

**TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO  
POR PRÉ DISTORÇÃO  
EMPREGANDO UM MODELO NÃO  
LINEAR EXPONENCIAL**

**LAERT CALIL JUNIOR**

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como requisito parcial à obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR:** Prof. Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira.

Santa Rita do Sapucaí  
2003

Dissertação defendida e aprovada em \_\_\_ de \_\_\_\_ de 200\_,  
pela banca examinadora constituída pelos professores:

---

Dr. Alberto José Faro Orlando – Instituto Tecnológico da Aeronáutica

---

Dr. José Antônio Justino Ribeiro – Instituto Nacional de Telecomunicações

---

Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira – Instituto Nacional de Telecomunicações

---

**Dr. Adonias Costa da Silveira**  
**Coordenador do Curso de Mestrado**

*"O que vemos depende principalmente do que estamos procurando." – Sir. John Lubbock (1834 – 1913).*

*À minha família, pelo eterno apoio e incentivo.*

## **AGRADECIMENTOS**

**A Deus por toda a paciência e garra que pedi a Ele em minhas orações.**

**À minha família, que contribuiu em todos aspectos à minha formação escolar, me forneceu todo o apoio para concretizar mais esse passo em minha vida e pelo amor incondicional.**

**À Michelle e à sua família, pela paciência e atenção nos momentos mais difíceis e toda a compreensão que precisei para encontrar forças para continuar a caminhada, pois me adotaram como um filho.**

**Aos amigos que fiz em Santa Rita do Sapucaí, na ETE e no INATEL, meus colegas e amigos do mestrado e aos professores que me forneceram todo o aprendizado necessário à implementação desta dissertação de mestrado.**

**Ao meu orientador, Professor Wilton Ney do Amaral Pereira, pelo apoio, paciência e votos de confiança à minha pessoa.**

**Ao professor Maurício Silveira pelos incentivos.**

**Ao professor José Antônio Justino Ribeiro pela disciplina, pelos conselhos e pela grande lição e honra que foi ser seu aluno.**

**A todos, o meu mais sincero e profundo agradecimento.**

## ÍNDICE

<u>LISTA DE FIGURAS .....</u>	<u>I</u>
<u>LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS .....</u>	<u>IV</u>
<u>LISTA DE SÍMBOLOS .....</u>	<u>V</u>
<b>RESUMO .....</b>	<b>VI</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>VII</b>
<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1 Distorção Harmônica.....	2
1.2 Compressão do Ganho .....	4
1.3 Dessensibilização e Bloqueio do Receptor .....	6
1.4 Distorção de Intermodulação .....	6
1.5 Característica ou Conversão AM-AM.....	8
1.6 Característica ou Conversão AM-PM .....	8
1.7 Objetivos do Trabalho .....	9
1.8 Metodologia Empregada .....	9
1.9 Revisão Bibliográfica .....	10
1.10 Conteúdo da Dissertação.....	13
<b>TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO .....</b>	<b>15</b>
2.1 Alimentação no Sentido Direto (“Feedforward”).....	15
2.1.1 Ganho do Amplificador de Alimentação Direta .....	16
2.1.2 Perda de Retorno na Entrada.....	17
2.1.3 Perda de Retorno de Saída .....	17
2.1.4 Intermodulação Reversa.....	18
2.2 Realimentação Negativa (“Feedback”) .....	19
2.2.1 Realimentação em RF .....	20
2.2.1.1 Realimentação em Série .....	20
2.2.1.2 Realimentação em Paralelo.....	21
2.2.1.3 Realimentação Ativa.....	22
2.2.2 Realimentação de Envoltória .....	22
2.2.3 Realimentação Polar.....	23
2.2.4 Realimentação Cartesiana .....	25
2.3 Pré-distorção.....	27
2.3.1 Pré-distorção em RF ou FI.....	28
2.3.2 Circuitos de Pré-distorção Cúbica.....	29
2.3.3 Geração de uma Característica Expansiva.....	30
2.3.4 Circuitos de Pré-distorção a Diodo .....	31
2.3.4.1 Circuito de Pré-distorção a Diodo Série .....	31
2.3.4.2 Circuito de Pré-distorção a Diodo Varactor .....	32

2.3.4.3	Circuito de Pré-distorção com Diodos em Conexão Anti-paralela .....	32
2.3.5	Circuitos de Pré-distorção Baseados em Transistores de Efeito de Campo (FET) .....	33
2.3.6	Pré-distorção usando Harmônicos.....	34
2.3.7	Circuitos de pré-distorção por Aproximação de Função (“curve-fitting”) .....	35
2.3.8	Controle Adaptativo de Pré-distorção.....	36
2.3.9	Vantagens e Desvantagens da Pré-distorção RF/FI .....	36
2.3.10	Pré-distorção em Banda Básica.....	37
2.3.10.1	Pré-distorção em Banda Básica Adaptativa .....	38
2.4	Técnicas envolvendo Processamento Digital de Sinais.....	39
2.4.1	Eliminação e Restauração de Envoltória (EE&R) .....	39
2.4.1.1	Operação de um Amplificador utilizando EE&R.....	39
2.4.1.2	Distorção de Intermodulação em Transmissores EE&R.....	40
2.4.1.3	Considerações Práticas sobre Atraso em Transmissores EE&R .....	41
2.4.1.4	Eficiência de um Sistema EE&R.....	41
2.4.1.5	Vantagens e Desvantagens do Sistema EE&R.....	42
2.4.2	Amplificação Linear usando Componentes Não-lineares (LINC).....	42
2.4.2.1	Operação de um Transmissor LINC.....	43
2.4.2.2	Procedimento para separação e Geração de Sinal.....	43
2.4.3	Modulador Universal Analógico Combinado em Malha Fechada (CALLUM) .....	43
2.4.3.1	Estabilidade de um Modulador CALLUM Básico .....	45
2.4.4	Amplificação Linear usando Técnicas de Amostragem (LIST).....	45
2.4.4.1	Operação de um Transmissor LIST.....	46
2.5	Comparativo entre as Técnicas.....	47
<b>MODELAMENTO MATEMÁTICO DA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA.....</b>		<b>50</b>
3.1	Modelo Matemático Polinomial.....	50
3.2	Modelo Matemático Exponencial.....	51
3.2.1	Modelamento Exponencial para Duas Portadoras .....	54
3.3	Comparação entre os Modelos Polinomial e Exponencial.....	55
3.4	Conclusão .....	57
<b>SIMULAÇÃO NUMÉRICA DOS MODELOS NÃO LINEARES POLINOMIAL E EXPONENCIAL.....</b>		<b>58</b>
4.1	Simulação realizada com o GENESYS/HARBEC .....	59
4.1.1	Simulações para o Amplificador sem a utilização de Técnicas de Linearização .....	60
4.1.2	Simulações para o Amplificador utilizando Realimentação Negativa..	62
4.1.3	Simulações para o amplificador utilizando técnica de linearização por pré-distorção: .....	65
4.1.4	Simulações para o Amplificador utilizando Alimentação no Sentido Direto: .....	67
4.2	Simulações realizadas com o MATLAB.....	70
4.2.1	Simulações para um amplificador sem a utilização de técnicas de linearização: .....	70

4.2.2	Simulações para um Amplificador utilizando Linearização por Realimentação .....	72
4.2.3	Simulações para um Amplificador utilizando Linearização por Pré-distorção baseada no Modelo de Clarke-Hess.....	74
4.3	Análise dos Resultados.....	76
	<b>ENSAIO NUMÉRICO DE UMA LINEARIZAÇÃO POR PRÉ-DISTORÇÃO .....</b>	<b>78</b>
5.1	Objetivos do Ensaio Numérico.....	78
5.2	Medidas realizadas no Amplificador sem a Utilização de Técnica de Linearização.....	79
5.2.1	Tensões de Entrada e Saída para Um e Dois Tons.....	80
5.2.2	Espectros de Frequência de Entrada e Saída para Um e Dois Tons.....	82
5.2.3	Características AM-AM e AM-PM.....	84
5.3	Medidas realizadas no Amplificador com a utilização de Técnica de Linearização.....	85
5.3.1	Circuito de Linearização por Pré-distorção em Banda-básica .....	85
5.3.2	Tensões de Entrada e Saída para Um e Dois Tons.....	87
5.3.3	Espectros de Frequência de Saída para Um e Dois Tons .....	89
5.3.4	Características AM-AM e AM-PM.....	91
5.4	Análise dos Resultados.....	92
5.5	Aplicabilidade do Método .....	93
	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>94</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS .....</b>	<b>97</b>
	APÊNDICE I: DEDUÇÃO DE (3.15).....	98
	APÊNDICE II DEDUÇÃO DE (3.16).....	99
	APÊNDICE III PROGRAMAS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÕES EM MATLAB.....	101

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1.1</b> - Função de transferência de um amplificador típico. ....	2
<b>Figura 1.2</b> – Variação do componente fundamental e terceiro harmônico. ....	4
<b>Figura 1.3</b> – Compressão do ganho em um amplificador. ....	5
<b>Figura 1.4</b> – Produtos de intermodulação de terceira ordem. ....	7
<b>Figura 1.5</b> – Característica AM-AM.....	8
<b>Figura 1.5</b> – Característica AM-PM.....	9
<b>Figura 2.1</b> - Linearização por alimentação no sentido direto (“feedforward”).....	15
<b>Figura 2.2</b> - Diagrama em blocos de um sistema realimentado. ....	19
<b>Figura 2.3</b> - Pré-amplificador de áudio polarizado em tensão de base constante e realimentação série.....	21
<b>Figura 2.4</b> - Pré-amplificador de áudio com realimentação paralela. ....	22
<b>Figura 2.5</b> - Esquema de um transmissor empregando realimentação de envoltória. .....	23
<b>Figura 2.6</b> - Transmissor utilizando realimentação polar.....	24
<b>Figura 2.7</b> - Transmissor utilizando realimentação cartesiana.....	26
<b>Figura 2.8</b> - Esquema de um amplificador de RF e Circuito de pré-distorção.....	28
<b>Figura 2.9</b> - Circuito de pré-distorção cúbico de RF/FI.....	29
<b>Figura 2.10</b> - Método genérico de criação de uma característica expansiva.....	30
<b>Figura 2.11</b> - Circuito de pré-distorção a diodo série.....	31
<b>Figura 2.12</b> - Circuito de pré-distorção a diodo varactor aplicado a um amplificador estágio único utilizando transistor de efeito de campo. ....	32
<b>Figura 2.13</b> - Circuito de pré-distorção convencional com diodo em conexão anti- paralela. ....	33
<b>Figura 2.14</b> - Circuito de pré-distorção baseado em FET. ....	34
<b>Figura 2.15</b> - Sistema de pré-distorção baseado no segundo harmônico. ....	35
<b>Figura 2.16</b> - Circuito de pré-distorção por aproximação de funções (“curve- fitting”).....	35
<b>Figura 2.17</b> - Esquema completo de um transmissor, empregando pré-distorção banda básica. ....	37
<b>Figura 2.18</b> - Esquema de um transmissor completo empregando pré-distorção banda básica adaptativa na configuração cartesiana. ....	38
<b>Figura 2.19</b> - Configuração básica de um amplificador utilizando EE&R. ....	40
<b>Figura 2.20</b> - Esquema de um transmissor LINC. ....	43
<b>Figura 2.21</b> - Esquema de um modulador CALLUM básico.....	45
<b>Figura 2.22</b> - Arquitetura básica de um transmissor LIST.....	47
<b>Tabela 2.1</b> – Comparação entre algumas técnicas de linearização.....	48
<b>Figura 3.1</b> – Amplificador sob análise .....	53
<b>Figura 4.1</b> – Bloco que varia tensão de saída de acordo com a tensão de entrada....	60
<b>Figura 4.2</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (sem técnica de linearização).....	60
<b>Figura 4.3</b> – Produtos de intermodulação (sem técnica de linearização).....	61
<b>Figura 4.4</b> – Característica AM-AM (sem técnica de linearização).....	61
<b>Figura 4.5</b> – Característica AM-PM (sem técnica de linearização).....	62

<b>Figura 4.6</b> – Amplificador utilizando linearização por realimentação.....	62
<b>Figura 4.7</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de realimentação) ..	63
<b>Figura 4.8</b> – Produtos de intermodulação (pela técnica de realimentação).....	63
<b>Figura 4.9</b> – Característica AM-AM (pela técnica de realimentação).....	64
<b>Figura 4.10</b> – Característica AM-PM (pela técnica de realimentação).....	64
<b>Figura 4.11</b> – Amplificador utilizando linearização por pre-distorção.....	65
<b>Figura 4.12</b> – Tensão de saída versus tensão de entrada (pela técnica de pré-distorção).....	65
<b>Figura 4.13</b> – Produtos de intermodulação (pela técnica de pré-distorção).....	66
<b>Figura 4.14</b> – Característica AM-AM (pela técnica de pré-distorção).....	66
<b>Figura 4.15</b> – Característica AM-PM (pela técnica de pré-distorção).....	67
<b>Figura 4.16</b> – Amplificador utilizando linearização por alimentação no sentido direto.....	67
<b>Figura 4.17</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de alimentação no sentido direto).....	68
<b>Figura 4.18</b> – Produtos de intermodulação (pela técnica de alimentação no sentido direto).....	68
<b>Figura 4.19</b> – Característica AM-AM (pela técnica de alimentação no sentido direto).....	69
<b>Figura 4.20</b> – Característica AM-PM (pela técnica de alimentação no sentido direto).....	69
<b>Figura 4.21</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (sem técnica de linearização)....	70
<b>Figura 4.22</b> – Produtos de intermodulação (sem técnica de linearização).....	71
<b>Figura 4.23</b> – Característica AM-AM (sem técnica de linearização).....	71
<b>Figura 4.24</b> – Característica AM-PM (sem técnica de linearização).....	72
<b>Figura 4.25</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de realimentação)	72
<b>Figura 4.26</b> – Intermodulação (pela técnica de realimentação) .....	73
<b>Figura 4.27</b> – Característica AM-AM (pela técnica de realimentação).....	73
<b>Figura 4.28</b> – Característica AM-PM (pela técnica de realimentação).....	74
<b>Figura 4.29</b> – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de pré-distorção)..	74
<b>Figura 4.30</b> – Intermodulação (pela técnica de pré-distorção).....	75
<b>Figura 4.31</b> – Característica AM-AM (pela técnica de pré-distorção).....	75
<b>Figura 4.32</b> – Característica AM-PM (pela técnica de pré-distorção).....	76
<b>Figura 5.1</b> – Amplificador sob análise .....	79
<b>Tabela 5.1</b> – Características do transistor 2N918.....	79
<b>Figura 5.2</b> – Tensão de entrada para um tom.....	80
<b>Figura 5.3</b> – Tensão de saída para um tom com frequência de 1,3 MHz.....	81
<b>Figura 5.4</b> – Tensão de entrada para dois tons próximos em 1,3 e 1,7 MHz. ....	81
<b>Figura 5.5</b> – Tensão de saída para dois tons.....	82
<b>Figura 5.6</b> – Espectro de frequência para um tom.....	82
<b>Figura 5.7</b> – Espectro de frequências de saída para um tom.....	83
<b>Figura 5.8</b> – Espectro de frequência para dois tons .....	83
<b>Figura 5.9</b> – Espectro de frequências de saída para dois tons .....	84
<b>Figura 5.10</b> – Característica AM-AM (um tom) .....	84
<b>Figura 5.11</b> – Característica AM-PM (um tom).....	85
<b>Figura 5.12</b> – Fonte de corrente controlada por tensão que representa o funcionamento do amplificador. ....	86
<b>Figura 5.13</b> – Circuito de pré-distorção .....	86

<b>Figura 5.14</b> – Circuito de linearização e amplificador a ser linearizado.....	87
<b>Figura 5.15</b> – Tensão de entrada para um tom.....	87
<b>Figura 5.16</b> – Tensão de saída para um tom após a linearização. ....	88
<b>Figura 5.17</b> – Tensão de entrada para dois tons.....	88
<b>Figura 5.18</b> – Tensão de saída para dois tons após a linearização. ....	89
<b>Figura 5.19</b> – Espectro de frequência para um tom.....	89
<b>Figura 5.20</b> – Espectro de frequência para um tom.....	90
<b>Figura 5.21</b> – Espectro de frequência para dois tons .....	90
<b>Figura 5.22</b> – Espectro de frequência para dois tons .....	91
<b>Figura 5.23</b> – Característica AM-AM (um tom).....	91
<b>Figura 5.24</b> – Característica AM-PM (um tom).....	92

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

<b>AM</b>	AMPLITUDE MODULADA
<b>BJT</b>	TRANSISTOR DE JUNÇÃO BIPOLAR
<b>C</b>	PORTADORA
<b>CALLUM</b>	MODULADOR UNIVERSAL ANALÓGICO COMBINADO DE MALHA FECHADA
<b>CC</b>	CORRENTE CONTÍNUA
<b>CDMA</b>	ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGO
<b>CW</b>	PORTADORA DE FREQUÊNCIA NÃO MODULADA
<b>DSB</b>	BANDA LATERAL DUPLA
<b>DSP</b>	PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS
<b>EE&amp;R</b>	ELIMINAÇÃO E RESTAURAÇÃO DE ENVOLTÓRIA
<b>EFDL</b>	EXPANSÃO DA FAIXA DINÂMICA LINEAR
<b>FET</b>	TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO
<b>FI</b>	FREQUÊNCIA INTERMEDIÁRIA
<b>IP3</b>	PONTO DE INTERCEPTAÇÃO DE 3ª ORDEM
<b>LINC</b>	AMPLIFICAÇÃO LINEAR UTILIZANDO COMPONENTES NÃO-LINEARES
<b>LIST</b>	AMPLIFICAÇÃO LINEAR USANDO TÉCNICAS DE AMOSTRAGEM
<b>OFDM</b>	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS
<b>PLL</b>	LAÇO DE FASE TRAVADA
<b>PWM</b>	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO
<b>QAM</b>	MODULAÇÃO DE AMPLITUDE EM QUADRATURA
<b>RF</b>	RÁDIO FREQUÊNCIA
<b>SC</b>	PORTADORA SUPRIMIDA
<b>SSB</b>	BANDA LATERAL SINGELA
<b>SSPA</b>	AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA EM ESTADO SÓLIDO
<b>TWTA</b>	AMPLIFICADOR COM VÁLVULAS DE ONDAS PROGRESSIVAS
<b>VCO</b>	OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO
<b>8VSB</b>	MODULAÇÃO POR BANDA VESTIGIAL COM 8 NÍVEIS DE AMPLIDÃO NOTAVEL

**LISTA DE SÍMBOLOS**

<b>G[dB]</b>	GANHO EM DB
<b>GaAs</b>	ARSENIETO DE GÁLIO
<b>v<sub>i</sub></b>	TENSÃO DE ENTRADA
<b>v<sub>o</sub></b>	TENSÃO DE SAÍDA
<b>w[rad/s]</b>	FREQÜÊNCIA ANGULAR
<b>a</b>	FATOR DE AMPLIFICAÇÃO DA CORRENTE DE CURTO CIRCUITO
<b>g<sub>m</sub>q</b>	TRANSCONDUÇÃO DE PEQUENOS SINAIS

## RESUMO

CALIL JR., L. Técnica de Linearização por Pré-distorção, empregando um Modelo Não-linear Exponencial. Santa Rita do Sapucaí, 2003. Instituto Nacional de Telecomunicações.

O estudo dos efeitos não lineares indesejáveis causados pelo comportamento inerente aos dispositivos ativos, torna-se cada vez mais importante devido às aplicações no nosso dia-a-dia. Seja nos equipamentos eletrônicos de entretenimento ou nos sistemas de telecomunicações dos quais somos dependentes, tais como enlaces de rádio, microondas e nas comunicações celulares, todos dependem de amplificadores de potência em RF para o seu funcionamento.

O propósito deste trabalho foi resumir informações sobre as técnicas de linearização de amplificadores de potência em RF, aprofundando-se no modelamento matemático exponencial proposto por Clarke-Hess para amplificadores em grandes sinais que utilizem dispositivos BJT e apresentar uma nova técnica de linearização baseada neste modelo.

