB
Potência Média de Saída	27,37 dBm	28,56 dBm

FONTE: O autor (2013)

Como é possível constatar da Tabela 5, o valor máximo da potência média de saída que ainda satisfaz a norma 3GPP e usando Filtro para ACPR inalterado é inferior ao valor obtido na Tabela 4. Portanto, conforme esperado pela teoria, a melhor implementação de filtro, considerando o uso combinado entre CFR e DPD é o Filtro PF para ACPR no limite, que não elimina totalmente a redução fora da banda gerada pelo limitador. Isso confirma a vantagem em utilizar um critério diferenciado para o projeto do filtro do CFR na presença do DPD, o que era um dos objetivos dessa seção.

Nas Figuras 31 e 32, são mostradas as conversões AM-AM e AM-PM para esse caso de Filtro PF para ACPR inalterado, na condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 5.

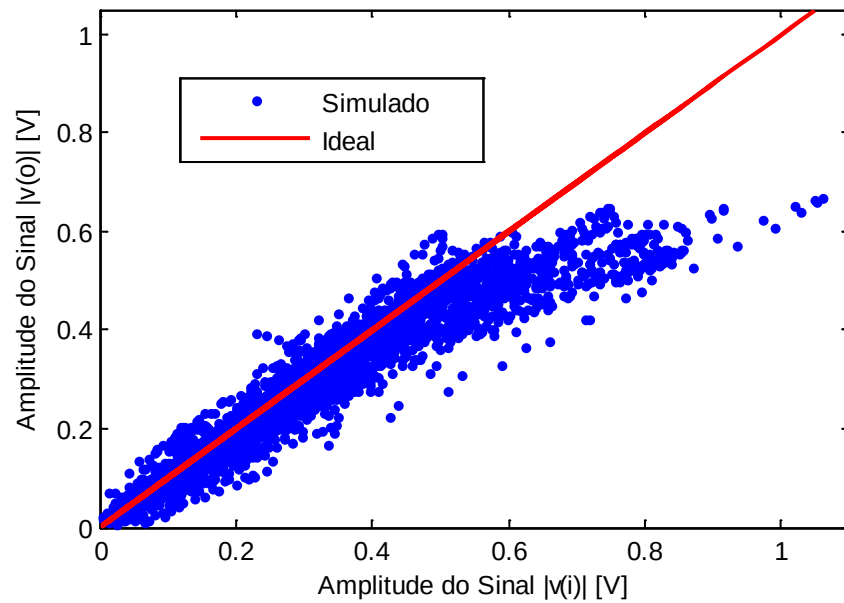


FIGURA 31 – FIGURA AM-AM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”
FONTE: O autor (2013)

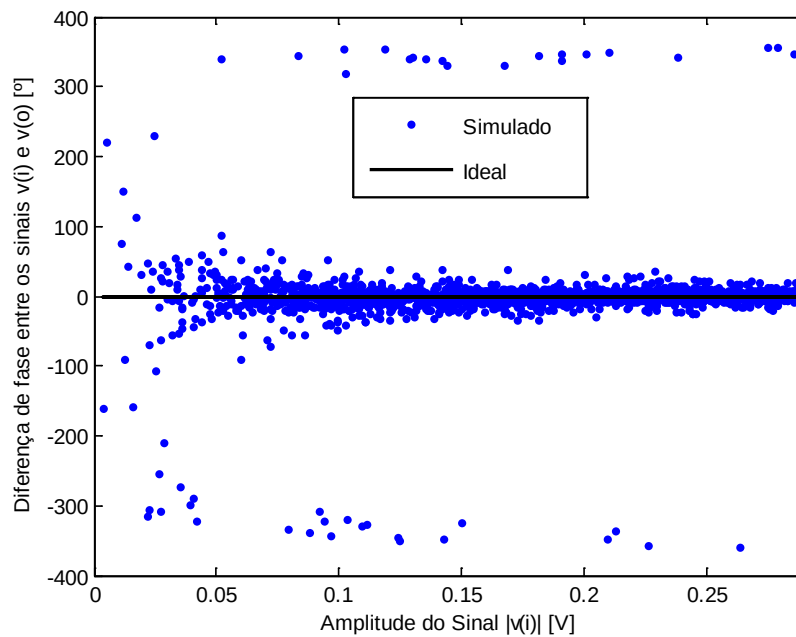


FIGURA 32 – FIGURA AM-PM DO SINAL, NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”
FONTE: O autor (2013)