Resultados teóricos fundamentais, envolvendo a teoria de efeitos não-lineares nos amplificadores em grandes sinais na faixa de RF são apresentados no decorrer do trabalho. Simulações empregando programas comerciais profissionais: GENESYS/HARBEC da *Eagleware* e ADS – Advanced Design System da *Agilent* permitiram verificar a convergência entre os resultados obtidos pelo modelo exponencial e pela simulação numérica dos circuitos.

Adicionalmente, algumas simulações foram executadas com o MatLab.

Palavras-Chave: Amplificadores de RF, Efeitos Não-lineares, Linearização.

## ABSTRACT

CALIL JR., L. Pre-distortion Linearization Technique employing na Exponential Nonlinear Model. Santa Rita do Sapucaí, 2003. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Nowadays, many researches of nonlinear effects originated from the behavior of active devices applied with day by day are becoming more and more important. As in electronic equipments of amusement as in the telecommunication system of which we are dependent, like radio, microwave links and in the cell communication, all of them depend on RF power amplifiers for their operation.

The purpose of this work was summarize information about the linearization techniques of RF power amplifiers, deepening on the exponential mathematical model proposed by Clarke-Hess to large signals power amplifiers based on BJT devices and show a new linearization technique based on this model.

Fundamental theoretical results involving the theory of nonlinear effects in large signals to RF power amplifiers are presented in work. Simulations employing professional commercial programs: GENESYS/HARBEC by *Eagleware* and ADS – Advanced Design System by *Agilent* allowed to verify the convergence between the results obtained trough the exponential model and the numerical simulation of circuits.

Furthermore, some simulations were executed using the MatLab numerical platform.

Keywords: RF Amplifiers, Non-linear effects, Linearization.

# INTRODUÇÃO

---

## CAPÍTULO I

Todos os tipos de comunicações elétricas giram em torno da capacidade do canal e na velocidade de transmissão. A capacidade é limitada por diversos parâmetros, entre eles: frequência, largura de faixa e relação sinal-ruído. Processos complexos de modulação podem aumentar a eficiência do canal, mas requerem meios de transmissão com alta fidelidade, exigindo rigoroso controle das não linearidades inerentes aos amplificadores de potência em RF.

Nas telecomunicações, em circuitos analógicos, é de costume definir um sistema linear como um quadripolo capaz de processar um sinal cujo espectro na saída é a reprodução do espectro na entrada com um determinado ganho e algum atraso de fase, sem acrescentar ou retirar nenhum componente a esse espectro. Na verdade, isso não acontece com nenhum tipo de circuito ativo. Apenas os elementos passivos e/ou circuitos construídos com esses componentes são efetivamente lineares.

Em aplicações de multi-serviços sem fio, voz, texto, imagens e vídeo são transmitidos na forma de dados. A terceira geração de telefonia móvel celular será capaz de operar com altas taxas de transmissão de dados, permitindo enviar imagens via Internet em tempo real. Uma das razões para esta notável evolução é a oferta de amplificadores de potência em RF cada vez mais lineares, capazes de processar sinais analógicos ou digitais com portadora singela ou múltipla sem ultrapassar os limites de emissão de espúrios estabelecidos pela legislação. Desta forma, são transparentes à modulação e ao número de portadoras.

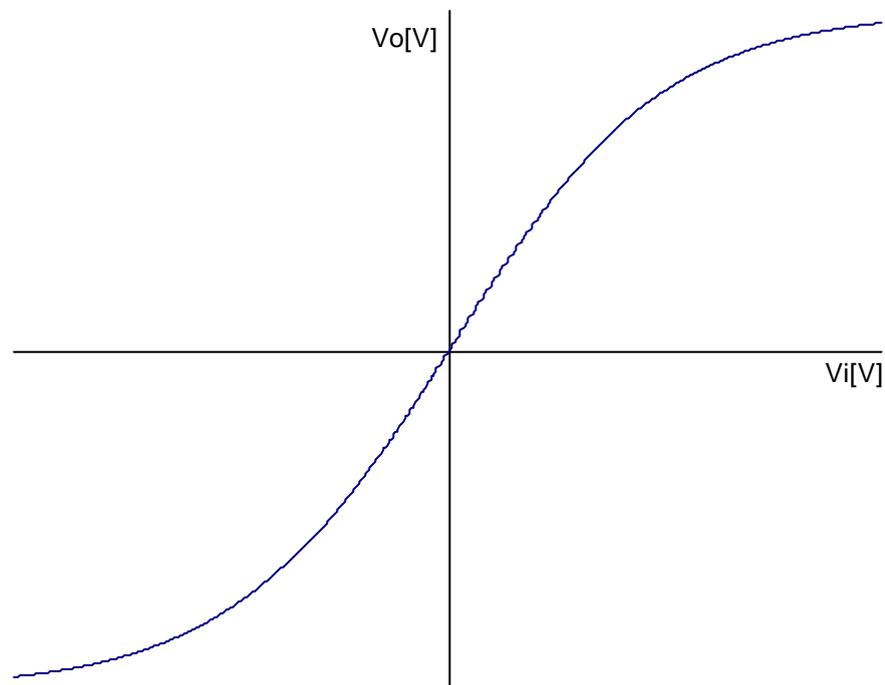
As não-linearidades introduzem sinais indesejáveis ou retiram componentes importantes do sinal amplificado. Estes fenômenos se resumem na distorção harmônica, compressão do ganho, dessensibilização do receptor e na intermodulação.

Este trabalho buscou estudar e verificar a viabilidade de um modo de linearização por pré-distorção baseado em um modelo matemático exponencial.

Simulações numéricas foram feitas para investigar a pertinência desse processo na análise e implementação de “linearizadores”.

### 1.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA

Circuitos ativos podem ser matematicamente modelados por meio de uma função de transferência  $v_o(v_i)$ , onde  $v_o$  é a tensão de saída e  $v_i$  é a tensão de entrada. Em grandes sinais, essa função geralmente é não linear. Seja, exemplo, um amplificador que tenha uma resposta do tipo indicada pela Fig. 1.1, na forma de uma função  $\tanh(x)$ , apresentando saturação quando o nível de entrada for elevado. Se o sinal de entrada apresentar um comportamento senoidal, com amplitude suficientemente elevada, o sinal de saída aproxima-se de uma onda quadrada. Este é um funcionamento não linear, pois na entrada foi aplicado um sinal com frequência única e na saída obtém-se um sinal composto por várias frequências.



*Figura 1.1 - Função de transferência de um amplificador típico.*

Para determinar a distorção e a composição do sinal de saída, desenvolve-se a aproximação da função de transferência pela série de Taylor (Pothecary, 1999; Kenington, 2000; Mass, 1997), na forma:

$$v_0 = A_1 v_i + A_2 v_i^2 + \dots + A_n v_i^n \quad (1.1)$$

Se o sinal de entrada for  $B \cos \omega t$ , admitindo apenas termos até à terceira ordem, obtém-se o seguinte desenvolvimento:

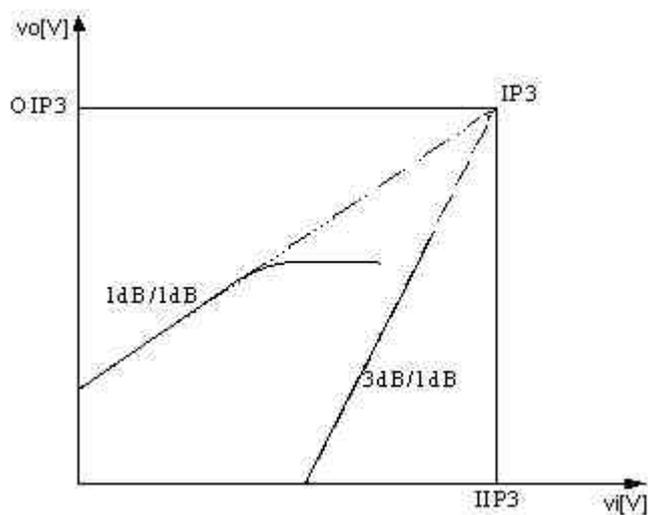
$$\begin{aligned} v_0 &= A_1 (B \cos \omega t) + A_2 (B \cos \omega t)^2 + A_3 (B \cos \omega t)^3 \\ v_0 &= A_1 (B \cos \omega t) + A_2 B^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) + A_3 B^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega t + \frac{1}{4} \cos 3\omega t \right) \\ v_0 &= \frac{A_2 B^2}{2} + \left( A_1 B + \frac{3}{4} A_3 B^3 \right) \cos \omega t + \frac{A_2 B^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{A_3 B^3}{4} \cos 3\omega t \quad (1.2) \end{aligned}$$

O sinal na saída é composto por vários harmônicos de ordem superior e por um componente CC resultante dos termos de ordem par. Devido ao termo  $B^3$  o primeiro harmônico do sinal de saída não depende linearmente da amplitude do sinal de entrada.

No desenvolvimento completo da função de transferência, pode-se verificar que o componente fundamental é afetado pelos termos superiores. O segundo harmônico é composto por parcelas oriundas dos termos de ordem par. O terceiro harmônico tem amplitude decorrente dos termos ímpares de ordem superior a partir da quinta ordem.

Define-se como zona de pequenos sinais como aquela onde a variação do sinal não é afetada pelos harmônicos de ordem superior. Assim, para o componente fundamental, a zona de pequenos sinais ocorre quando  $3/4 A_3 B^3 \ll A_1 B$ . Mesmo operando com nível muito reduzido existem harmônicos na saída.

O comportamento da função de transferência com a presença de harmônicos significativos de 2ª e 3ª ordem é representado na Fig. 1.2. Na operação em pequenos sinais, a taxa de crescimento das harmônicas depende da sua ordem. O componente fundamental cresce com  $B$ , a segunda com  $B^2$  e a terceira com  $B^3$ , o que corresponde a crescimentos de 1dB, 2dB e 3dB na saída, para cada 1dB na entrada. Assim, embora os vários harmônicos de ordem superior tenham uma amplitude mais baixa que o fundamental, a sua taxa de crescimento é maior.



**Figura 1.2** – Variação do componente fundamental e terceiro harmônico.

Define-se *ponto de interceptação de 3ª ordem (IP3)* (Carson, 1998; Rohde, 1997; Dixon, 1998) como aquele em que as potências do componente fundamental e terceiro harmônico são iguais se as características lineares fossem prolongadas. O ponto IP3 é um dos parâmetros relevantes na caracterização não linear de um circuito eletrônico.

## 1.2 COMPRESSÃO DO GANHO

O comportamento do componente fundamental na saída depende também dos termos superiores de ordem ímpar. Em primeira aproximação será considerado apenas o termo de terceira ordem, o mais significativo dentre os termos superiores.

Se o circuito apresenta uma característica de compressão, ou seja, com elevada amplitude de entrada, a amplitude na saída tende a se estabilizar, o termo de 3ª ordem deve ter sinal contrário à fundamental. A função  $\tanh(x)$ , por exemplo, ao ser desenvolvida em série, assume a forma:

$$\tanh(x) \approx x - \frac{x^3}{3} \quad (1.3)$$

Desenvolvendo-se (1.3) para um sinal de entrada  $B \cos \omega t$ , tem-se:

$$\tanh(x) \approx B \cos \omega t - \frac{(B \cos \omega t)^3}{3}$$

$$\tanh(x) \approx B \cos \omega t - \frac{B^3}{3} \left( \frac{3}{4} \cos \omega t + \frac{1}{4} \cos 3\omega t \right)$$

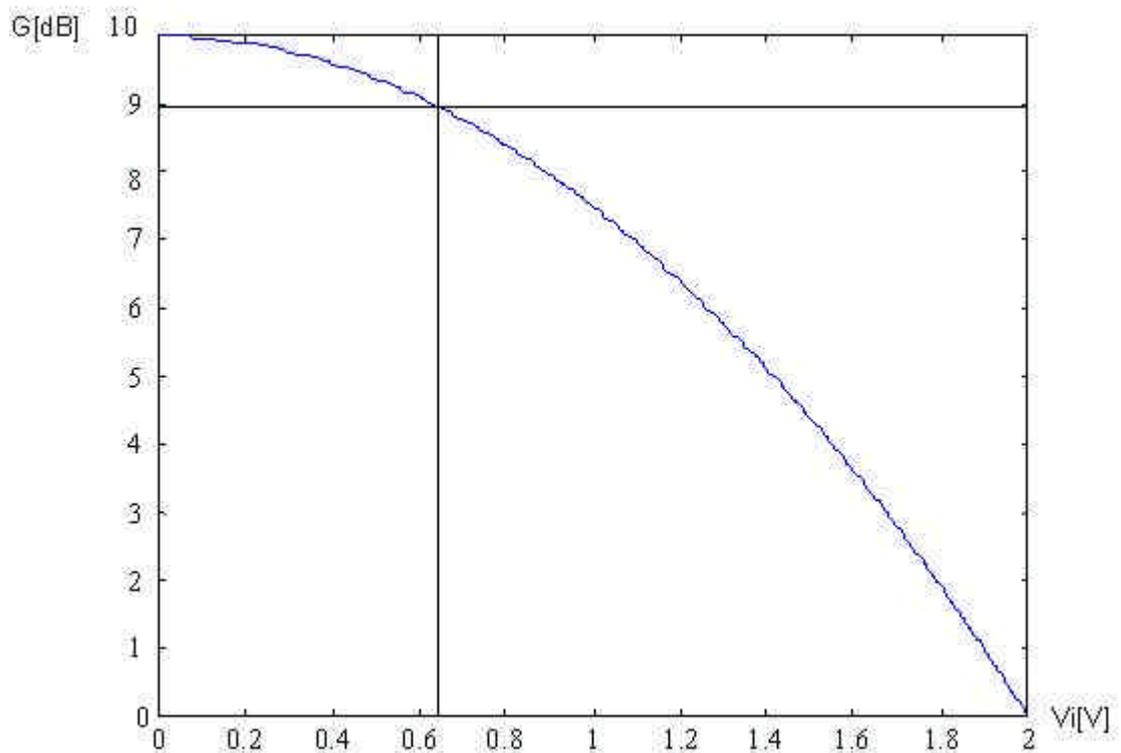
O componente fundamental então, tem amplitude

$$v_o = \left( B - \frac{B^3}{4} \right) \cos \omega t$$

Estabelecendo o ganho  $v_o / v_i$ , na frequência fundamental, obtém-se:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = 1 - \frac{B^2}{4} \quad (1.4)$$

Este ganho, em função da amplitude de entrada, na Fig. 1.3, apresenta uma compressão. Define-se como *ponto de compressão de 1dB* (Potheary, 1999; Kenington, 2000; Cripps, 2002) o valor da amplitude na entrada, na qual o ganho cai 1dB. Este ponto define o limite do comportamento linear do dispositivo.



**Figura 1.3** – Compressão do ganho em um amplificador.

Um dispositivo, no entanto, pode exibir uma característica de expansão de ganho, situação em que o termo de terceira ordem tem o mesmo sinal que o de primeira ordem. Uma situação típica de expansão do ganho surge em amplificadores operando em classe B.

### 1.3 DESSENSIBILIZAÇÃO E BLOQUEIO DO RECEPTOR

Este fenômeno surge quando o amplificador de entrada apresenta uma característica de compressão. Quando o sinal de entrada tiver uma amplitude suficientemente elevada, o amplificador comprime, reduzindo o seu ganho, podendo anulá-lo ou mesmo tornar-se um atenuador. Nesse caso, diz-se que o amplificador foi dessensibilizado ou bloqueado pela presença de um grande sinal (Rohde, 1997). Esse comportamento também pode surgir quando se amplifica um sinal de pequena amplitude na presença de outro com elevada amplitude. Neste caso, trata-se de uma interferência com grande amplitude que perturba a amplificação do sinal de pequena amplitude.

### 1.4 DISTRORÇÃO DE INTERMODULAÇÃO

A distorção harmônica afeta mais os sistemas de banda larga, com faixa superior a uma oitava. Nesse caso, a distorção de um canal pode sobrepor-se a outro canal. Nos sistemas de banda estreita, a distorção harmônica de um canal pode cair fora da banda, se filtros passa-faixa forem utilizados. Neste caso, a componente de distorção harmônica não permite avaliar diretamente a linearidade do dispositivo.

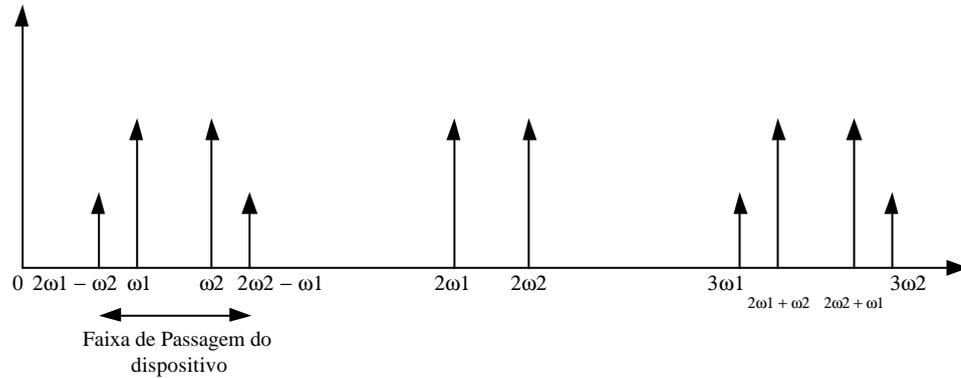
A avaliação da linearidade em dispositivos de banda estreita é feita utilizando-se dois sinais senoidais, com igual amplitude e frequências próximas. Verifica-se que são gerados produtos de terceira ordem dentro da banda, causados pela heterodinagem entre esses dois tons, designados por *produtos de intermodulação*.

Considerando que o dispositivo pode ser descrito por uma não-linearidade representada até a terceira ordem e que o sinal de entrada, aplicado em (1.1), é uma combinação de dois tons, na forma:  $B_1 \cos(\omega_1 t) + B_2 \cos(\omega_2 t)$ , a saída será:

$$\begin{aligned}
v_o = & \frac{1}{2} A_2 (B_1^2 + B_2^2) + \left( A_1 B_1 + \frac{3}{4} A_3 B_1^3 + \frac{3}{2} A_3 B_1 B_2^2 \right) \cos(\omega_1 t) + \\
& + \left( A_1 B_2 + \frac{3}{4} A_3 B_2^3 + \frac{3}{2} A_3 B_1^2 B_2 \right) \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} A_2 B_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \\
& + \frac{1}{2} A_2 B_2^2 \cos(2\omega_2 t) + \frac{1}{4} A_3 B_1^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} A_3 B_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \\
& + A_2 B_1^2 B_2^2 \cos[(\omega_2 - \omega_1)t] + A_2 B_1^2 B_2^2 \cos[(\omega_2 + \omega_1)t] + \\
& + \frac{3}{4} A_3 B_1 B_2^2 \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] + \frac{3}{4} A_3 B_1 B_2^2 \cos[(2\omega_2 + \omega_1)t] + \\
& + \frac{3}{4} A_3 B_1^2 B_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3}{4} A_3 B_1^2 B_2 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t]
\end{aligned} \tag{1.5}$$

Os componentes fundamentais são afetadas pelo termo de terceira ordem de um tom e pelo termo de segunda ordem do outro tom. A amplitude do terceiro harmônico de cada tom depende também da amplitude do outro, mas isso não é visível, pois o desenvolvimento foi efetuado apenas até a terceira ordem.

Além da fundamental, segunda e terceira ordem, surgem termos em  $2\omega_1 + \omega_2$ ,  $2\omega_2 + \omega_1$ ,  $2\omega_1 - \omega_2$  e  $2\omega_2 - \omega_1$ .