A Figura 33 mostra as densidades espectrais de potência dos sinais na entrada do CFR e na saída do PA modelo Wiener, também para a condição de máxima potência média na saída do PA descrita na Tabela 5. Nela é possível observar o propósito do filtro, que é deixar o ACPR praticamente inalterado. A

desvantagem desse filtro é ter uma maior reconstrução de picos, fazendo com que o DPD sature em um ganho menor que na situação em que foi utilizado o filtro para ACPR no limite, fazendo com que a métrica mais rigorosa seja a saturação do DPD.

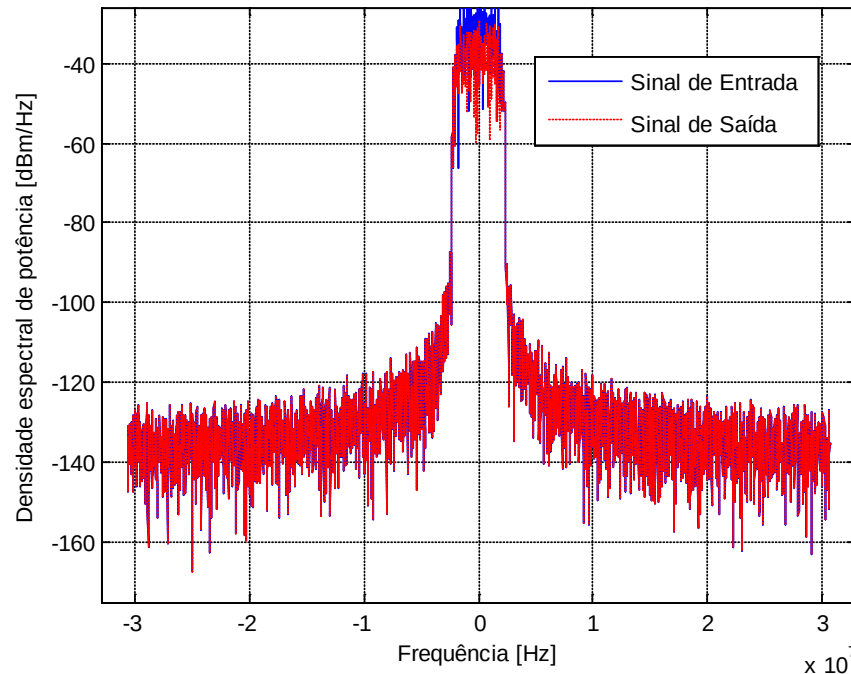


FIGURA 33 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO SINAL NA CONFIGURAÇÃO “PA LINEARIZADO PELA COMBINAÇÃO CFR COM DPD E FILTRO PF PARA ACPR INALTERADO”
 FONTE: O autor (2013)

Esta seção conclui-se com a apresentação da Tabela 6 que traz o resumo dos resultados obtidos nas simulações

TABELA 6: RESUMO DOS RESULTADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES

Parâmetros	Apenas PA	PA linearizado por CFR	PA linearizado por DPD	PA linearizado pela combinação entre CFR e DPD	
				Usando Filtro Limite	Usando Filtro Inalterado
F	-	0,545	0,6169	0,51	0,48
G	0,285	0,375	0,725	1,15	0,97
EVM	2,63%	17,40%	0,60%	16,90%	16,90%
ACPR	-45,2 dB	-45,0 dB	-45,5 dB	-46,7 dB	-81,5 dB
Potência Média de Saída	11,55 dBm	13,35 dBm	25,50 dBm	28,56 dBm	27,37 dBm
Redução do PAPR	-	2,3 dB	-	3,74 dB	2,86 dB