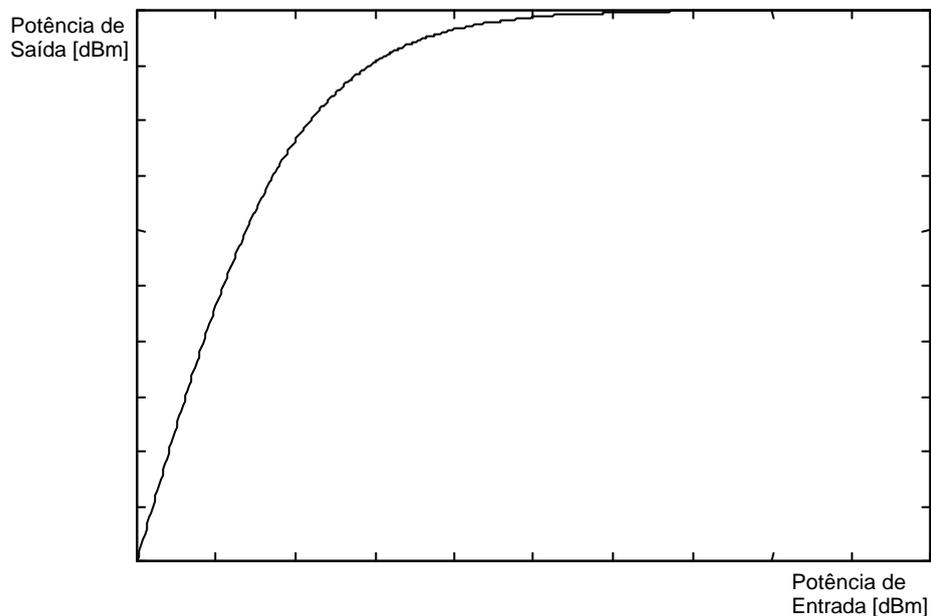


**Figura 1.4** – Produtos de intermodulação de terceira ordem.

Os termos  $2\omega_1 - \omega_2$  e  $2\omega_2 - \omega_1$  são os produtos de intermodulação de 3ª ordem. O espectro de saída resultante é apresentado na Fig. 1.4. O segundo, terceiro harmônicos e produtos de intermodulação de outras ordens são eliminadas por filtragem. Os produtos de intermodulação de 3ª ordem, como estão dentro da banda, não podem ser eliminados por filtragem (Potheary, 1999; Kenington, 2000; Cripps, 2002; Cripps, 1999).

### 1.5 CARACTERÍSTICA OU CONVERSÃO AM-AM

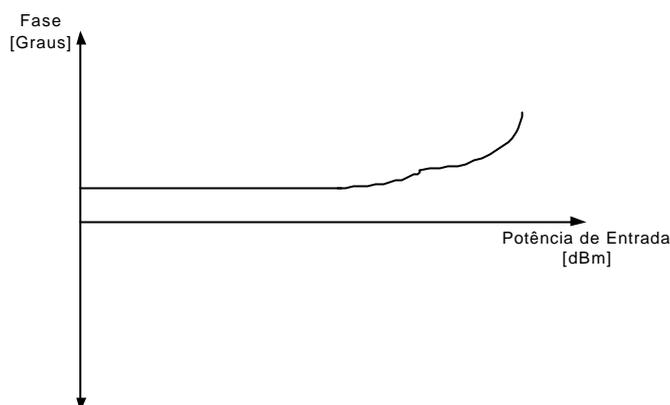
Essa característica descreve a variação da potência de saída em função da variação da potência de entrada. Em um dispositivo não linear, como um amplificador, apresenta uma região linear e uma região de saturação. Na região de saturação o amplificador não responde corretamente às variações da potência de entrada, causando distorções maiores no sinal de saída (Potheary, 1999; Kenington, 2000; Cripps, 2002; Cripps, 1999) e causando alteração do índice de modulação para sistemas AM.



*Figura 1.5 – Característica AM-AM*

### 1.6 CARACTERÍSTICA OU CONVERSÃO AM-PM

Nesta característica, as mudanças na amplitude de um sinal aplicado em um dispositivo não linear causam um desvio de fase no sinal de saída. Esta forma de distorção pode comprometer o desempenho de sistema no qual a fase do sinal é importante, como por exemplo, na comunicação que utiliza modulação em fase (Potheary, 1999; Kenington, 2000; Cripps, 2002; Cripps, 1999).



**Figura 1.5** – Característica AM-PM

## 1.7 OBJETIVOS DO TRABALHO

A meta principal do trabalho foi realizar um amplo estudo exploratório sobre os métodos de linearização de amplificadores de potência de RF, identificando as técnicas mais promissoras.

Buscou-se também verificar se a abordagem essencialmente analítica desenvolvida na obra de Clarke (1971) conduz a resultados próximos aos que são determinados por métodos numéricos iterativos, como o Balanço Harmônico.

## 1.8 METODOLOGIA EMPREGADA

Para atender a meta principal de se realizar um amplo estudo, procedeu-se uma meticulosa revisão bibliográfica, buscando-se principalmente livros específicos sobre o assunto, onde textos são mais abrangentes, embora muitas vezes não tragam o estado da arte.

Todo o conhecimento que foi possível reunir foi condensado em um texto objetivo e panorâmico sobre o assunto, constituído do Cap.2.

Paralelamente, buscou-se um texto onde circuitos eletrônicos não lineares são modelados com ênfase nos dispositivos aplicados em telecomunicações, como misturadores, conversores de frequência, amplificadores de potência, osciladores, etc. Baseado na abordagem de Clarke (1971), decidiu-se pelo modelo matemático da não linearidade exponencial, mais geral e amplamente utilizada nos BJT.

Escolhendo-se, então, a técnica de linearização por pré-distorção, empregou-se então o modelo não linear exponencial para se determinar uma função de pré-distorção inversa. Essa função, evidentemente logarítmica, foi implementada como um bloco de pré-distorção e aplicada na entrada de um dispositivo semiconductor bipolar real, o transistor 2N918.

Alguns ensaios numéricos anteriores foram utilizados para se obter proficiência na utilização dos programas de simulação numérica disponíveis no INATEL. Nessa fase preparatória foram numericamente ensaiadas algumas das estruturas de linearização estudadas durante a elaboração do Cap.2, pelo menos as mais relevantes.

Os resultados obtidos em cada fase do trabalho foram analisados na conclusão de cada capítulo da dissertação, facilitando a elaboração da conclusão final do trabalho de pesquisa.

## **1.9 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

Após minucioso levantamento bibliográfico, foram selecionadas as obras que constituem o acervo publicado sobre análise não linear aplicada ao projeto de amplificadores de potência em RF. Alguns livros e artigos científicos são clássicos, outros apenas condensam e reproduzem os conceitos já estabelecidos pelos pioneiros no assunto.

A obra clássica sobre circuitos eletrônicos aplicados em comunicações com uma abordagem voltada para análise não linear é apresentada em Clarke (1971). Os autores abrangem a teoria sobre um modelamento matemático exponencial aplicado às não linearidades inerentes aos componentes eletrônicos, passando por transformadores, processos de filtragem, fontes controladas não lineares, osciladores, misturadores, moduladores AM e FM e amplificadores, para operação em pequenos e grandes sinais direcionado a dispositivos com um ou múltiplos estágios que são compostos por BJT's e FET's. Foi a base teórica utilizada para desenvolver os cap. 3, 4 e 5 dessa dissertação.

Em Cahana (1985), os autores propõem um circuito de linearização por pré-distorção baseada em diodos, cujo desempenho é avaliado experimentalmente.

No artigo de Kumar (1985), os autores descrevem uma nova técnica de linearização por pré-distorção utilizando MESFET de GaAs com duas portas para linearização de amplificadores que utilizam válvulas TWT e SSP.

No artigo de Bosh (1989), as conseqüências dos efeitos de memória dos circuitos de linearização por pré-distorção são analisados, com a proposta de técnicas de medição destes efeitos.

Watkins (1995) apresenta um método de linearização por pré-distorção utilizando um algoritmo baseado na tecnologia de redes neurais.

O livro clássico de Rohde (1997) aborda conceitos de modulação analógica e digital, desensibilização do receptor, distorção harmônica, distorção de intermodulação, filtragem analógica e digital, amplificadores, misturadores, osciladores, demoduladores e informações detalhadas sobre projetos de receptores básicos, incluindo equações, ilustrações, tabelas e a abordagem de novas tecnologias.

Carson (1998) relata conceitos sobre misturadores lineares e não lineares, filtragem analógica, modulação AM e PM, receptores de rádio super heterodino e ponto de interceptação de 3ª ordem. Trata-se de uma obra dirigida a professores e estudantes que se dedicam a radiocomunicação, pois são discutidos conceitos sobre linearidade, ruído, funções de Bessel, filtragem, e modulações AM, FM e PM. Outra obra semelhante é apresentada por Dixon (1998), onde novamente é abordada a teoria básica de efeitos não lineares, tais como: distorção harmônica, compressão do ganho, dessensibilização e bloqueio do receptor, distorção de intermodulação, característica AM-AM, característica AM-PM, abordando também informações sobre projetos de receptores e novas tecnologias nesta área.

No artigo de Lima (1998) é apresentada uma proposta de linearização por pré-distorção utilizando amplificadores operacionais. Também é quantificado o grau de linearidade necessário aos transmissores de sinais de TV analógica clássica, citando-se os métodos de medida de intermodulação aceitos internacionalmente.

No artigo de Rey (1998), é apresentada uma nova técnica de linearização baseada em pré-distorção utilizando DSP, tornando-a um procedimento adaptativo.

Cripps (1999) aborda conceitos sobre efeitos não lineares em amplificadores de potência em RF, projetos dos amplificadores, eficiência, circuitos de casamento de impedâncias e principais técnicas de linearização, apresentando um comparativo entre elas. Na obra mais recente, Cripps (2002) aprofunda-se na análise matemática dos tópicos abordados na obra anterior.

Pothecary (1999) abrange a amplificação linear para transmissores de RF. Especificamente, o livro se concentra no estudo da técnica de linearização *feedforward* aplicada em amplificadores de potência em RF. Embora enfatize essa técnica de linearização, outras também são resumidamente abordadas.

No livro de Kenington (2000) são abordados os principais conceitos necessários no estudo das não linearidades, tais como: distorção em amplificadores, tipos de modulação, eficiência, projeto e técnicas de linearização de amplificadores de potência em RF, comparando-as no final.

No artigo de Yi (2000), é apresentado o desenvolvimento de um circuito de linearização por pré-distorção analógica utilizado em amplificadores de alta potência para estações radio-base CDMA.

Vuolevi (2003) é a obra mais recente publicada sobre o assunto. Os autores apresentam um resumo dos conhecimentos desenvolvidos até agora e mostram o estado da arte em termos de linearização de amplificadores de potência em RF.

Na obra de Hughes (1971), o autor mostra a teoria necessária para a construção de um amplificador logarítmico, sua aplicação, comparações entre as várias configurações e limitações. Os amplificadores logarítmicos comprimem sinais, ou seja, transformam um sinal com grande amplitude aplicado na entrada em um sinal com pequena amplitude colocado na saída. Característica explorada por receptores de radar, onde o sinal de entrada do receptor pode variar de microvolts até volts, em um curto período de tempo. Desde o aparecimento dos amplificadores logarítmicos de vídeo em estado sólido, devido a sua utilidade, eles também tem sido utilizados em *lasers*, bio-engenharia e outras aplicações que requerem compressão da amplitude de um sinal. Um amplificador logarítmico melhor elaborado pode processar, em média, um sinal de até 100 dB de faixa dinâmica de tensão, frequência de até 2,7 GHz e precisão de  $\pm 0,2$  dB.

## 1.10 CONTEÚDO DA DISSERTAÇÃO

A dissertação compõe-se de cinco capítulos, organizados na forma abaixo exposta.

O Cap.1 é a Introdução, onde são introduzidos as definições e conceitos básicos.

No Cap.2 as quatro técnicas de linearização principais são apresentadas, de forma resumida. Buscou-se consolidar, de forma condensada, as informações distribuídas em ampla bibliografia. Cada técnica é abordada segundo uma metodologia comum, destacando-se apenas os conceitos básico, fundamentos e aspectos relevantes. Esse trabalho é importante para que o objeto da pesquisa desenvolvida ficasse bem delineado e objetivamente posicionado. A técnica de linearização por pré-distorção, onde o estudo se concentra, é apresentada de forma mais aprofundada, pois também representa o estado da arte nesse domínio do conhecimento. No final do capítulo é apresentado um estudo comparativo entre algumas técnicas dentre as mais utilizadas.

O Cap.3 desenvolve um estudo sobre o modelamento polinomial classicamente utilizado para representar a relação entrada-saída de dispositivos não lineares, propondo em seguida um modelo baseado na função exponencial, relação adequada para tratar o comportamento não linear de junções PN. Considerando então um amplificador genérico implementado com um transistor de junção (BJT), baseado na teoria de Clarke (1971), o modelo exponencial é aperfeiçoado. Aplicando-se um e depois dois tons, expressões matemáticas para o sinal na saída são deduzidos. É feita uma comparação entre duas abordagens, a polinomial e a exponencial, mostrando que ambas são convergentes.

Baseado nas deduções do Cap.3, são realizadas simulações numéricas no Cap.4. Empregando dois programas de computadores comerciais, o Eagleware GENESYS/HARBEC e o MATLAB, ensaios sobre um quadripolo genérico, controlado por tensão, não linear, são executados sem e com processos simples de linearização. A análise dos resultados é apresentado no final do capítulo.

No Cap.5, empregando um simulador mais poderoso, preciso e confiável, o ADS (Advanced Design System, da Agilent Technologies), novos ensaios numéricos foram realizados. Um amplificador simples foi implementado com o transistor 2N918, representando um quadripolo não linear real, com a exatidão numérica assegurada pelo ADS. Propondo-se um circuito de linearização por pré-distorção com característica de transferência logarítmica, o circuito foi numericamente ensaiado com excitações por um ou dois tons e sem e com linearização. Em grandes sinais, o ADS calcula a forma de onda e espectro na saída através do Método do Balanço Harmônico. Os resultados obtidos foram analisados, conduzindo às conclusões apresentadas no último capítulo.

# TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO

## CAPÍTULO II

Afim de reduzir os efeitos das não-linearidades, existem quatro técnicas principais de linearização de amplificadores de potência em RF:

- Alimentação no sentido direto (“Feedforward”);
- Realimentação Negativa (“Feedback”);
- Pré-distorção;
- Técnicas envolvendo Processamento Digital de Sinais.

Este capítulo apresenta um resumo dessas técnicas com o objetivo de delimitar claramente as fronteiras do trabalho desenvolvido, seu enquadramento no estado da arte e as potencialidades da proposta objeto da dissertação.

### 2.1 ALIMENTAÇÃO NO SENTIDO DIRETO (“FEEDFORWARD”)

Este método foi desenvolvido pelo engenheiro eletrônico Harold S. Black (Potheary, 1999) e patenteado em 9 de outubro de 1928. Inicialmente ignorado, ressurgiu quando métodos alternativos de linearização foram necessários para projetar amplificadores com grande retardo temporal, onde considerações de estabilidade excluíram o uso da realimentação negativa.

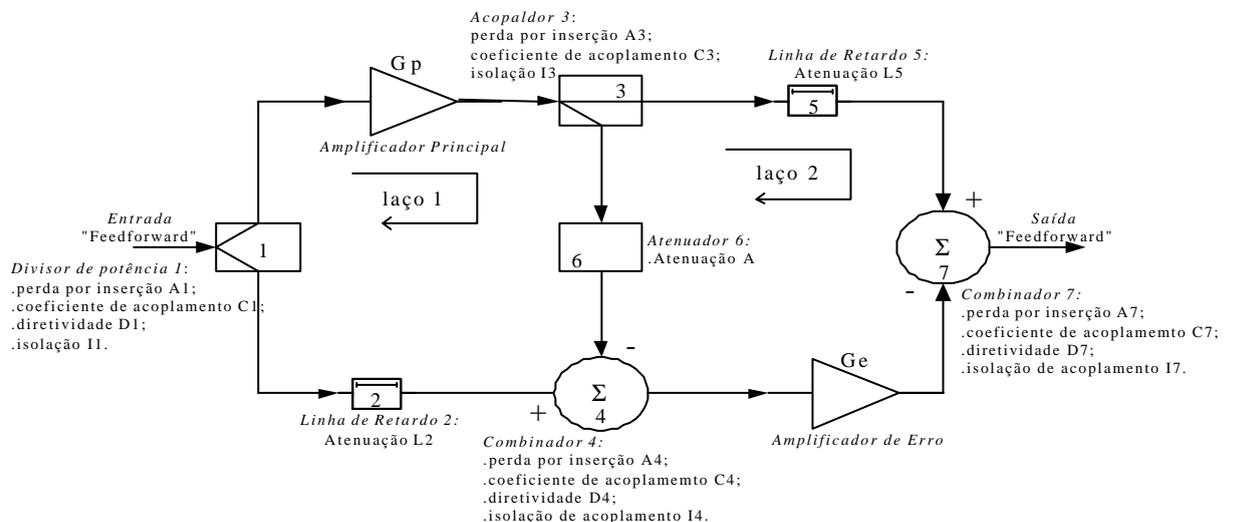


Figura 2.1 - Linearização por alimentação no sentido direto (“feedforward”).

Nesta técnica (Pothecary, 1999), o sinal de entrada é separado em duas partes pelo divisor de potência 1, conforme indica a Fig.1, onde o ramo superior dirige-se ao amplificador principal com característica não linear, geralmente em classe AB ou em classe C, e o outro ramo, para o elemento de retardo. Uma amostra do sinal distorcido na saída do amplificador principal é retirada por meio de um acoplador direcional. Essa amostra é atenuada e subtraída do sinal da entrada, via elemento de atraso  $L_2$ . O sinal de erro resultante, idealmente contendo apenas distorção, é reforçado pelo amplificador de erro em classe A, antes de ser subtraído do sinal do amplificador principal com atraso devidamente ajustado, cancelando a distorção e entregando o sinal linearizado na saída.

O comportamento dos amplificadores “feedforward” é quantificado pelos seguintes parâmetros: ganho, perda de retorno na entrada e saída, intermodulação reversa, figura de ruído, linearidade e faixa de operação, potências média e de pico dos amplificadores principal e de erro e eficiência. Alguns desses parâmetros são resumidamente analisados nos próximos itens.

### 2.1.1 GANHO DO AMPLIFICADOR DE ALIMENTAÇÃO DIRETA

A Fig. 2.1 mostra o fluxo de sinal nos blocos do sistema “feedforward”, onde ganho e perdas podem ser calculados. Os acopladores tem genericamente perda de inserção  $A$  e fator de acoplamento  $C$ ; os amplificadores, ganho  $G$  e as linhas de atraso e atenuadores perda  $L$ .

O amplificador “feedforward” equilibrado significa que os laços 1 e 2 estão balanceados (Pothecary, 1999), ou seja:

$$G_p(dB) = A_1 + A_4 - A_6 + L_2 - C_1 - C_3 - C_4 \quad (2.1)$$

$$G_e(dB) = A_3 + A_7 + L_5 - C_3 - C_4 - C_7 - A_6 \quad (2.2)$$

O ganho é, então, definido por:

$$G_{ff}(dB) = A_1 + A_3 + A_4 - A_6 + A_7 + L_2 + L_5 - C_3 - C_4 \quad (2.3)$$

Conclui-se que um amplificador “feedforward” equilibrado tem ganho linear mais independente das não-linearidades no amplificador principal. Com valores

fixos dos acoplamentos e linhas de retardo, o ganho “feedforward” pode ser ajustado pela variação da atenuação  $A$ . Maior atenuação pode significar maior ganho, mas exige maior elevação no ganho do amplificador principal para assegurar uma potência de saída constante.

### 2.1.2 PERDA DE RETORNO NA ENTRADA

Conforme já foi exposto, o sinal aplicado na entrada “feedforward” percorre dois caminhos: via linha de retardo e via amplificador principal. O sinal na linha de retardo é atenuado pela por  $A_1$ ,  $L_2$  e  $A_4$ . Quando o laço 1 está equilibrado, na saída do combinador 4 o sinal é cancelado antes que alcance o amplificador de erro.

Para uma pequena figura de ruído, a entrada do divisor de potência 1 é adaptado para perda mínima no ramo da linha de retardo. O retorno dos sinais incidentes no amplificador principal são atenuados de tal forma que o casamento na entrada no amplificador principal pode ser ignorado. Por exemplo, se  $C_1 = -10\text{dB}$  e a perda de retorno do amplificador principal é  $-15\text{dB}$ , o sinal refletido na entrada “feedforward” é, então atenuado por  $35\text{dB}$  em relação ao sinal de entrada, portanto desprezível.

Teoricamente, nenhum dos sinais processados pelo amplificador principal deve reaparecer na entrada “feedforward” (Pothecary, 1999). Na prática, entretanto, o combinador 4 tem uma diretividade finita  $D_4$  (isolação  $I_4$ ), ou seja, uma pequena porção do sinal entregue pelo amplificador aparece na entrada do combinador 4 e retorna à entrada “feedforward” atenuada por  $L_2$  e  $A_1$ . A diferença entre o nível do sinal refletido [dBm] e o sinal incidente [dBm] é igual à diretividade do combinador (diferença entre isolamento e fator de acoplamento) adicionado à perda de inserção.

A atenuação total do sinal que retorna à entrada “feedforward”, ou seja, perda por retorno, é calculada por:

$$RL_{entrada}(dB) = 2A_1 + 2L_2 + A_4 + D_4 \quad (2.2)$$

### 2.1.3 PERDA DE RETORNO DE SAÍDA

Um sinal incidente na saída “feedforward” é atenuado pela perda de inserção  $A_7$ , perda  $L_5$  e atenuação  $A_3$  antes alcançar o amplificador principal (Pothecary,

1999). Quando o 2º laço “feedforward” está equilibrado, qualquer sinal refletido na saída proveniente do amplificador principal é cancelado na saída do sistema da mesma forma que ocorre com a intermodulação e ruído.

Na prática, entretanto, o combinador 3 tem isolamento finita  $I_3$  e, portanto, algum sinal é aplicado na porta acoplada, percorre o ramo do amplificador de erro e reaparece na saída “feedforward”. A perda por retorno na saída é calculada por:

$$RL_{saída}(dB) = 2A_7 + 2L_5 + A_3 + D_3 \quad (2.3)$$

#### 2.1.4 INTERMODULAÇÃO REVERSA

Este parâmetro descreve a intermodulação entre o sinal singelo ou multiportadora e um sinal indesejável ou parasita gerado por descasamento de impedâncias, por exemplo, na saída de um amplificador.

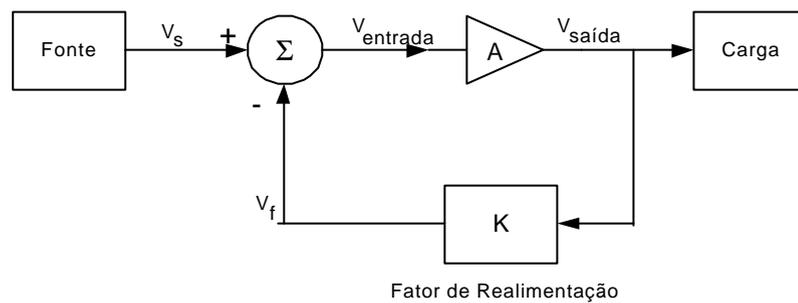
Em um sistema de linearização por alimentação direta, um sinal parasita retorna à saída do amplificador principal, gerando produtos de intermodulação que se adicionam aos produzidos por suas não-linearidades, daí a designação “reversa” (Potheary, 1999). Qualquer intermodulação reversa no amplificador principal é cancelada no 2º laço “feedforward” exatamente da mesma forma que a intermodulação é anulada por uma quantidade equivalente de perda por retorno e, adicionalmente, pelo cancelamento no 2º laço “feedforward”(no caso da utilização de um sistema “feedforward” de dois laços, onde o amplificador principal também é um amplificador “feedforward”). Um circulador pode ser colocado na saída “feedforward”, introduzindo perdas e assegurando-se que nenhuma distorção seja adicionada ao sinal de saída.

Nos testes, o sinal parasita é, usualmente uma portadora contínua não modulada com frequência deslocada (CW). O nível típico do sinal parasita é em torno de -30dBc. Cabe destacar que a introdução do sinal parasita pode exigir a utilização de outro amplificador de potência se esse sinal não puder ser conectado diretamente à saída “feedforward” através de uma tomada adicional no acoplador ou no circulador.

## 2.2 REALIMENTAÇÃO NEGATIVA (“FEEDBACK”)

Esta técnica também foi inventada pelo engenheiro eletrônico Harold S. Black (Potheary, 1999), no final dos anos 20. Talvez seja o método mais simples e intuitivo para se reduzir distorção em amplificadores, tornando-se uma configuração comum nos circuitos eletrônicos clássicos.

A realimentação negativa permite trocar ganho por algum outro parâmetro, como, por exemplo, redução de distorção ou aumento da largura de faixa (Potheary, 1999; Kenington, 2000). Pode ser usada para controlar impedâncias de entrada e saída, reduzir ruído ou a sensibilidade do ganho de um amplificador com as variações dos outros componentes do circuito. Uma limitação, sob certas condições, é que a realimentação pode se tornar positiva e alcançar magnitude suficiente para causar oscilações.



**Figura 2.2** - Diagrama em blocos de um sistema realimentado.

A função de transferência do amplificador com realimentação é determinada por:

$$A_f = \frac{A}{1 + AK} \quad (2.4)$$

onde:

A: ganho do amplificador em malha aberta;

K: ganho do bloco de realimentação;

$A_f$  : ganho do sistema realimentado.

Se  $AK \gg 1$ , então:

$$A_f = \frac{1}{K} \quad (2.5)$$

O ganho de um amplificador realimentado  $A_f$  é quase independente do ganho de malha aberta  $A$  e depende apenas da rede de realimentação, condição que pode ser escolhida com precisão e implementada com grande liberdade. O melhor desempenho com relação a linearidade é obtido, entretanto com a redução do ganho do amplificador realimentado pelo fator  $1 + AK$ .

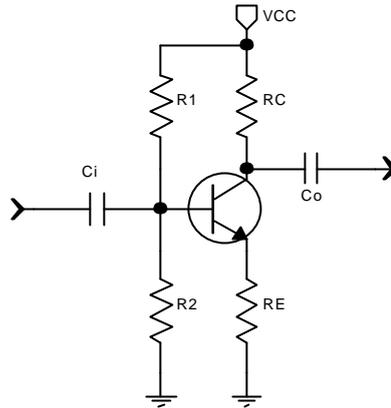
A técnica de linearização por realimentação negativa se divide em quatro categorias: realimentação em RF, realimentação de envoltória, realimentação polar e realimentação cartesiana.

### 2.2.1 REALIMENTAÇÃO EM RF

As duas formas mais simples de realimentação em RF são passivas, nas configurações: série e paralela (Potheary, 1999; Kenington, 2000). Ambas são direcionadas para linearização de estágios individuais, mas podem ser utilizadas em configurações multi-estágios. Podem ser aplicadas para a linearização de amplificadores classe A, AB ou B, ou seja, em amplificadores de baixa eficiência. Entretanto, o bom desempenho em distorção, estabilidade e relativa simplicidade as tornaram populares em aplicações de alta confiabilidade.

#### 2.2.1.1 REALIMENTAÇÃO EM SÉRIE

A forma simples de caracterizar este tipo de realimentação pode ser com um amplificador de áudio, configurado em emissor comum, polarizado com tensão de base constante, suprimindo-se o capacitor de desacoplamento no emissor (Potheary, 1999; Kenington, 2000), conforme indica a Fig. 2.3:



**Figura 2.3** - Pré-amplificador de áudio polarizado em tensão de base constante e realimentação série.

O ganho de tensão desta configuração pode ser calculado por:

$$A_v \approx -\frac{R_c}{R_e + r'_e} \quad (2.6)$$

onde:

$R_c$ : resistor de coletor;

$R_e$ : resistor de emissor;

$r'_e$ : resistência intrínseca de emissor.

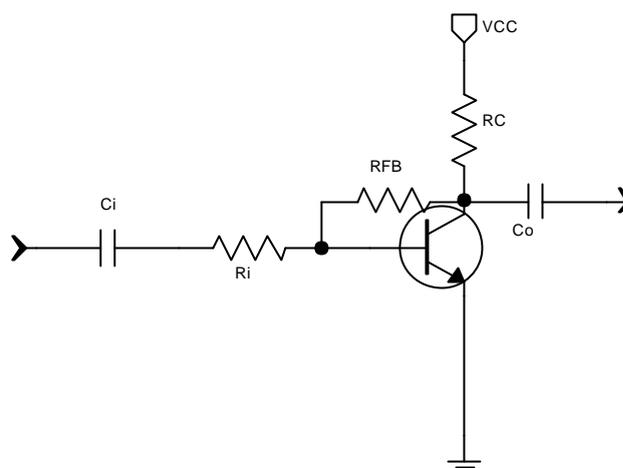
O ganho, dessa forma, confirma (2.5), não depende das características do transistor para  $R_e \gg r'_e$ .

### 2.2.1.2 REALIMENTAÇÃO EM PARALELO

Nesta configuração, assumindo que o ganho de corrente  $\beta$  do transistor seja elevado, a tensão base-emissor permanece constante com o sinal aplicado e que a corrente de base mantém-se pequena, o ganho de corrente  $A_i$  pode ser aproximado por:

$$A_i \approx -\frac{R_{FB}}{R_c} \quad (2.7)$$

O ganho, novamente, não depende das características do transistor.



*Figura 2.4 - Pré-amplificador de áudio com realimentação paralela.*

### 2.2.1.3 REALIMENTAÇÃO ATIVA

Se o bloco K, na Fig. 2.2, for substituído por um estágio ativo, seu ganho reduzirá a potência do amplificador principal. O amplificador auxiliar, no ramo de alimentação, pode ser projetado com característica não linear, introduzindo-a no ramo de realimentação, que ao ser combinado com o ramo na saída principal reduzirá a distorção do sinal.

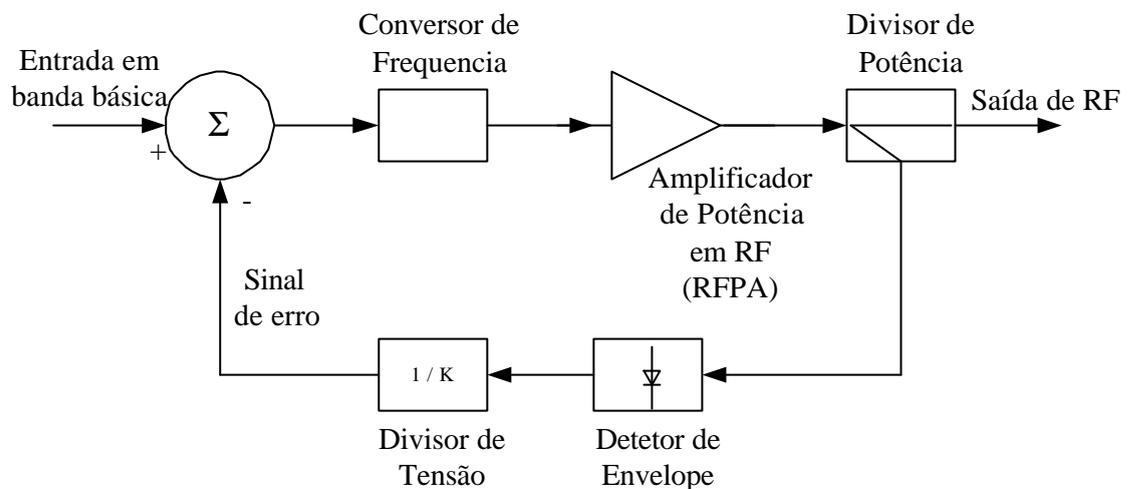
Assim, devido à distorção introduzida pelo amplificador auxiliar, esta técnica apresenta melhor desempenho em relação a realimentação passiva (Potheary, 1999; Kenington, 2000) ao cancelar as distorções do sinal proveniente do amplificador principal.

### 2.2.2 REALIMENTAÇÃO DE ENVOLTÓRIA

Fundamenta-se na comparação da envoltória da amostra do sinal da saída, com o sinal na entrada. O sinal de erro gerado é uma versão pré-distorcida do sinal de entrada. Sua amplificação produzirá o sinal corrigido na saída do transmissor. Este esquema de linearização pode operar em um transmissor completo desde que o sinal na entrada e na saída mantenham a mesma forma de modulação (Potheary, 1999; Kenington, 2000), como é o caso da Fig. 2.5, onde se considerou um transmissor do tipo AM/DSB + C.

A forma mais simples dessa técnica utiliza detecção não coerente e, portanto, não é capaz de compensar distorções de fase do amplificador. Logo, é empregada freqüentemente em transmissores AM convencionais (DSB + C), onde a demodulação é realizada por um detetor de envoltória e a informação de fase não é necessária.

A largura de faixa necessária a um transmissor que utilize esta técnica depende do tipo de modulação utilizado.



*Figura 2.5 - Esquema de um transmissor empregando realimentação de envoltória.*

### 2.2.3 REALIMENTAÇÃO POLAR

É a combinação de duas técnicas de linearização: realimentação de envoltória com sua eliminação e restauração (Kenington, 2000), um procedimento que envolve processamento de sinais.

O segmento de RF do transmissor é formado por um VCO (oscilador controlado por tensão), operando na freqüência final de saída e por uma cadeia de amplificadores de RF.

Esse sinal,  $S_{out}(FI)$  contém as informações de amplitude e fase do sinal na saída em FI.

O sinal na entrada,  $S_{in}(FI)$ , modulado em SSB e também em FI, é preparado para ser comparado com  $S_{ant}(FI)$ .

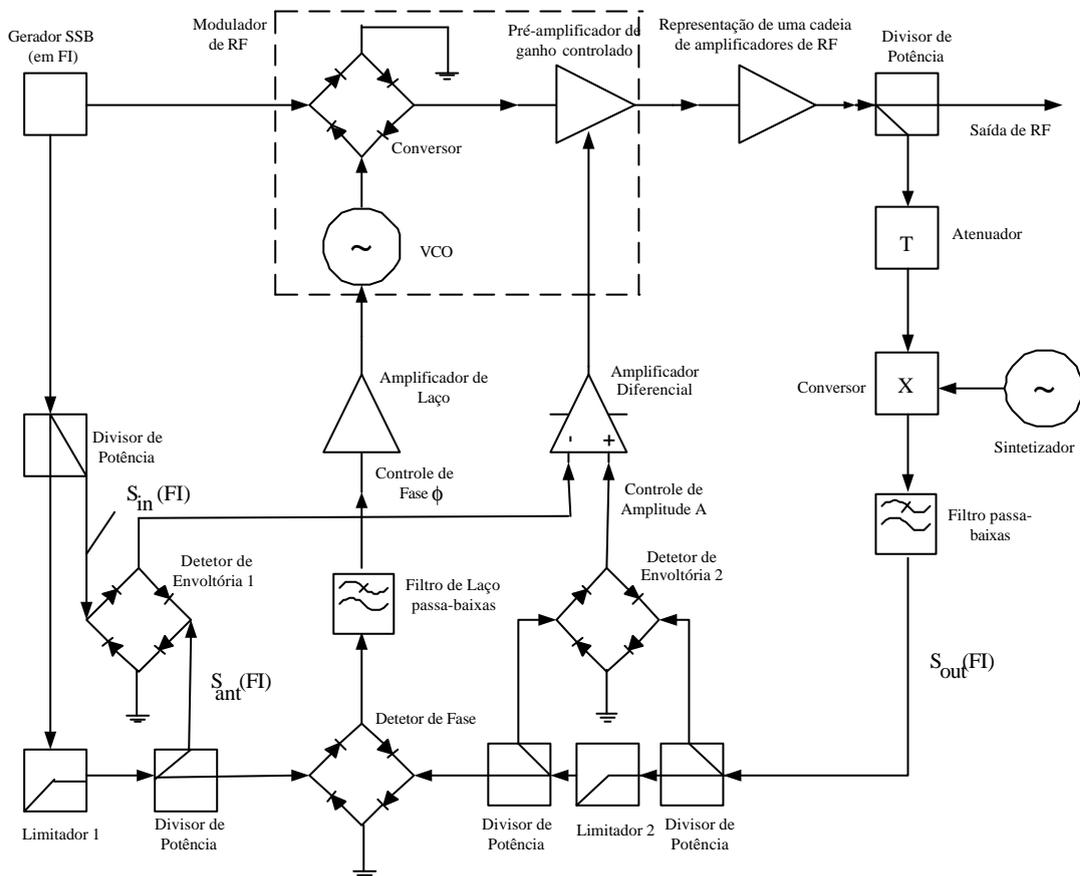
Os limitadores e divisores de potência preparam os sinais para aplicação no detetor de fase e nos detetores de envoltória 1 e 2.

O erro de fase  $\phi$ , após o filtro de laço controla o VCO responsável pela translação espectral.

O erro de amplitude  $A$ , decorrente da comparação entre os sinais produzidos pelos detetores de envoltória, age no pré-amplificador de ganho controlado.

Desta forma, a amplitude e fase do sinal de saída do transmissor podem ser cuidadosamente controladas com laços de realimentação independentes.

O laço de correção de amplitude é similar ao sistema de realimentação de envoltória. O laço de correção de fase pode ser analisado por técnicas de PLL (phase-locked loop).



**Figura 2.6 - Transmissor utilizando realimentação polar.**

O transmissor com realimentação polar tem muitas vantagens sobre as técnicas de realimentação anteriores. Algumas podem ser descritas da seguinte forma:

1. desde que o VCO e o pré-amplificador de ganho controlado, (que constituem o modulador de RF) estejam incluídos no laço de

realimentação, seu desempenho quanto a sua linearidade não é crítica. Moduladores de baixo custo podem ser utilizados sem comprometer o desempenho final do sistema;

2. amplificadores classe C podem ser utilizados na cadeia de amplificadores de RF, permitindo implementar um transmissor linear eficiente;
3. o segmento de RF do sistema é muito simples, porque contém apenas um VCO e um amplificador de potência de alta eficiência, todos operando na frequência final da saída;
4. o uso de realimentação produz um transmissor insensível a variações, por exemplo, causadas pelo envelhecimento de componentes e oscilações na tensão de alimentação;
5. a técnica é aplicável a outros tipos de modulação linear, por exemplo: AM/DSB + C, AM/DSB – SC e outras formas de SSB.

#### 2.2.4 REALIMENTAÇÃO CARTESIANA

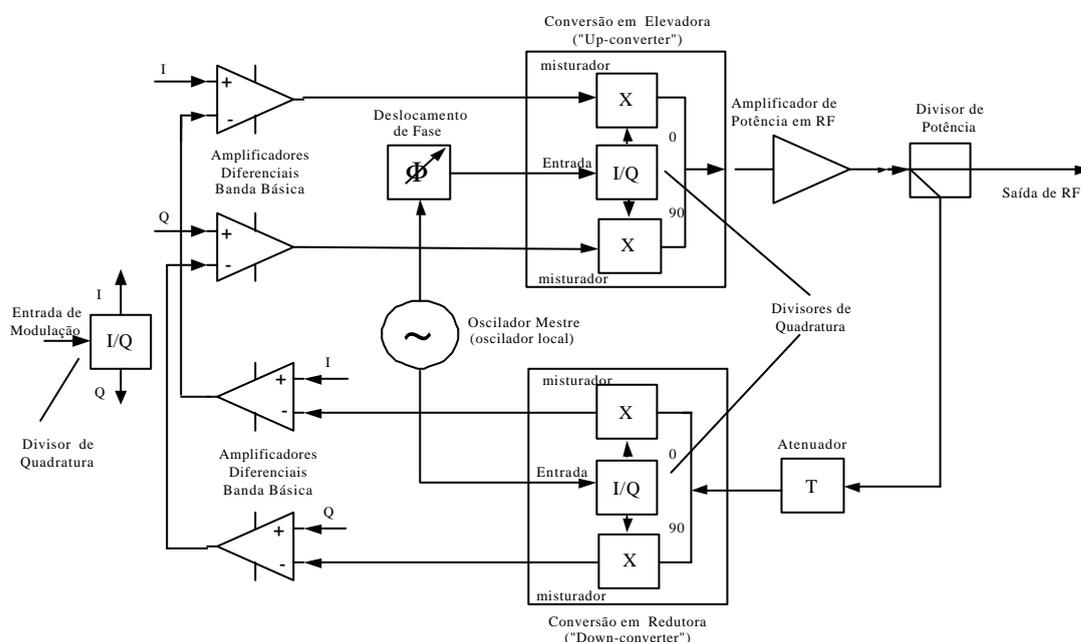
Esta técnica, proposta em 1983, foi aplicada em um transmissor com realimentação de envoltória apresentando desempenho superior. Originalmente foi projetada para transmissão SSB, mas tem sido aplicada a outros tipos de modulação linear ou quase linear (Kenington, 2000).