FONTE: O autor (2013)

5. CONCLUSÕES

Este estudo teve como objetivo analisar as características de algoritmos linearizadores para amplificadores de potência. De fato, há uma necessidade de se obter um amplificador mais linear e, ao mesmo tempo, mais eficiente, para economia de energia em transmissores de potência. Esse estudo é focado em PAs para dispositivos móveis, portanto, os objetivos dessa pesquisa se aplicam especificamente para transmissores de celulares e de estações rádio-base

Com relação aos linearizadores CFR e DPD, o uso de DPD já é mais consagrado na literatura, vem sendo estudado e aplicado com relativo sucesso por muitos anos, e seu uso é considerado mandatório. Como consequência, nesse trabalho, o uso do CFR está sendo considerado como uma proposta para complementar o DPD. Isso se justifica porque o uso de técnicas de CFR permite minimizar o desperdício de eficiência causado pelo elevado PAPR do sinal modulado através da sua consequente redução. Esta combinação é um campo ainda recente de pesquisa, que vem atraindo o interesse de diversos pesquisadores na área de micro-ondas.

Em relação ao principal objetivo desse trabalho, que foi o de analisar possíveis sinergias para o uso dos linearizadores DPD e CFR em conjunto, nota-se que o mesmo foi atingido, justificado pelo fato dos algoritmos trabalhando em conjunto proverem uma maior potência média na saída do PA, quando respeitando no limite as métricas das agências reguladoras, coisa que não foi possível utilizando as técnicas em separado. Não obstante, foi possível estabelecer relações teóricas sobre a maneira como os algoritmos devem operar, e comprovar as relações e critérios estabelecidos no Capítulo 3 com as simulações presentes no Capítulo 4.

Com relação aos objetivos específicos, foi possível notar que esse trabalho pode contribuir com os outros trabalhos já existentes na área. Apesar de esta dissertação ter limitações como a sua não aplicação em um caso experimental (ela foi restrita a simulações computacionais), ou o uso de apenas uma técnica de CFR, as discussões teóricas presentes podem contribuir para outros cientistas que venham a elaborar trabalhos futuros nessa área de pesquisa.

Da metodologia apresentada e das informações presentes na literatura, conclui-se que o uso apenas do DPD sempre apresentará resultados positivos. Com

relação aos usos de apenas CFR, ou CFR combinado com DPD, foi estabelecido que serão vantajosos sempre que houver uma folga na métrica de distorção dentro da banda passante, aplicado ao caso estudo de *clipping* e *filtering*.

Além disso, neste trabalho foi proposto um procedimento com os passos a serem seguidos para o mais eficiente uso combinado entre as técnicas de CFR e DPD. Em específico, esse procedimento visa evidenciar a necessidade de se estabelecer critérios distintos para a identificação (extração dos parâmetros) de ambos CFR e DPD quando utilizados em conjunto, se comparados à situação onde cada técnica atua isoladamente. A validade do procedimento proposto foi comprovada por simulações numéricas, uma vez que o projeto de filtro para ACPR no limite, controlando o valor máximo do sinal de saída para evitar a saturação do DPD, providenciou os melhores resultados, ou seja, permitiu a obtenção da máxima potência média na saída do PA que ainda cumprisse as exigências de linearidade impostas pela legislação.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros, pode-se citar:

- 1) Remover a restrição de que o PA deve possuir inversa exata e valor de tensão de saturação previamente conhecido e investigar se há a necessidade de alterações no procedimento proposto nesta dissertação.

- 2) Analisar o uso combinado de DPD com outras técnicas de CFR, por exemplo, técnicas que dependem do tipo de sinal modulado digitalmente (WCDMA, OFDM), ou outras técnicas de CFR não-distorsivas.