O sinal banda básica é separado na forma cartesiana I e Q, “In-phase e “Quadrature”. Dividido em componentes I e Q por uma malha de deslocamento de fase em faixa larga, o sinal modulante é aplicado em amplificadores diferenciais que produzem sinais de erro. As saídas dos amplificadores diferenciais são convertidas para RF utilizando duas portadoras em quadratura. Os sinais de RF produzidos são combinados para gerar o sinal complexo de RF. Este sinal, ainda em baixa potência, é amplificado pela etapa de potência, com sua característica não linear, antes de alimentar a antena.

Uma amostra do sinal na saída do amplificador de RF é atenuada e alimenta os misturadores de conversão em banda lateral inferior (“down-converter”) no laço de realimentação. Estes misturadores são excitados pelo mesmo oscilador mestre, através de outro divisor em quadratura (saída do limitador 2), é similarmente

comparada com a fase do sinal de entrada (saída do limitador 1) e o sinal de erro resultante controla o VCO. A porção de controle de fase do sistema é um simples laço de fase utilizado na conversão em banda lateral inferior. Os processos de conversão elevadora e redutora são, portanto, coerentes. O percurso formado pelo sinal de saída, através da conversão redutora, até os amplificadores diferenciais, fecha o laço de realimentação. A natureza ortogonal do sistema de realimentação mostra que os dois percursos (direto e realimentação) operam completamente independentes, assegurando que as características AM-AM (resposta em amplitude) e AM-PM (resposta amplitude-fase) sejam linearizadas.

O deslocamento de fase necessário para equalizar os percursos de conversão elevadora e redutora é fornecido pelo bloco defasagem ajustável. Esse deslocamento assegura que ambos estejam corretamente sincronizados, compensando o atraso decorrente da amplificação de potência ou qualquer outro processamento em FI, caso algum seja utilizado no laço. Qualquer erro no ajuste deste deslocamento de fase degradará a capacidade de correção do laço.



**Figura 2.7 - Transmissor utilizando realimentação cartesiana.**

A realimentação cartesiana têm as seguintes vantagens em relação à realimentação polar:

1. eliminação da necessidade de um PLL/VCO ágil, pois a exigência de um PLL rápido para acompanhar bruscas mudanças de fase que ocorrerem

em alguns sinais lineares pode representar um obstáculo considerável, além dos problemas de sincronismo do PLL em baixos níveis de tensão de envoltória, que ocorrem quando o vetor IQ passa pelo zero durante o processamento de sinais de SSB, modulação digital (16QAM por exemplo) ou em teste de dois tons;

2. o processo de modulação é reduzido a um simples misturador em quadratura, dispensando o modulador separado na frequência final de saída, normal nas configurações mais convencionais;
3. simplicidade de implementação;
4. aplicável em qualquer tipo de modulação;
5. uma configuração padrão de circuito é flexível para atender diversos tipos de modulação
6. significativa redução (e equalização) das necessidades de largura de faixa dos dois laços de realimentação, grande da vantagem da técnica de realimentação cartesiana sobre a realimentação de envoltória e polar, benefício que explica a popularidade desta técnica e a rejeição da polar.

### 2.3 PRÉ-DISTORÇÃO

É a forma mais simples para a linearização de um amplificador de potência em RF (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Este método cria uma distorção inversa à produzida pelo amplificador a ser linearizado. A saída de um amplificador não-linear pode ser representada pelo polinômio genérico:

$$V_o = A_1 V_i(t) + A_2 V_i^2(t) + A_3 V_i^3(t) + \dots + A_n V_i^n(t) \quad (2.8)$$

onde:

$V_i$ : sinal de entrada;

$V_o$ : sinal de saída;

$A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ : coeficientes do polinômio, característicos de cada amplificador.

A distorção AM-AM e AM-PM introduzida pelo amplificador é função do nível do sinal de entrada e da contribuição dos coeficientes do amplificador. Se estes coeficientes são obtidos por aproximação das funções de transferência, essas são determinadas por medidas experimentais ou por simulações numéricas. A distorção do amplificador pode ser compensada pela introdução de uma característica que, adicionada a não-linearidade do amplificador, resulta em um comportamento linear.

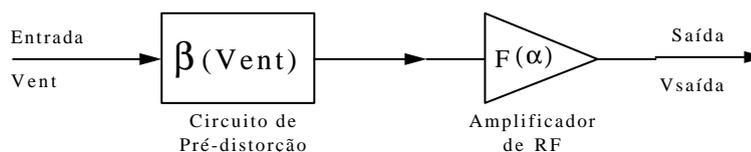
A técnica de pré-distorção está dividida nas seguintes categorias:

- (a) *pré-distorção em RF*: o elemento que produz a pré-distorção opera na frequência da portadora;
- (b) *pré-distorção em FI*: o elemento que produz a pré-distorção opera em uma frequência intermediária (FI) conveniente, permitindo que o mesmo projeto seja utilizado para diferentes portadoras ou, se componentes da pré-distorção desejada não operarem corretamente na frequência de portadora, se utiliza uma frequência intermediária mais adequada;
- (c) *pré-distorção em banda básica*: a pré-distorção é armazenada em uma tabela de valores de ganho e fase dentro de um DSP (Digital Signal Processor) para pré-distorcer a informação de banda básica, antes da modulação, sendo possível usar realimentação para atualizá-la constituindo-se uma pré-distorção de banda básica adaptativa.

### 2.3.1 PRÉ-DISTORÇÃO EM RF OU FI

Uma vantagem da pré-distorção de RF ou FI é a capacidade de linearização em toda faixa de frequência de operação de um amplificador ou sistema (Kenington, 2000; Cripps, 2002). É ideal para o uso em sistemas multi-portadora faixa larga.

O esquema básico de linearização por pré-distorção é mostrado na Fig. 2.8.



**Figura 2.8** - Esquema de um amplificador de RF e Circuito de pré-distorção.

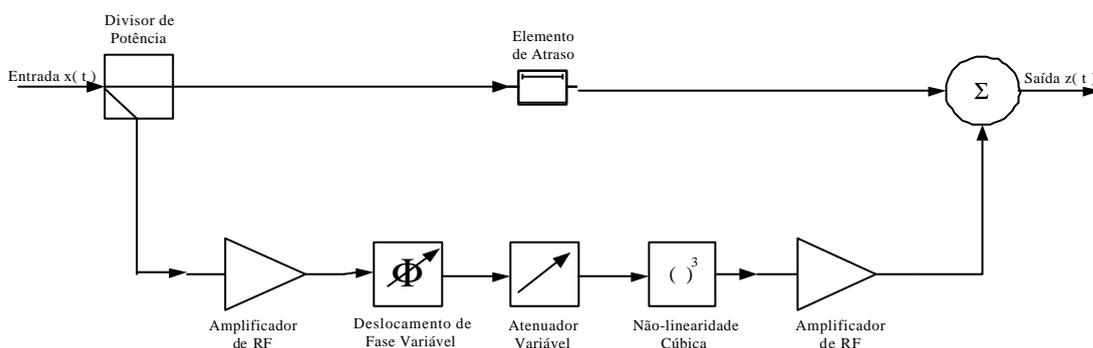
Dificuldades são encontradas na verificação da forma da pré-distorção necessária e na fabricação de um circuito com característica de transferência que se

aproxime da função necessária. Os circuitos mais simples, e mais usados, tentam pré-distorcer as características de terceira ordem, mesmo elevando o nível dos produtos de ordem superior.

### 2.3.2 CIRCUITOS DE PRÉ-DISTORÇÃO CÚBICA

O objetivo desta técnica é eliminar a distorção de terceira ordem por meio de adição precisa em fase, de um componente cúbico no sinal de entrada (Kenington, 2000; Cripps, 2002). No caso de um sistema em faixa estreita, basta reduzir os produtos de terceira ordem ao mesmo nível, ou um pouco abaixo, dos produtos superiores mais próximos (usualmente os produtos de quinta ordem). Melhorias além deste ponto são pouco benéficas, a não ser quando a pré-distorção é usada em conjunto com linearização “feedforward”, onde a potência contida no sinal de erro possa ser reduzida.

Um modelo de circuito de pré-distorção cúbica é mostrada na Fig. 2.9.



**Figura 2.9** - Circuito de pré-distorção cúbica de RF/FI.

O sinal de entrada é dividido por um acoplador direcional para formar os ramos principal e secundário. O principal contém o elemento de atraso, para compensar o atraso produzido pelos elementos no ramo secundário e assegurar que os sinais se recombinem no tempo exato. Desde que o elemento de atraso esteja operando em baixos níveis de potência, sua perda por inserção do elemento de atraso usualmente não é crítica, embora contribua para a figura de ruído total do sistema.

O ramo secundário contém um amplificador separador (“buffer”) de baixo nível seguido por elementos de controle de ganho e fase para assegurar que a correta relação seja alcançada na junção onde a soma é efetuada (combinador). O elemento de pré-distorção é formado pela não-linearidade cúbica e o sinal resultante é

novamente “isolado” e aplicado no amplificador de potência em RF. No ramo secundário, os dois amplificadores são dispositivos de pequenos sinais e, portanto, pouco contribuem para distorção do conjunto.

### 2.3.3 GERAÇÃO DE UMA CARACTERÍSTICA EXPANSIVA

A característica necessária para linearizar quase todos amplificadores de potência em RF deve ter um comportamento expansivo, isto é, uma forma pela qual o ganho se eleva com o aumento do nível do sinal de entrada (Kenington, 2000; Cripps, 2002). O método mais simples de criá-la é subtraindo, da característica linear, uma característica compressiva. A Fig. 2.10 ilustra, em blocos, como realizá-la.

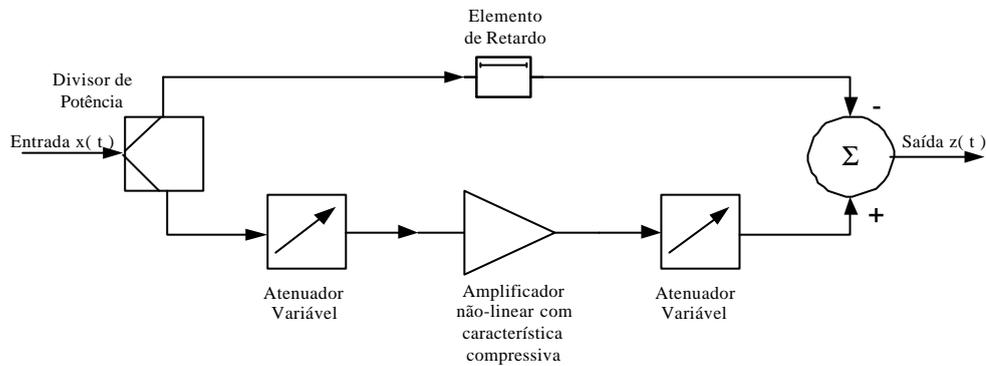


Figura 2.10 - Método genérico de criação de uma característica expansiva.

Deduzindo matematicamente, a saída do ramo linear, tipicamente com apenas um pequeno atraso, é representado por:

$$v_l(v_{in}) = a_1 v_{in} \quad (2.9)$$

e a saída do ramo compressivo, por:

$$v_c(v_{in}) = a_2 v_{in} - b v_{in}^3 \quad (2.10)$$

Subtraindo-se(2.10) de (2.9):

$$v_{pd}(v_{in}) = (a_1 - a_2)v_{in} + b v_{in}^3 \quad (2.11)$$

obtendo-se uma característica expansiva com um ganho linear de  $a_1 - a_2$ , que pode ser usada para pré-distorcer qualquer característica compressiva de amplificador (cúbica neste caso) pela escolha apropriada de  $a_1, a_2$  e  $b$ , onde  $a_1$  e  $a_2$  são

atenuações nos ramos linear e secundário respectivamente e o termo  $bv_{in}^3$  é a característica compressiva.

### 2.3.4 CIRCUITOS DE PRÉ-DISTORÇÃO A DIODO

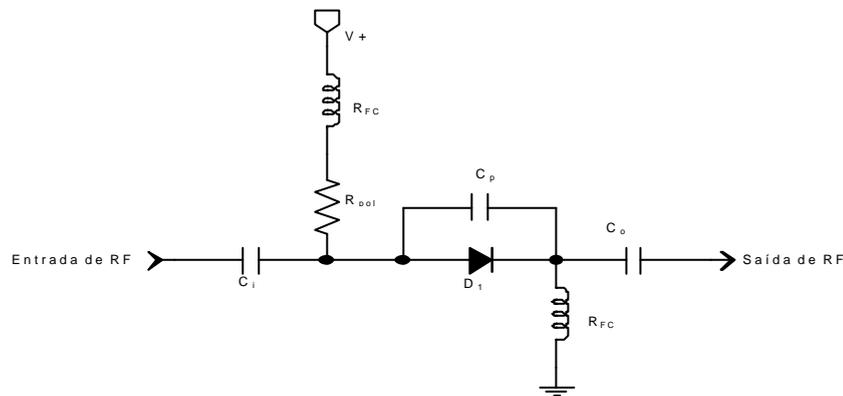
Existem três circuitos principais de pré-distorção a diodo:

- Circuito a Diodo Série;
- Circuito a Diodo Varactor;
- Circuito com Diodos em Conexão Anti-paralela.

Este item apresenta um resumo desses circuitos com o objetivo de mostrar claramente o funcionamento de cada um deles.

#### 2.3.4.1 CIRCUITO DE PRÉ-DISTORÇÃO A DIODO SÉRIE

A forma mais simples de elemento não linear de pré-distorção é o diodo série (Kenington, 2000; Cripps, 2002). O formato deste tipo de circuito é ilustrado na Fig. 2.11, com aplicações em FI e RF.



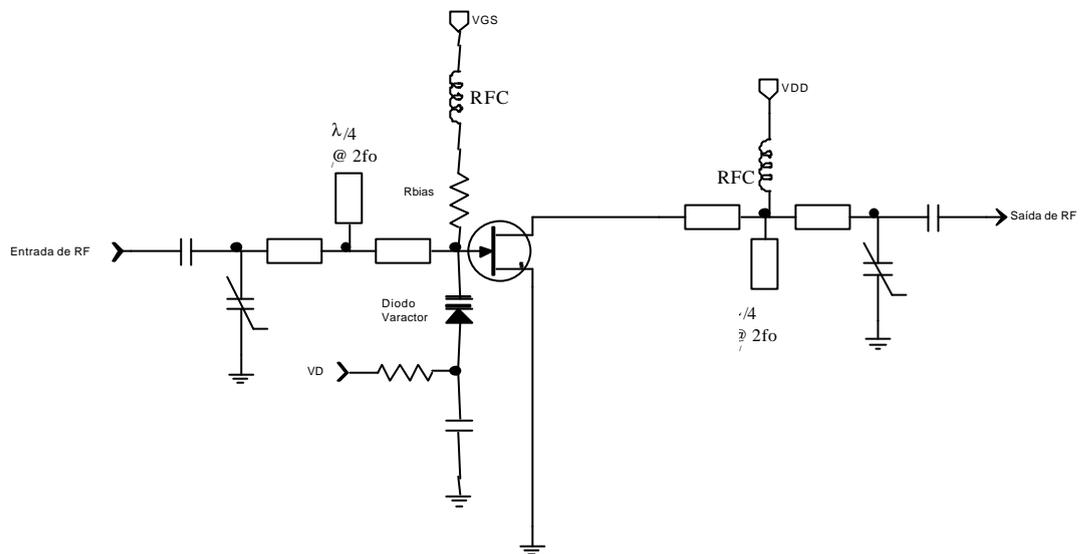
*Figura 2.11 - Circuito de pré-distorção a diodo série.*

Este circuito utiliza um diodo Schottky em paralelo com um capacitor ( $C_p$ ) para obter uma amplitude positiva e um desvio de fase negativo. O ajuste do resistor  $R_{po1}$  e o valor de  $C_p$  permitem aproximar a característica deste circuito à função de pré-distorção desejada.

### 2.3.4.2 CIRCUITO DE PRÉ-DISTORÇÃO A DIODO VARACTOR

É uma combinação de duas técnicas: um diodo varactor para linearização AM-PM e controle do 2º harmônico para linearização AM-AM (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Em relação a uma série de técnicas com diodo, este sistema apresenta a vantagem de ter uma menor perda por inserção (2dB em relação a 6dB).

A aplicação desta técnica em um amplificador utilizando transistor de efeito de campo (FET) a GaAs é mostrado na Fig. 2.12:

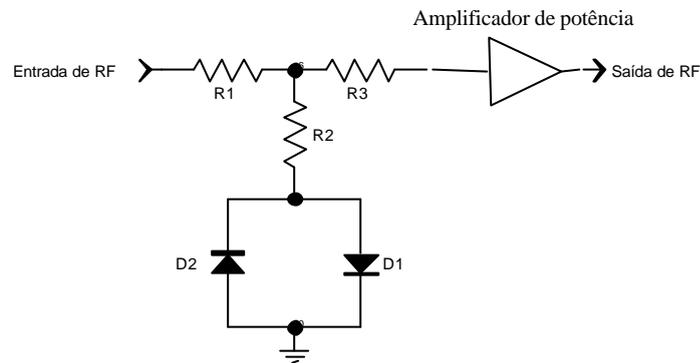


**Figura 2.12** - Circuito de pré-distorção a diodo varactor aplicado a um amplificador estágio único utilizando transistor de efeito de campo.

O diodo varactor funciona como uma compensação para a capacitância não-linear na entrada do FET de GaAs e portanto serve para reduzir a característica AM-PM no amplificador. A característica AM-AM é linearizada pelo filtro supressor de 2º harmônico.

### 2.3.4.3 CIRCUITO DE PRÉ-DISTORÇÃO COM DIODOS EM CONEXÃO ANTI-PARALELA

A forma mais simples de circuito de pré-distorção de terceira ordem baseado na conexão anti-paralela de diodos (Kenington, 2000; Cripps, 2002) que é mostrado na Fig. 2.14.



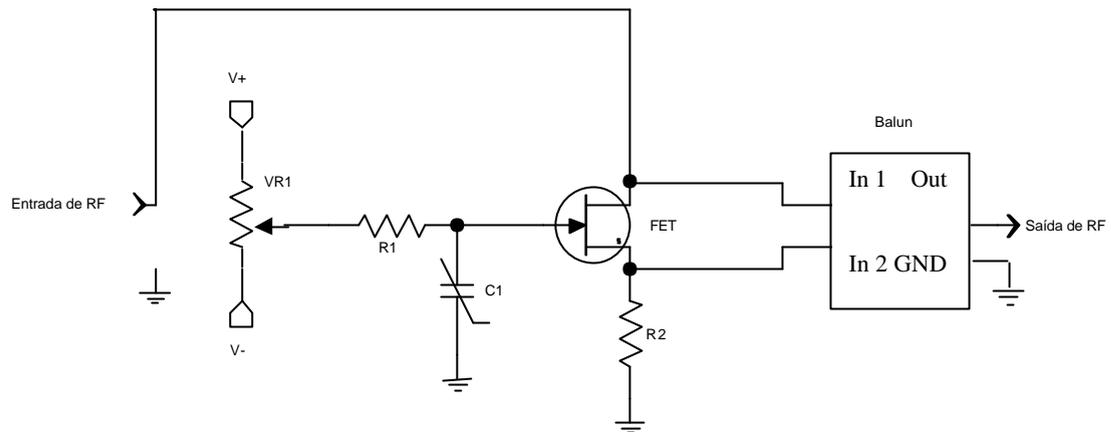
**Figura 2.13** - Circuito de pré-distorção convencional com diodo em conexão anti-paralela.