- 3) Implementar os algoritmos propostos em um *hardware*, por exemplo em um *Field-Programmable Gate Array* (FPGA). Aspectos importantes a serem investigados incluem a precisão e o consumo de potência dos algoritmos sintetizados em FPGA e a máxima complexidade computacional dos algoritmos sintetizados que é capaz de ser processada pelo *hardware* no limitado tempo disponível exigido pela aplicação em tempo real.

REFERÊNCIAS

- AIZAWA, N.; MUTA, O.; AKAIWA, Y.; SAWAHASHI, M. Effect of peak power suppression and adaptive predistortion on power amplification of an OFCDM signal. **Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st**, v. 3, p. 1783-1787, 2005.
- ARMSTRONG, J. New OFDM peak-to-average power reduction scheme. **Vehicular Technology Conference, IEEE VTS 53rd**, v. 1, p. 756-760, 2001.
- BO, A.; XING, Y. Z.; YONG, P. C.; TAO, Z. T.; HUA, G. J. Effects of PAPR reduction on HPA predistortion. **Consumer Electronics, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 4, p. 1143-1147, 2005.
- BRAITHWAITE, R. N. A Combined Approach to Digital Predistortion and Crest Factor Reduction for the Linearization of an RF Power Amplifier. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 61, n. 1 p. 291-302, 2013 (no prelo).
- BRANDON, M.; ARIAUDO, M.; TRAVERSO, S.; BOUVIER, J.; FIJALKOW, I.; GAUTIER, J. L.; Linearity improvement thanks to the association of Active Constellation Extension and digital predistortion for OFDM. **New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International**, p. 293-296, 2011.
- CABRAL, P. M.; PEDRO, J. C.; CARVALHO, N. B. Nonlinear device model of microwave power GaN HEMTs for high power-amplifier design. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 52, p. 2585-2592, 2004
- CHEN, N.; ZHOU, G. T.; QIAN, H. Power efficiency improvements through peak-to-average power ratio reduction and power amplifier linearization. **EURASIP J. Adv. Signal Process.** v. 2007, 2007.
- CHEONG, M. Y.; MAATTANEN, H-L.; WERNER, S.; HAGGMAN, S-G. A combined PAPR reduction and predistorter scheme for Osstems in nonlinear channels. **Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE**, p. 309-312, 2007.
- GILABERT, P. L.; GADRINGER, M. E.; MONTORO, G.; MAYER, M. L.; SILVEIRA, D. D.; BERTRAN, E.; MAGERL, G. An efficient combination of digital predistortion and OFDM clipping for power amplifiers. **Int J RF and Microwave Comp Aid Eng**, v. 19, p. 583-591, 2009.

GILABERT, P. L.; CESARI, A.; MONTORO, G.; BERTRAN, E.; DILHAC, J. Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 2, p.372-384, 2008.

HAMMI, O.; CARICHNER, S.; VASSILAKIS, B.; GHANNOUCHI, F. M. Synergetic Crest Factor Reduction and Baseband Digital Predistortion for Adaptive 3G Doherty Power Amplifier Linearizer Design. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 11, p. 2602-2608, 2008.

HAMMI, O.; CARICHNER, S.; VASSILAKIS, B.; GHANNOUCHI, F. M. Effects of crest factor reduction on the predistortion performance for multi-carrier 3G RF power amplifiers. **Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International**, p. 1085-1088, 2009.

HELALY, T. K.; DANSEREAU, R. M.; EL-TANANY, M. Factors Affecting Spectral Regrowth in DS- CDMA Signals Due to PD-HPA Nonlinear Distortion. **Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd**, p. 1-5, 2010.

HELAOUI, M.; BOUMAIZA, S.; GHAZEL, A.; GHANNOUCHI, F. M. On the RF/DSP design for efficiency of OFDM transmitters. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 7, p. 2355-2361, 2005.