O circuito é formado por um atenuador T (implementado pelos resistores  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ ) que amostram o sinal de RF no ramo principal e re-injetam o componente de distorção no mesmo ponto. A não linearidade é produzida pelos dois diodos em conexão anti-paralela, perfeitamente casados, produzindo apenas distorção de terceira ordem.

Se os diodos não estiverem perfeitamente casados (caso real), distorção de segunda ordem também será gerada, interagindo com a não linearidade do amplificador e gerando produtos de intermodulação indesejáveis.

### 2.3.5 CIRCUITOS DE PRÉ-DISTORÇÃO BASEADOS EM TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO (FET)

A Fig. 2.13 mostra um modo básico de transmissão não-linear, que poderia ser empregado como elemento de pré-distorção no circuito da Fig. 2.9 (Kenington, 2000; Cripps, 2002). O grau de ajuste da tensão de polarização da não-linearidade criada e a capacitância variável atuam para ajustar a fase dos produtos de intermodulação gerados. O “balun” é usado para referenciar à terra o sinal resultante, “suspenso”, entre a fonte e dreno do FET.



*Figura 2.14 - Circuito de pré-distorção baseado em FET.*

### 2.3.6 PRÉ-DISTORÇÃO USANDO HARMÔNICOS

Um método alternativo de geração de não-linearidade de terceira ordem é mostrado na Fig. 2.15, na forma de um amplificador pré-distorcido. A técnica depende do fato de que a maioria dos amplificadores de RF práticos, mesmo em estágios de baixa potência, geram uma quantidade significativa de distorção de segunda ordem (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Este componente de segunda ordem pode ser tanto extraído como eliminado do ramo principal por meio de filtros passa-faixa e passa-baixas, respectivamente. A parte extraída é ajustada em ganho e fase, amplificada e re-injetada no ramo principal..

A não-linearidade de segunda ordem presente no amplificador auxiliar atuará no componente principal, gerando um componente de terceira ordem. Se ganho e fase foram apropriadamente ajustados, este componente de terceira ordem posto em contraposição ao produzido pela não linearidade do amplificador de potência, sua característica será linearizada.

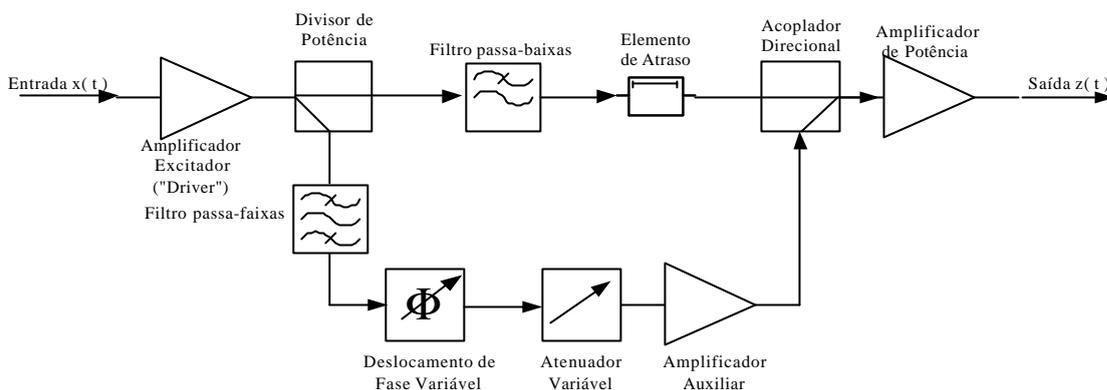


Figura 2.15 - Sistema de pré-distorção baseado no segundo harmônico.

### 2.3.7 CIRCUITOS DE PRÉ-DISTORÇÃO POR APROXIMAÇÃO DE FUNÇÃO (“CURVE-FITTING”)

Este circuito pode linearizar uma característica não-linear, independente da ordem da distorção a ser removida. Sua principal desvantagem é a sua complexidade em termos dos ajustes iniciais exigidos (Kenington, 2000; Cripps, 2002).

O princípio de funcionamento envolve o uso de diodos como chaves, com as várias tensões de polarizações que estabelecem o nível do sinal entrada no qual esses diodos conduzem. Essas tensões estabelecem os *pontos de transição* e o valor dos resistores determinam o *gradiente* de cada segmento.

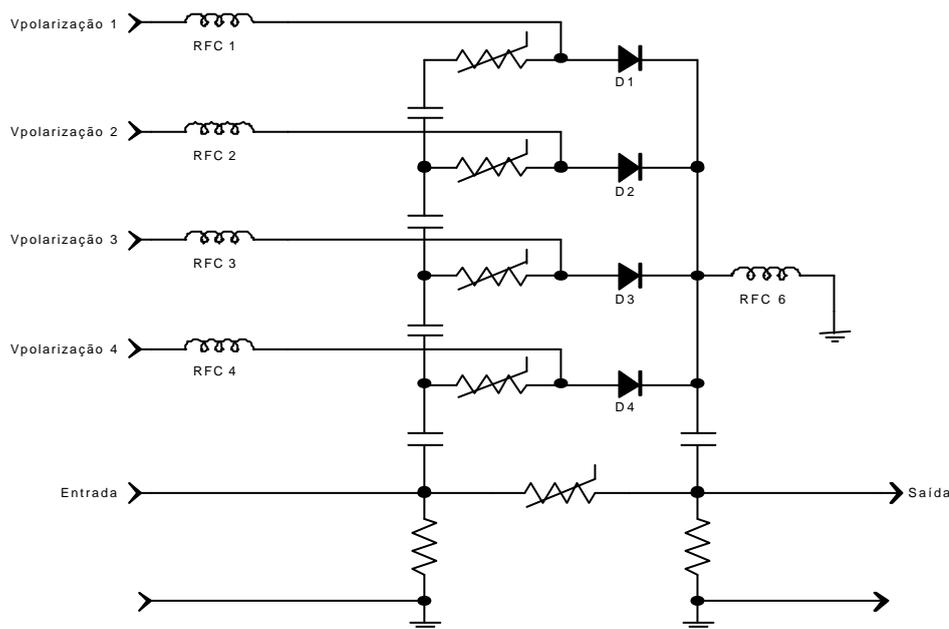


Figura 2.16 - Circuito de pré-distorção por aproximação de funções (“curve-fitting”).

### 2.3.8 CONTROLE ADAPTATIVO DE PRÉ-DISTORÇÃO

O desempenho do sistema de pré-distorção depende da precisão do casamento de ganho e fase nos dois ramos no circuito de pré-distorção, com maior relevância o casamento do ganho. Para alcançar e manter um desempenho ótimo é necessário assegurar que este casamento se mantenha durante o tempo de vida do amplificador, em sua faixa operacional de temperatura e faixa dinâmica.

Em muitos casos, o grau esperado de melhoria no desempenho de produtos de intermodulação devido ao circuito de pré-distorção é relativamente modesto, talvez da ordem de 10dB. Quando as especificações são mais exigentes, algumas formas de controle adaptativo de casamento de ganho e fase serão necessários. Na maioria dos casos, este controle é apenas necessário para ajustes decorrentes de mudanças de temperatura e envelhecimento de componentes, admitindo uma taxa de adaptação lenta.

Como exemplo podem ser citados: compensação preditiva de temperatura, controle de realimentação baseado em medidas no canal adjacente, correlação baseado no controle de realimentação e controle de realimentação empregando sinais banda básica.

### 2.3.9 VANTAGENS E DESVANTAGENS DA PRÉ-DISTORÇÃO RF/FI

As principais vantagens são:

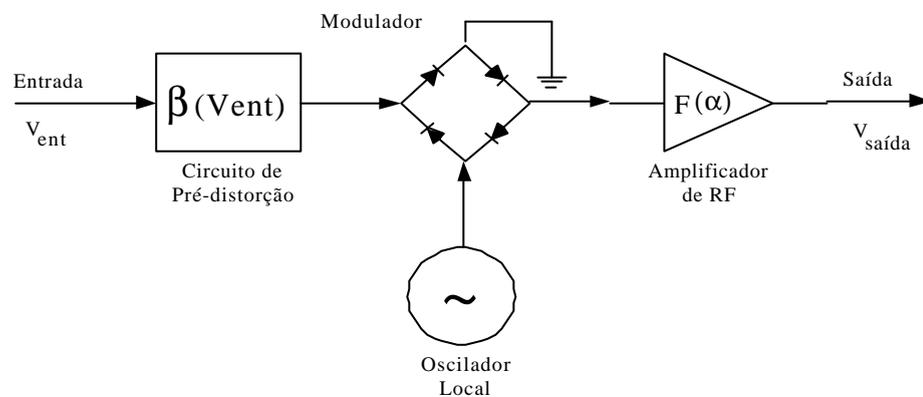
- simplicidade de implementação;
- estabilidade incondicional, pois a técnica básica de pré-distorção é um circuito laço aberto e portanto não tem problemas de estabilidade, mesmo quando sistemas adaptativos são usados para ajustar ganho e fase, pois sua taxa de atualização é relativamente baixa e, portanto, a estabilidade é fácil de ser alcançada;
- fácil utilização em altas frequências, em função da relativa simplicidade desta técnica e a ausência de elementos que possam causar problemas com atrasos (em algumas implementações) permitindo sua aplicação em circuitos de microondas;
- linearização em grande largura de faixa.

As principais desvantagens são:

- modesta melhoria de linearidade;
- dificuldade no ajuste em várias ordens de distorção, pois sistemas de pré-distorção mais simples podem reduzir apenas uma ou duas ordens (usualmente 3<sup>a</sup> ou 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup>) podendo elevar o nível dos produtos de ordens superiores;
- fraco desempenho com carga aplicada.

### 2.3.10 PRÉ-DISTORÇÃO EM BANDA BÁSICA

A técnica de pré-distorção em RF/FI foi apresentada com o compromisso em tentar modelar uma característica de transferência não linear com outros elementos de RF/FI não-lineares. Não linearidades podem também ser obtidas modelando elementos em banda básica, onde em muitos casos, são mais facilmente implementáveis (Kenington, 2000; Cripps, 2002). O diagrama em blocos simples da Fig. 2.17 ilustra este conceito.

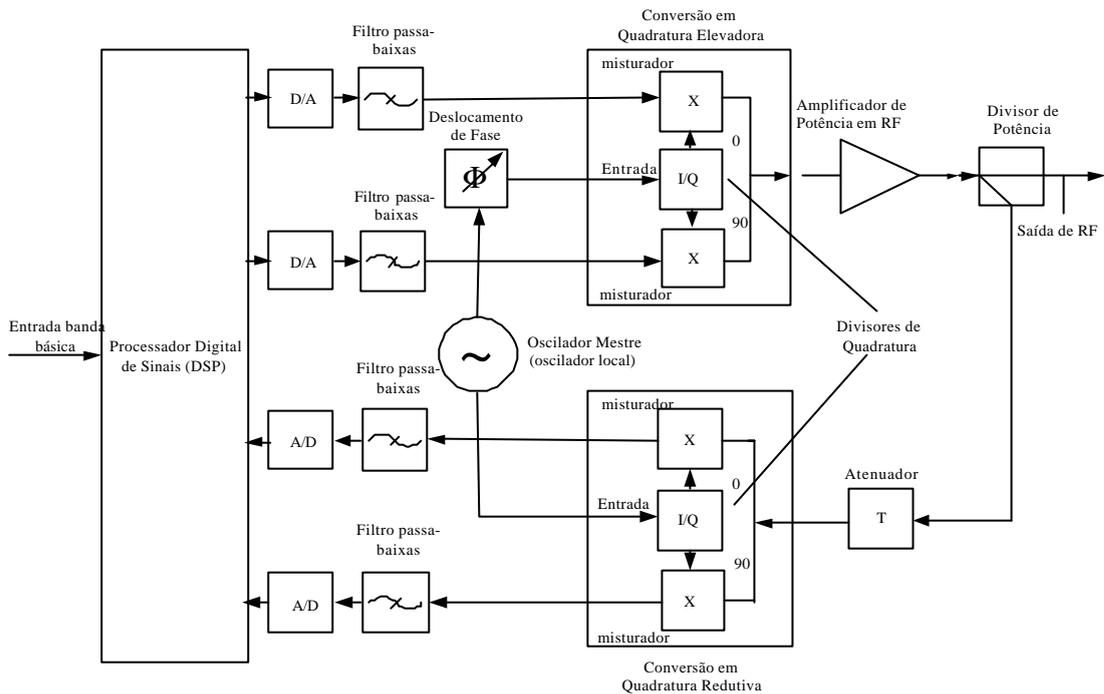


**Figura 2.17** - Esquema completo de um transmissor, empregando pré-distorção banda básica.

O sinal de entrada em banda básica é processado pelo circuito de pré-distorção que possui função de transferência tal que, junto com a função de transferência do amplificador de RF, buscam eliminar distorções para se ter na saída um sinal com nível de linearidade maior.

### 2.3.10.1 PRÉ-DISTORÇÃO EM BANDA BÁSICA ADAPTATIVA

Pré-distorção adaptativa é uma técnica promissora para linearização de amplificadores de potência em RF em faixa estreita (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Pode ser usada em um transmissor completo, pois o sinal de entrada está em banda básica e o sistema de pré-distorção incorpora o processo de modulação, conforme ilustra a Fig. 2.18.



**Figura 2.18** - Esquema de um transmissor completo empregando pré-distorção banda básica adaptativa na configuração cartesiana.

O processador digital de sinais (DSP) atua como elemento de pré-distorção, representando uma solução extremamente adequada para a resolução dos problemas de atualização e controle do processo de linearização. Um DSP é capaz de realizar multiplicações rápidas e complexas, atuando como uma tabela de consultas para orientar as operações matemáticas de um sistema de pré-distorção adaptativa digital.

O DSP faz a separação dos sinais I e Q, e efetua operações algébricas complexas. Assim funções complexas podem ser implementadas com grande liberdade, conforme o modelo do amplificador e as características de transferência a serem corrigidas (AM-AM, AM-PM, sem memória, ou combinação destes). Tipicamente são formadas em tabelas de consultas de coeficientes complexos com

vários níveis de amplitude em cada sinal desejado, acessadas por um algoritmo que recebe como entrada o sinal na saída de RF do amplificador de potência convertido para a frequência do sinal de entrada. Os coeficientes presentes nesta tabela podem ser atualizados pela comparação entre este sinal convertido e o sinal de entrada.

## **2.4 TÉCNICAS ENVOLVENDO PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS**

Estas técnicas envolvem a utilização de procedimentos e dispositivos que efetuam processamento digital de sinais para alterar o sinal de entrada original em banda básica ou em portadora modulada. Elas se baseiam na síntese da envoltória e fase de um sinal modulado.

São técnicas com elevada eficiência, se aproximando de 100% na maioria dos casos, o que as tornam muito atrativas. Conseqüentemente, muitas pesquisas tem sido direcionadas para essa área. Complexidade e problemas na realização prática tem, entretanto, limitado as aplicações comerciais.

Serão apresentados, resumidamente, as seguintes técnicas:

- eliminação e restauração de envoltória (EE&R);
- amplificação linear usando componentes não-lineares (LINC);
- modulador universal analógico combinado de malha fechada (CALLUM);
- amplificação linear usando técnicas de amostragem (LIST).

### **2.4.1 ELIMINAÇÃO E RESTAURAÇÃO DE ENVOLTÓRIA (EE&R)**

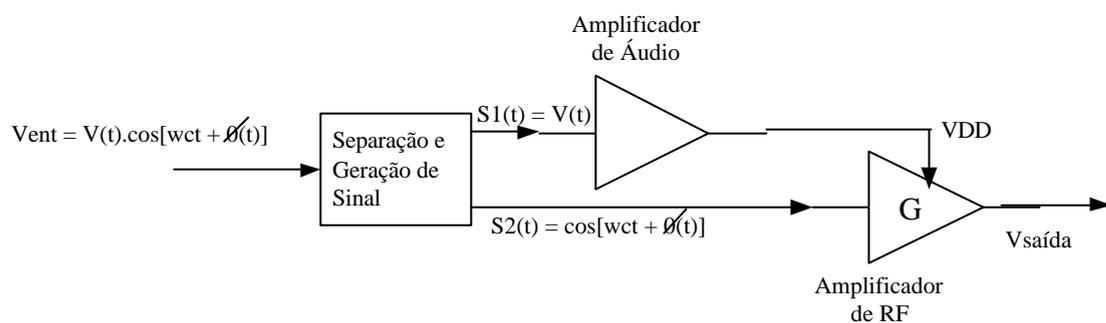
Essa técnica que pode ser implementada tanto em um amplificador de RF isolado como também em um transmissor completo (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Foi originalmente implementada na amplificação final de sinais SSB em HF, que exige elevada linearidade, mas agora também é empregada em transmissores de sinais de televisão de alta potência, transmissores de rádio e aplicações de rádio móvel, devido a sua alta eficiência e relativa simplicidade de implementação.

#### **2.4.1.1 OPERAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR UTILIZANDO EE&R**

O sinal de entrada, que pode conter ambas modulações de fase e amplitude, é dividido para formar o ramo banda básica contendo a envoltória do sinal de entrada e

o ramo de RF contendo o sinal de portadora modulada em fase (envoltória de amplitude constante). O sinal modulado em fase pode ser criado simplesmente pela limitação da entrada de RF, para remover os componentes de modulação em amplitude. O sinal banda básica de entrada pode ser criado pelo diodo de detecção do sinal ou pela detecção coerente utilizando o sinal de portadora após o limitador acima mencionado. A detecção coerente produz resultados mais precisos, porém aumentam a complexidade do sistema. Por esta razão, detecção de envoltória utilizando um diodo simples é empregado em muitos transmissores EE&R.

O sinal de portadora modulada em fase  $S_2(t)$  é amplificado por uma etapa de potência em RF de alta eficiência. O sinal banda básica  $S_1(t)$  é amplificado por um estágio de frequência também eficiente, gerando um sinal de alta potência que modula o coletor ou a fonte de energia do estágio final de RF. Este processo de modulação recupera a envoltória do sinal e reproduz o sinal de entrada em alta potência na saída.



**Figura 2.19** - Configuração básica de um amplificador utilizando EE&R.

#### 2.4.1.2 DISTORÇÃO DE INTERMODULAÇÃO EM TRANSMISSORES EE&R

Devido ao complexo processo de tratamento dos sinais inerente aos transmissores EE&R, há um grande número de fontes causadoras de distorção de intermodulação (IMD), entre elas:

- limitações na largura de faixa do modulador de envoltória;
- diferença de atraso entre a envoltória e os sinais de fase
- não-linearidades no detetor de envoltória;
- conversão AM – PM no limitador;

- conversão AM – PM no estágio amplificador de potência final;
- ceifamento que ocorre no amplificador de RF com baixos níveis de envoltória.

Os dois primeiros são os efeitos mais relevantes na geração de IMD na maioria dos transmissores EE&R.

#### 2.4.1.3 CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS SOBRE ATRASO EM TRANSMISSORES EE&R

A diferença de atraso entre os ramos do amplificador de áudio e RF deve ser pequena para minimizar a IMD, do transmissor. Em faixa estreita, o atraso necessário para a compensação pode ser da ordem de microsegundos e, portanto, pode ser produzido por linhas de retardo passivas (cabos coaxiais, por exemplo).

Em banda larga, para minimizar as dificuldades para realizar a compensação de atraso, é importante colocar um limitador após o elemento de atraso.

#### 2.4.1.4 EFICIÊNCIA DE UM SISTEMA EE&R

A eficiência de um sistema EE&R depende da eficiência dos amplificadores de áudio e RF. Assume-se que a potência de saída seja elevada para assegurar que o consumo de potência dos dispositivos de processamento de sinais seja desprezível. Com esta suposição, a eficiência de um sistema EE&R é simplesmente o produto das eficiências dos amplificadores de áudio e de RF:

$$h_{tot} = h_{\text{áudio}} h_{RF} \quad (2.12)$$

onde:

$h_{tot}$ : eficiência total do sistema;

$h_{\text{áudio}}$ : eficiência do amplificador de áudio;

$h_{RF}$ : eficiência do amplificador de RF.