HELAOUI, M.; BOUMAIZA, S.; GHAZEL, A.; GHANNOUCHI, F.M. Power and efficiency enhancement of 3G multicarrier amplifiers using digital signal processing with experimental validation. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 4, p. 1396-1404, 2006.

HILL, G. R.; FAULKNER, M.; SINGH, J. Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM by cyclically shifting partial transmit sequences. **Electronics Letters**, v. 36, n. 6, p. 560-561, 2000.

HU, S.; WU, G.; PING, J-J.; LI, S-Q. HPA Nonlinearity Reduction by Joint Predistorter and Tone-Reservation with Null Subcarriers in WiMAX Systems. **Circuits and Systems for Communications, 2008. ICCSC 2008. 4th IEEE International Conference on**, p.187-190, 2008.

HUO, H.; CHEUNG, S. W.; HAU, S.F. Novel Peak-Windowing Technique for WCDMA Systems. **Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd**, v. 4, p. 1758-1761, 2006.

JIANG, T.; WU, Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals. **Broadcasting, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 2, p. 257-268, 2008.

JIANG, W.; XING, B.; WANG, J.; NI, W.; PENG, C.; ZHU, X.; HONG, W. Performance Improvement of Power Amplifiers with Digital Linearization Technology. **Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-P.** 1-4, 2007.

JONES, A. E.; WILKINSON, T. A.; BARTON, S. K. Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes. **Electronics Letters**, v. 30, n. 25, p. 2098-2099, 1994.

KENINGTON, P. B. Achieving high-efficiency in multi-carrier base-station power amplifiers. **Microwave Engr. Europe**, p. 83-90, 1999.

KENINGTON, P. B. High-Linearity RF Amplifier Design, p. 361-362. [S.I.] Artech house, 2000.

KENNEY, J. S.; JAU-HORNG, C. Power Amplifier Linearization and Efficiency Improvement Techniques for Commercial and Military Applications. **Microwaves, Radar & Wireless Communications, 2006. MIKON 2006. International Conference on**, p. 3-8, 2006.

KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L.; PAR reduction in OFDM via active constellation extension. **Acoustics, Speech, and Signal Processing, Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on**. v. 49, n. 3, p. 258-268, 2003.

LASHKARIAN, N.; TARN, H.; DICK, C. Crest Factor Reduction in Multi-carrier WCDMA Transmitters. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE 16th International Symposium on**, v. 1, p. 321-325, 2005.

LI, X.; CIMINI, L. J. Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM. **IEEE Communications Letters**, v. 2, n. 5, p. 131-133, 1998.

LIMA, E. G. **Behavioral modeling and digital base-band predistortion of RF power amplifiers**, 2009, 224f. Tese(Ph.D) Politecnico di Torino, 2009.

LIMA, E. G.; CUNHA, T. R.; TEIXEIRA, H. M.; PIROLA, M.; PEDRO, J.C. Base-Band Derived Volterra Series for Power Amplifier Modeling. **Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International**, p. 1361-1364, 2009.

MATHWORKS. **MATLAB - The Language of Technical Computing 7.0**. Natick, MA 2010.

MITCHELL, A. F. A 135 MHz feedback amplifier. **IEE Colloq. Broadband High Frequency Amplifiers: Practice and Theory**, p 1-6, 1979.

MULLER, S. H.; HUBER, J. B. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM. **Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM '97., IEEE**, v. 1, p. 1-5, 1997.

MULLER, S. H.; HUBER, J. B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. **Electronics Letters**, v. 33, n. 5, p. 368-369, 1997.

NADER, C.; LANDIN, P. N.; VAN MOER, W.; BJORSELL, N.; HANDEL, P. Performance Evaluation of Peak-to-Average Power Ratio Reduction and Digital Pre-Distortion for OFDM Based Systems. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 12, p. 3504-3511, 2011.

NADER, C.; LANDIN, P. N.; VAN MOER, W.; BJORSELL, N.; HANDEL, P.; ISAKSSON, M. Peak-to-average power ratio reduction versus digital pre-distortion in OFDM based systems. **Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International**, p.1-4, 2011.

NAGATA, Y. Linear amplification technique for digital mobile communications. **Vehicular Technology Conference, 1989, IEEE 39th**, v. 1, p. 159-164, 1989.

O'NEILL, R.; LOPES, L. B. Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95. Wireless: Merging onto the Information Superhighway., Sixth IEEE International Symposium on**, v. 1, p. 71-75, 1995

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

PETROVIC, V.; GOSLING, W. Polar-loop transmitter. **Electronics Letters**, v. 15, n. 10, p. 286-288, 1979.

PETROVIC, V. Reduction of spurious emission from radio transmitters by means of modulation feedback. **Proc. IEE Conf. No. 224 on Radio Spectrum Conservation Techniques**, p. 44-49, 1983.

POTHECARY, N. **Feedforward Linear Power Amplifiers**. [S.I.] Artech house, 1999.

RAAB, F. H.; ASBECK, P.; CRIPPS, S.; KENINGTON, P. B.; POPOVIC, Z. B.; POTHECARY, N.; SEVIC, J. F.; SOKAL, N. O. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 50, n. 3, p. 814-826, 2002.

RAYCHAUDHURI, D.; MANDAYAM, N. B. Frontiers of Wireless and mobile communications. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 4, p. 1758-1761, 2012.

RYU, H. G.; KOA, T. P.; LEE, K. M.; KIM, S. W.; PARK, J. S. Improvement of power efficiency of HPA by the PAPR reduction and predistortion. **Consumer Electronics, IEEE Transactions on**, v. 50, n. 1, p. 119-124, 2004.

SPERLICH, R.; PARK, Y.; COPELAND, G.; KENNEY, J. S. Power amplifier linearization with digital pre-distortion and crest factor reduction. **Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International**, v. 2, p. 669-672, 2004.

SWAROOP, P.; GARD, K. G. Crest Factor Reduction through In-band and Out-of-band Distortion Optimization. **Radio and Wireless Symposium, IEEE**, p. 759-762, 2008.

TELLADO, J. **Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation**, 1998, 310f. Tese(Ph.D) Stanford Univ., 1998.

VAANANEN, O.; VANKKA, J.; HALONEN, K. Simple algorithm for peak windowing and its application in GSM, EDGE and WCDMA systems. **Communications, IEE Proceedings**, v. 152, n. 3, p. 357-362, 2005.

WANG, L.; TELLAMBURA, C. An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Systems. **Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on**, p. 840-845, 2006

WANG, J.; XU, Y.; ZHU, X.; Digital predistorted inverse class-F GaN PA with novel PAPR reduction technique. **Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International**, p. 1-4, 2011.

WOOD, J. **Digital pre-distortion techniques for RF power amplifiers**. 2010. Palestra ministrada aos funcionários da Freescale Semiconductor. Disponível em <<http://ewh.ieee.org/r6/phoenix/wad/Handouts/distortion.pdf>>.

XUEPING, L.; PENG, Z.; LANXIANG, J. HPA linearization technique of cascading PAPR reduction and predistortion. **Image and Signal Processing (CISP) 4th International Congress on**, v. 5, p. 2818-2821, 2011.

YADAVELLI, K.; EFSTATHIOU, D.; MANGLANI, M. Crest Factor Reduction Engine for Multi-Carrier WCDMA Transmitted Signals. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on**, v. 3, p. 2207-2211, 2004.

ZHU, A.; BRAZIL, T. J. An Adaptive Volterra Predistorter for the Linearization of RF High Power Amplifiers. **Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International**, v. 1, p. 461-464, 2002.

3GPP TECHNICAL SPECIFICATION TS 25.211, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)". 1999. Disponível em <http://www.3gpp.org/specifications>.