Em todos os níveis da envoltória de um sinal modulado linearmente a eficiência deve ser mantida.

#### 2.4.1.5 VANTAGENS E DESVANTAGENS DO SISTEMA EE&R

As principais vantagens de um sistema EE&R são as seguintes:

- potencialmente é muito linear, dentro de uma grande faixa de processos de modulação com variação de envoltória, mas será degradada em sistemas que necessitam de uma completa variação de envoltória, tais como SSB e 16-QAM, devido a problemas com o dispositivo de saída de potência em RF quando é necessário operar em níveis muito baixos de tensão de coletor-emissor;
- potencialmente muito eficiente;
- simplicidade de implementação.

As maiores desvantagens são:

- dificuldade em processar sinais com grande variação no nível de tensão de envoltória;
- incapacidade de correção adaptativa, ou seja, monitorar sua própria saída e compensar não linearidades presentes nos componentes do sistema.

#### 2.4.2 AMPLIFICAÇÃO LINEAR USANDO COMPONENTES NÃO-LINEARES (LINC)

A técnica LINC desenvolve um amplificador com uma relação entrada-saída linear, onde os estágios intermediários de amplificação de potência em RF podem ser dispositivos não lineares (Kenington, 2000; Cripps, 2002).

Há muitas vantagens no uso da técnica LINC, tais como:

- grande capacidade para o uso de dispositivos não lineares, permitindo que esta técnica seja utilizada até na faixa de microondas;
- admite utilizar amplificadores com altíssima não linearidade, abrindo a possibilidade da construção de dispositivos de potência com eficiências muito altas;
- é capaz, teoricamente, de alcançar eficiência próxima da ideal (100%) em todos os níveis de envoltória no sinal na saída de RF;
- *conceitualmente* é simples até em sua implementação. Dificuldades de ordem práticas, entretanto, tem impedido seu crescimento nas aplicações comerciais.

### 2.4.2.1 OPERAÇÃO DE UM TRANSMISSOR LINC

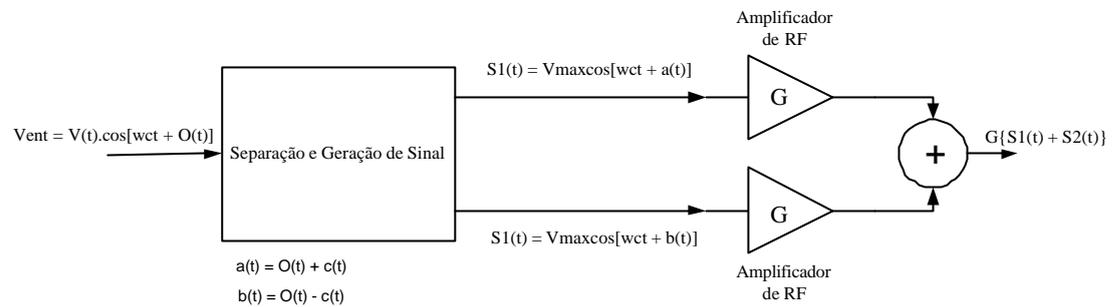


Figura 2.20 - Esquema de um transmissor LINC.

Na Fig. 2.20 os dois amplificadores de RF são não lineares e de alta eficiência. O sinal na RF na entrada,  $V_{ent}(t)$ , é dividido em dois sinais modulados em fase pelo processo de separação e geração. Cada um deles tem seu próprio amplificador de potência em RF. Ambos com o mesmo ganho. O sinal na saída é a soma das contribuições de cada amplificador de RF, comportando-se como um único amplificador de potência de maior porte porém, idealmente, sem distorção.

### 2.4.2.2 PROCEDIMENTO PARA SEPARAÇÃO E GERAÇÃO DE SINAL

Sinais LINC podem ser gerados de diversas maneiras. Entre elas, podem ser citados:

- processamento analógico, uma técnica difícil de ser implementada;
- geração de sinais LINC em banda básica por processamento digital de sinais, posteriormente convertidos para RF antes da amplificação final.

### 2.4.3 MODULADOR UNIVERSAL ANALÓGICO COMBINADO EM MALHA FECHADA (CALLUM)

Os dois principais objetivos do modulador CALLUM são:

- gerar os sinais necessários para a técnica LINC em uma forma simples, barata e integrada;
- prover um mecanismo de controle para compensar automaticamente os erros de ganho e fase na cadeia dos amplificadores de RF e, portanto, compensar variações de temperatura, envelhecimento de componentes e alterações causadas por distúrbios repentinos.

Este último objetivo foi a chave para o sucesso da técnica LINC (Kenington, 2000; Cripps, 2002). Sua principal aplicação são os transmissores lineares utilizados em equipamentos portáteis, que devem ser sobretudo compactos. O bom desempenho térmico obtido pela compactação de uma cadeia de amplificadores em um mesmo módulo, objeto de muitas investigações, é a chave do sucesso da implementação do sistema LINC. Como sempre há um risco financeiro na utilização de sistemas com elevado nível de compactação sem a garantia de que o desempenho térmico seja satisfatório. O desenvolvimento da técnica CALLUM foi a grande solução para este obstáculo tecnológico.

Conforme ilustra a Fig 2.21, o sinal de banda básica na entrada é aplicado no modulador já separado nos componentes I e Q. Os processos de conversão elevadora e a geração do sinal LINC são executados pelos dois osciladores controlados por tensão (VCO) com subsequente amplificação de potência ( $G_i$  e  $G_q$ ).

As tensões de controle dos VCOs são geradas por sinais de erro obtidos pela subtração de sinais de entrada I e Q do sinal de saída convertido e separado também em componentes I e Q. O oscilador local da seção de conversão redutora alimenta ambos os laços (I e Q) e, conseqüentemente, é quem determina a freqüência de canal do transmissor. Os dois laços, portanto, atuam de maneira análoga, com fase constante mas quadratura, como dois PLL em paralelo. A região de estabilidade de operação do transmissor pode ser determinada pela teoria do PLL.

A ação de controle de realimentação será dupla: inicialmente, causa a excursão dos VCOs para alcançarem e se estabilizarem na freqüência central do canal definido pelo oscilador local; em seguida torna o sinal de saída LINC uma cópia amplificada do sinal de entrada, de forma que a saída do transmissor LINC fica perfeitamente linear. Para isso assumiu-se que o ganho do laço é infinito e que o processo de demodulação entre os laços é perfeitamente equilibrado tanto em ganho como em fase o que não ocorre na prática entre os laços. O desempenho de sistemas experimentais é, entretanto, impressionante, indicando a viabilidade técnica dessa concepção.

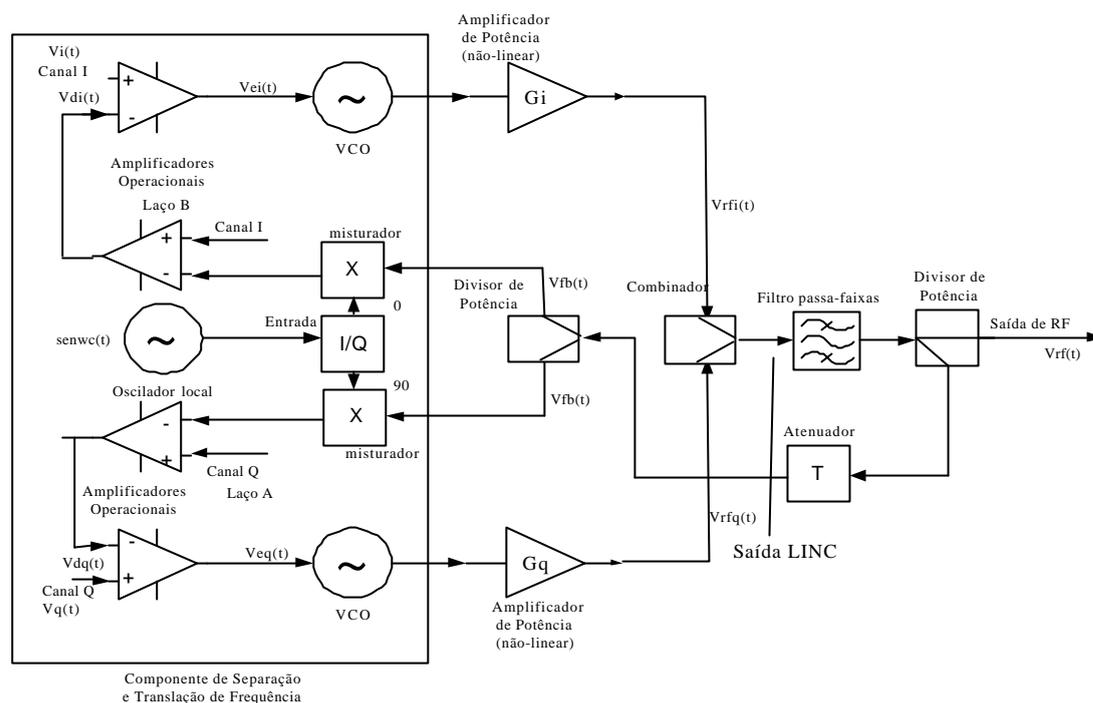


Figura 2.21 - Esquema de um modulador CALLUM básico.

#### 2.4.3.1 ESTABILIDADE DE UM MODULADOR CALLUM BÁSICO

Conforme já foi exposto o modulador CALLUM consiste de dois PLL, um em cada laço, A e B. O laço A se mantém travado apenas enquanto a fase do sinal de saída em RF esteja dentro da faixa de  $\pm 90^\circ$  do vetor seno oscilador local. O laço B, por sua vez se mantém travado apenas enquanto a fase do sinal de saída em RF está dentro de  $\pm 90^\circ$  do vetor cosseno oscilador local. Conseqüentemente, existe uma região de estabilidade que pode ser alcançada pelos laços na qual eles se mantêm travados. Laço A é estável no primeiro e segundo quadrantes, enquanto laço B é estável no primeiro e quarto quadrantes. Assim, o primeiro quadrante é a única região na qual o modulador completo é estável.. Isto limita o uso do modulador básico aos sinais que permanecem apenas no primeiro quadrante (ex. ASK e AM portadora completa).

#### 2.4.4 AMPLIFICAÇÃO LINEAR USANDO TÉCNICAS DE AMOSTRAGEM (LIST)

O uso de modulação por largura de pulso (PWM) na amplificação linear em RF, devido a necessidade de altas frequências de amostragem, tem se restringido às baixas frequências. A técnica LIST busca oferecer as vantagens da técnica PWM à

amplificação em RF e pode ser encarada como uma grande concorrente da LINC (Kenington, 2000; Cripps, 2002).

A LIST difere da LINC em muitos aspectos relevantes. Ela não conta com cancelamento de fase na saída do combinador na composição do sinal amplificado e sem distorção. A reconstrução do sinal na saída é alcançada simplesmente pelo filtro passa-faixa, que emula a ação do filtro passa-baixas usado na detecção de banda básica dos sinais PWM.

O método de modulação usado para gerar os sinais LIST é de natureza essencialmente digital, uma vez que os métodos LINC são essencialmente analógicos, embora eles possam ser implementados com técnicas digitais, como por exemplo, um DSP.

#### 2.4.4.1 OPERAÇÃO DE UM TRANSMISSOR LIST

Como o CALLUM, um transmissor LIST utiliza, na entrada, sinais de banda básica decompostos nos formatos I e Q, realizando todos os processos de conversão elevadora e modulação antes da amplificação de potência. É, portanto, um genuíno transmissor linear e não meramente um amplificador linear.

Conforme ilustra a Fig. 2.22, os sinais I e Q são aplicados diretamente em um codificador delta, um por canal, no qual a informação original analógica é convertida em um fluxo de dados com valor  $\pm K$ . Os sinais de saída resultantes são da forma:

$$\Delta I(t) = K\Delta[i(t)] \quad (2.13)$$

$$\Delta Q(t) = K\Delta[q(t)] \quad (2.14)$$

onde  $\Delta[.]$  representa a função de codificação delta.

Um conversor elevador em quadratura recebe os sinais delta-codificados, e os aplica em dois amplificadores de potência de RF. A saída binária ( $\pm K$ ) dos codificadores deslocam a portadora de  $\pm 180^\circ$  durante o processo de conversão elevadora. Estes são dados por:

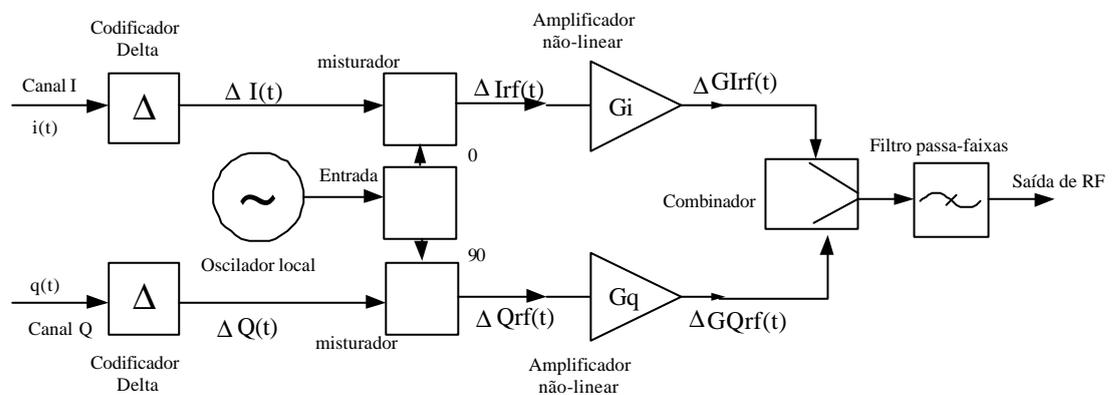
$$\Delta I_{RF}(t) = AK_{M1}\Delta I(t) \cos(\omega_0 t) \quad (2.15)$$

$$\Delta Q_{RF}(t) = AK_{M2}\Delta Q(t) \text{sen}(\omega_0 t) \quad (2.16)$$

Em um sistema ideal, os amplificadores de potência são construídos, por exemplo, como estágios de potência em classe E, sem perda de fidelidade do sinal (desde que os sinais sejam de envoltória constante neste ponto do sistema) e com excelente eficiência.

Após a amplificação não-linear, os dois ramos são combinados e aplicados em um filtro passa-faixas. O processo de combinação ideal também não tem perdas. Mas todas essas suposições ideais não se verificam na prática, com resultados abaixo das expectativas, essencialmente teóricos. Mas ainda assim, o transmissor LIST apresenta um desempenho excepcional, se comparado com outras técnicas menos sofisticadas.

O filtro passa-faixa na saída realiza a reconstrução dos sinais delta codificados; conforme já foi comentado, isto é equivalente ao uso de um filtro passa-baixas em banda básica. Embora a utilização de um integrador ideal seja a solução ótima, um filtro passa-baixas é utilizado na maioria dos casos. Como um filtro passa-faixa real não consegue rejeitar completamente todos os produtos de intermodulação e harmônicos fora da banda, essa é uma das principais desvantagens desta técnica.



**Figura 2.22** - Arquitetura básica de um transmissor LIST.

## 2.5 COMPARATIVO ENTRE AS TÉCNICAS

A Tab. 2.1 resume e compara o desempenho de algumas técnicas de linearização, quanto a complexidade do circuito eletrônico utilizado, *eficiência* quanto a linearização das *características de transferência*, *faixa de passagem* onde há efetiva

correção e quanto ao *desempenho* no cancelamento dos *produtos de intermodulação*, em particular na 3ª ordem.

*Tabela 2.1 – Comparação entre algumas técnicas de linearização.*

<i>Tipo</i>	<i>Complexidade</i>	<i>Eficiência</i>	<i>Faixa de Passagem</i>	<i>Desempenho do Cancelamento</i>
<b>Alimentação direta “Feedforward”</b>	Elevada	Moderada	Elevada	Elevada
<b>Realimentação Cartesiana</b>	Moderada	Elevada	Estreita	Elevada
<b>Pré-distorção de RF</b>	Baixa	Elevada	Elevada	Baixa
<b>Pré-distorção digital (genérica)</b>	Elevada	Moderada	Moderada	Moderada
<b>Pré-distorção EE&amp;R</b>	Moderada	Elevada	Moderada	Baixa

Os critérios para definir eficiência quanto a linearização e desempenho quanto ao cancelamento da intermodulação podem parecer conflitantes. Mas cabe ressaltar que uma eficiente correção na característica AM-AM não assegura necessariamente o mesmo desempenho na característica AM-PM. Pequenos desvios de fase na ação do linearizador podem reduzir dramaticamente a eficiência no cancelamento dos produtos de intermodulação. Essa é a razão do aparente paradoxo apresentado na Tab. 2.1. Linearizadores com elevada eficiência podem apresentar baixo desempenho no cancelamento de intermodulação. Vuolevi (2003) determinou uma redução de até 50 dB no cancelamento da intermodulação quando há um desvio de fase de apenas 10° combinado com um erro de amplitude de 2 dB.

Resumindo, pode-se afirmar que um linearizador é, em última análise, um “cancelador” dos produtos resultantes das não linearidades do amplificador de potência. Assim, as distorções inerentes ao dispositivo devem ser cancelados por uma réplica perfeitamente oposta a essas distorções. Implementar um “cancelador” significa produzir circuitos eletrônicos com especificações extremamente rígidas em sua capacidade de adaptação dinâmica, tanto em amplitude como em fase, dentro de uma faixa de passagem nem sempre estreita. É sem dúvida, um notável desafio de engenharia.

Esse capítulo não considerou os efeitos de memória nos amplificadores de potência linearizados, por escaparem do escopo dessa dissertação. Cabe, entretanto, destacar que os efeitos de memória introduzem mais um elemento complicador relevante nas considerações teóricas sobre a linearização de amplificadores de potência em RF.

# MODELAMENTO MATEMÁTICO DA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

## CAPÍTULO III

---

O projeto de circuitos em RF frequentemente requer uma análise mais cuidadosa dos circuitos e dispositivos envolvidos, pois apresentam um comportamento sensivelmente dependente da frequência de trabalho. Adicionalmente, em grandes sinais, os efeitos não lineares introduzem considerável complexidade na formulação matemática, em modelos mais simples. Este capítulo abordará os modelamentos polinomial e exponencial como métodos alternativos para a solução de circuitos que envolvem não linearidades. Gráficos de equações simuladas buscam ilustrar o comportamento das junções PN e com suas não linearidades. O objetivo foi investigar novos procedimentos de projeto, mais consistentes que outros modelos teóricos sobre este assunto, tais como a tradicional aproximação linear extensivamente utilizada pela bibliografia. Através da expansão em série de Fourier, foi possível extrair os valores exatos das amplitudes dos componentes harmônicos envolvidos no circuito, permitindo estabelecer um método de análise e uma descrição analítica de seu comportamento.

### 3.1 MODELO MATEMÁTICO POLINOMIAL

É a forma de modelamento clássico de amplificadores de potência em RF em função de seu comportamento não linear (Potheary, 1999; Kenington, 2000; Cripps, 2002). Este modelamento não é eficiente porque necessita da determinação de um mínimo significativo de coeficientes ( $K_1, K_2, K_3, \dots, K_n$ ) para elaborar um modelo computacional aceitável.

O modelamento polinomial é caracterizado pela expressão:

$$v_s = K_1 v_e + K_2 v_e^2 + K_3 v_e^3 + K_4 v_e^4 + K_5 v_e^5 + \dots \quad (3.1)$$

onde  $v_s$ : tensão de saída;

$v_e$ : tensão de entrada;

$K_1, K_2, K_3, \dots, K_n$ : coeficientes que determinam o comportamento do amplificador.

Se a tensão na entrada for tomada como  $v_e = x \cos \omega t$ , e substituída na equação (3.1) limitada até o quinto termo, tem-se:

$$v_s = \left( \frac{x^2 K_2}{2} + \frac{3x^4 K_4}{8} \right) + \cos \omega t \left( x K_1 + \frac{3x^3 K_3}{4} + \frac{5x^5 K_5}{8} \right) + \cos 2\omega t \left( \frac{x^2 K_2}{2} + \frac{x^4 K_4}{2} \right) + \cos 3\omega t \left( \frac{x^3 K_3}{4} + \frac{5x^5 K_5}{16} \right) + \cos 4\omega t \left( \frac{x^4 K_4}{8} \right) + \cos 5\omega t \left( \frac{x^5 K_5}{16} \right) \quad (3.2)$$

Essa expressão permite estabelecer uma característica de transferência do tipo AM-AM, por exemplo. É a forma tradicionalmente utilizada para representar o comportamento não-linear genérico de um amplificador.

### 3.2 MODELO MATEMÁTICO EXPONENCIAL

A função exponencial representa uma boa aproximação para se estabelecer uma relação entre tensão de entrada e tensão de saída em dispositivos que utilizam semicondutores elaborados com uma junção PN diretamente polarizada, em uma junção de um diodo ou transistor. Assim, considera-se a saída, na forma de uma corrente, é função da entrada, na forma de uma tensão, conforme a seguinte relação:

$$i_2(t) = I_S e^{v_e q / kT} \quad (3.3)$$

onde:  $i_2$ : corrente de saída;

$v_e$ : tensão de entrada;

$kT/q \cong 26\text{mV}$  para  $T = 300^\circ\text{K}$ ;

$I_S = 2.10^{-16}$  A.

Se  $v_1 = V_b + V_e \cos \omega t$ , (Clarke, 1971) então

$$\begin{aligned} i_2(t) &= I_S e^{qV_b/kT} e^{qV_e \cos \omega t / kT} \\ i_2(t) &= I_S e^{qV_b/kT} e^{x \cos \omega t} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde  $x = qV_e / kT$ .

Para  $\omega t = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$ ,  $i_2(t)$  alcança o seu valor de pico:

$$I_p = I_S e^{qV_b/kT} e^x \quad (3.5)$$

Normalizando  $i_2(t)$  em relação a  $I_p$ , tem-se:

$$\frac{i_2(t)}{I_p} = \frac{e^{x \cos \omega t}}{e^x} \quad (3.6)$$

A corrente  $i_2(t) = I_p e^{x \cos \omega t} / e^x$  pode ser expandida em Série de Fourier da seguinte forma:

$$i_2(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n \omega t \quad (3.7)$$

onde

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos q} dq \right) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x) \quad (3.8)$$

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos q} \cos n q dq \right) = \frac{2I_p}{e^x} I_n(x) \quad (3.9)$$

e  $I_0(x), I_1(x), I_2(x)$ , até  $I_n(x)$  são funções de Bessel modificadas de primeira ordem.

Notando que

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} I_0(x) = I_{cc} \quad (3.10)$$

representa o nível cc da corrente na junção. Colocando  $i_2(t)$  em função de  $I_{cc}$ :

$$i_2(t) = I_{cc} \left[ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n \omega t \right] \quad (3.11)$$

Logo, no circuito esboçado na Fig. 3.1, é possível estabelecer que:

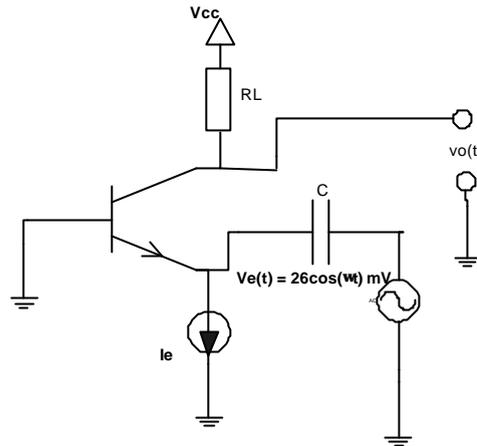


Figura 3.1 – Amplificador sob análise

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha I_c R_L - g_{mQ} R_L V_e \cos(\omega t) \quad (3.12)$$

onde:  $V_{cc}$ : tensão de alimentação do circuito;

$\alpha$ : fator de amplificação da corrente de curto-circuito;

$I_c$ : corrente de coletor;

$R_L$ : resistor de coletor;

$g_{mQ}$ : transcondutância de pequenos sinais;

$V_e(t)$ : tensão de entrada;

Essa expressão pode ser usada apenas se a amplitude do sinal na entrada em tensão não ultrapassar 26 mV, estabelecendo o limite para operação em pequenos sinais, ou seja, o dispositivo pode ser considerado “linear”. Se  $|v_e|$  ultrapassar 26mV, a expressão que estabelece  $v_o$  modifica-se para:

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha I_c R_L - \alpha I_c R_L \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \quad (3.13)$$

Agora o componente fundamental ( $n=1$ ) ainda tem a maior amplitude, mas os outros componentes harmônicos também devem ser considerados, escapando-se da análise linear clássica.

Se  $i_2(t)$  tem fase diferente de zero, então

$$i_2(t) = \frac{I_p e^{x \cos(\omega t - j)}}{e^x} \quad (3.14)$$

e pela expansão em série de Fourier:

$$i_2(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n\omega t$$

onde

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos(q-j)} dq \right) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x) \quad (3.15)$$

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos(q-j)} \cos nq dq \right) = \frac{2 \cos nj I_p}{e^x} I_n(x) \quad (3.16)$$

Novamente colocando  $i_2(t)$  em função de  $I_{cc}$ :

$$i_2(t) = I_{cc} \left[ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cos nj I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right] \quad (3.17)$$

A geração de harmônicos causada pela relação de transferência exponencial é evidenciada pelas expressões (3.13) e (3.17)

### 3.2.1 MODELAMENTO EXPONENCIAL PARA DUAS PORTADORAS

Se para uma portadora o valor normalizado de  $i_2(t)$  é dado por:

$$i_2(t) = \frac{I_p e^{x \cos \omega t}}{e^x}$$

ou, na forma de  $I_{cc}$ :

$$i_2(t) = I_{cc} \left[ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos(n\omega t) \right]$$

então quando duas portadoras se adicionam na entrada,  $i_2(t)$  modifica-se para:

$$i_2(t) = \frac{I_p e^{x(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)}}{e^{2x}} \quad (3.18)$$

ou:

$$i_2(t) = \left\{ I_{dc} \left[ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos(n\omega_1 t) \right] \right\} \cdot \left\{ I_{dc} \left[ 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2I_m(x)}{I_0(x)} \cos(m\omega_2 t) \right] \right\} \quad (3.19)$$

Desenvolvendo (3.19),

$$i_2(t) = I_{dc}^2 \left\{ \begin{aligned} &1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2I_m(x)}{I_0(x)} \cos(m\omega_2 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos(n\omega_1 t) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_m(x)I_n(x)}{I_0^2(x)} \cdot [\cos(m\omega_2 + n\omega_1)t + \cos(m\omega_2 - n\omega_1)t] \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

Novamente, se as duas portadoras estão defasadas:

$$i_2(t) = \frac{I_p e^{x[\cos \omega_1 t + \cos(\omega_2 t - j)]}}{e^{2x}} \quad (3.21)$$

ou:

$$i_2(t) = \left\{ I_{dc} \left[ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos(n\omega_1 t) \right] \right\} \cdot \left\{ I_{dc} \left[ 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \cos n\mathbf{j} I_m(x)}{I_0(x)} \cos(m\omega_2 t) \right] \right\} \quad (3.22)$$

Desenvolvendo (3.22)

$$i_2(t) = I_{dc}^2 \left\{ \begin{aligned} &1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \cos n\mathbf{j} I_m(x)}{I_0(x)} \cos(m\omega_2 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos(n\omega_1 t) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cos n\mathbf{j} I_m(x) I_n(x)}{I_0^2(x)} [\cos(m\omega_2 + n\omega_1)t + \cos(m\omega_2 - n\omega_1)t] \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

### 3.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS POLINOMIAL E EXPONENCIAL

Se expandirmos a função exponencial em série de Taylor,

$$e^y = 1 + y + \frac{y^2}{2!} + \frac{y^3}{3!} + \frac{y^4}{4!} + \frac{y^5}{5!} + \dots \quad (3.24)$$

e, tomando-se  $y = x \cos \omega t$ , com expansões até o quinto termo, e ainda supondo

$I_p / e^x = 1$ , obtem-se:

$$\begin{aligned}
e^{x \cos wt} &= \left( 1 + \frac{x^2}{22!} + \frac{3x^4}{8.4!} \right) + \cos wt \left( x + \frac{3x^3}{4.3!} + \frac{5x^5}{8.5!} \right) + \\
&\cos 2wt \left( \frac{x^2}{22!} + \frac{x^4}{2.4!} \right) + \cos 3wt \left( \frac{x^3}{4.3!} + \frac{5x^5}{16.5!} \right) + \\
&\cos 4wt \left( \frac{x^4}{8.4!} \right) + \cos 5wt \left( \frac{x^5}{16.5!} \right)
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Comparando-se as representações exponencial e polinomial definidas por (3.2) e (3.25) relacionando-se os coeficientes, obtem-se:

$$x + \frac{3x^3}{4.3!} + \frac{5x^5}{8.5!} = xK_1 + \frac{3x^3 K_3}{4} + \frac{5x^5 K_5}{8} \tag{3.26}$$

$$\frac{x^2}{22!} + \frac{x^4}{2.4!} = \frac{x^2 K_2}{2} + \frac{x^4 K_4}{2} \tag{3.27}$$

$$\frac{x^3}{4.3!} + \frac{5x^5}{16.5!} = \frac{x^3 K_3}{4} + \frac{5x^5 K_5}{16} \tag{3.28}$$

$$\frac{x^4}{8.4!} = \frac{x^4 K_4}{8} \tag{3.29}$$

$$\frac{x^5}{16.5!} = \frac{x^5 K_5}{16} \tag{3.30}$$

A resolução desse sistema de equações permite estabelecer os seguintes valores para os coeficientes K:

$$K_1 = 1; K_2 = \frac{1}{2!}; K_3 = \frac{1}{3!}; K_4 = \frac{1}{4!}; K_5 = \frac{1}{5!} \tag{3.31}$$

Esse resultado recupera os próprios coeficientes da expansão em série de Taylor da função exponencial, conforme foi indicado em (3.24). Isso é um resultado trivial, pois a expansão em série de potências é a própria expansão polinomial de uma função analítica.

Assim, não importa qual seja a função analítica escolhida para aproximar a relação não linear de transferência entrada-saída, a aproximação polinomial sempre permitirá também essa aproximação.

### 3.4 CONCLUSÃO

O modelo analítico na forma exponencial, é adequado para representar a relação entrada-saída de dispositivos semicondutores com junção PN, permitindo estabelecer expressões analíticas.

É possível, portanto, se determinar estas expressões tanto com excitação por um tom quanto para dois tons. Aplicando-se análise de Fourier nessas expressões, os harmônicos e produtos de intermodulação podem ser determinados. Assim, o modelo não linear exponencial introduzido por Clarke (1971) merece ser melhor explorado como uma ferramenta adequada à análise de comportamento de quadripolos não lineares. Isso pode ser de grande utilidade no projeto de misturadores, multiplicadores de frequência e na determinação analítica do fator de distorção harmônico. Esse capítulo tratou apenas de característica exponencial, mas a obra clássica de Clarke (1971) também analisa as características quadráticas, diferencia e com reatâncias não lineares.

Ensaio numéricos para verificar a pertinência das expressões (3.20) e (3.23) não foram realizados por escaparem do escopo desse trabalho.

No próximo capítulo, serão analisados resultados numéricos obtidos com um dispositivo genérico com não linearidade modelada por um polinômio de Terceiro grau e por uma função exponencial.

# SIMULAÇÃO NUMÉRICA DOS MODELOS NÃO LINEARES POLINOMIAL E EXPONENCIAL

---

## CAPÍTULO IV

As simulações foram realizadas em três etapas. As duas primeiras utilizam o programa GENESYS/HARBEC e a última utilizou o MATLAB. A primeira bateria de simulações considerou um quadripolo simples, controlado por tensão, atuando sobre uma fonte independente não linear modelada por um polinômio de terceira ordem, excitado por dois tons, *sem linearização*.

Na segunda bateria, foi introduzido um resistor entre os nós “vivos” de entrada e saída, simulando uma linearização por realimentação, outra vez excitado por dois tons.

Nas baterias restantes (3<sup>a</sup> e 4<sup>a</sup>) foram ensaiados as outras técnicas de linearização: pré-distorção e alimentação no sentido direto, mantendo-se o mesmo quadripolo ativo não linear. Novamente, houve excitação com um e dois tons.

Essas quatro baterias constituem as duas etapas de simulação com o GENESYS/HARBEC, a primeira sem linearização e a segunda com as três estruturas de linearização.

Na última etapa, empregando o MATLAB, o modelo matemático exponencial desenvolvido no Cap.3 foi numericamente ensaiado com duas técnicas de linearização: realimentação (emulada pela redução do parâmetro  $x$  – amplitude normalizada em relação ao equivalente termodinâmico de tensão  $kT/q$ ) e por pré-distorção (aplicando na entrada um quadripolo com característica logarítmica – o inverso do modelo exponencial). Os resultados obtidos são analisados no final do capítulo.

#### 4.1 SIMULAÇÃO REALIZADA COM O GENESYS/HARBEC

O programa GENESYS/HARBEC permitiu realizar a simulação numérica dos principais tipos de linearização de um amplificador não linear genérico. O programa dispõe de todos os elementos de circuitos básicos e de diversos tipos de fontes controladas capazes de representar comportamentos não lineares em amplo espectro.

Para a simulação foi utilizada uma fonte de tensão controlada por tensão, que pode assumir as seguintes funções:

1. EXP:

$$f(x) = a_0 + a_1 e^{a_2 x} \quad (4.1)$$

2. PADE:

$$f(x) = \frac{(\dots + a_{-2}x^{-2} + a_{-1}x^{-1} + a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots)^{c_1}}{(\dots + b_{-2}x^{-2} + b_{-1}x^{-1} + b_0 + b_1x + b_2x^2 + \dots)^{c_2}} \quad (4.2)$$

3. POLY:

$$f(x) = \dots + a_{-2}x^{-2} + a_{-1}x^{-1} + a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots \quad (4.3)$$

Foi escolhida a função de transferência POLY devido sua semelhança com o polinômio representado por (2.8):

$$V_o = A_1 V_i(t) + A_2 V_i^2(t) + A_3 V_i^3(t) + \dots + A_n V_i^n(t). \quad (4.4)$$

Assumiu-se um polinômio de terceiro grau, com coeficientes propostos por Kenington (2000):

$$A_1 = 10;$$

$$A_2 = -5,83;$$

$$A_3 = -181,130656$$

Assim considerou-se uma não linearidade polinomial clássica e o quadripolo utilizado assumiu a topologia apresentada na Fig. 4.1.

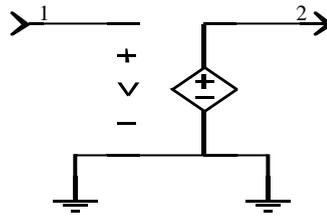


Figura 4.1 – Bloco que varia tensão de saída de acordo com a tensão de entrada.

Foi aplicado um sinal constituído de duas componentes senoidais com frequência de 1,3 e 1,7 MHz, sem a utilização de técnicas de linearização

A seguir são mostrados gráficos das tensões de entrada e tensão de saída, espectros de frequência na entrada e saída e figuras das características AM-AM, AM-PM. (dados relacionados à saída estão na cor vermelho e dados relacionados à entrada estão na cor azul), que são resultados das simulações feitas para o amplificador sem a utilização de técnicas de linearização; utilizando a técnica da realimentação negativa, da pré-distorção e da alimentação no sentido direto.

#### 4.1.1 SIMULAÇÕES PARA O AMPLIFICADOR SEM A UTILIZAÇÃO DE TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO

A Fig. 4.2 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. É possível observar pequenas distorções na tensão de saída devido a não linearidade do quadripolo.

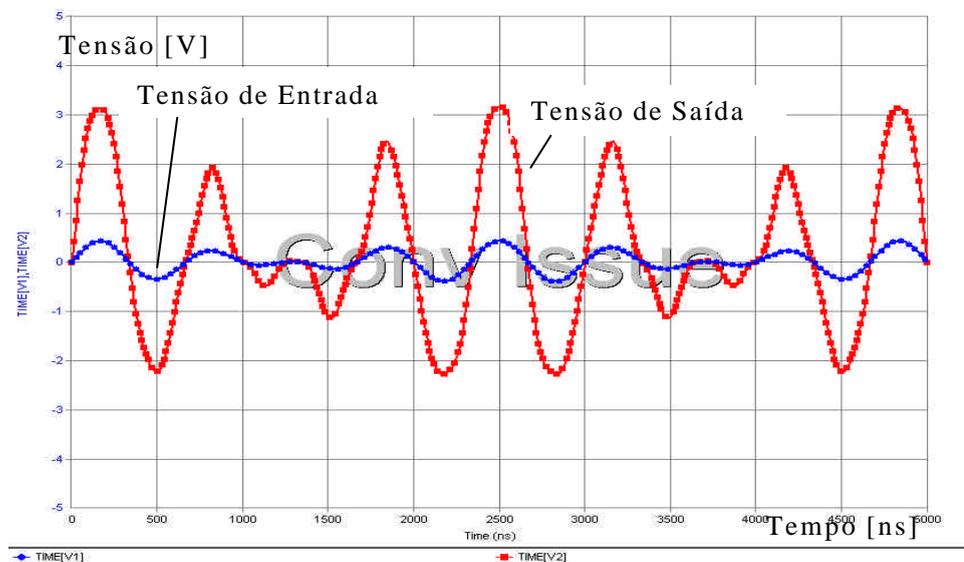


Figura 4.2 – Tensão de saída e tensão de entrada (sem técnica de linearização)

Os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo polinomial no quadripolo é evidenciada na Fig. 4.3. A excitação é formada pela adição de dois sinais senoidais de 1,3 e 1,7 MHz.

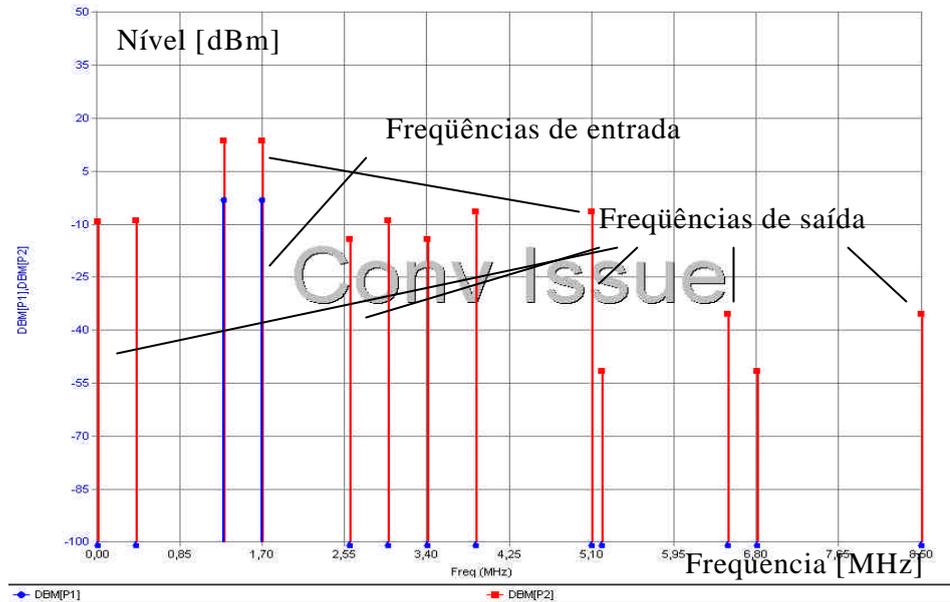


Figura 4.3 – Produtos de intermodulação (sem técnica de linearização)

Na Fig. 4.4 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do quadripolo e medindo-se a potência na saída do mesmo. As regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -12 dBm.

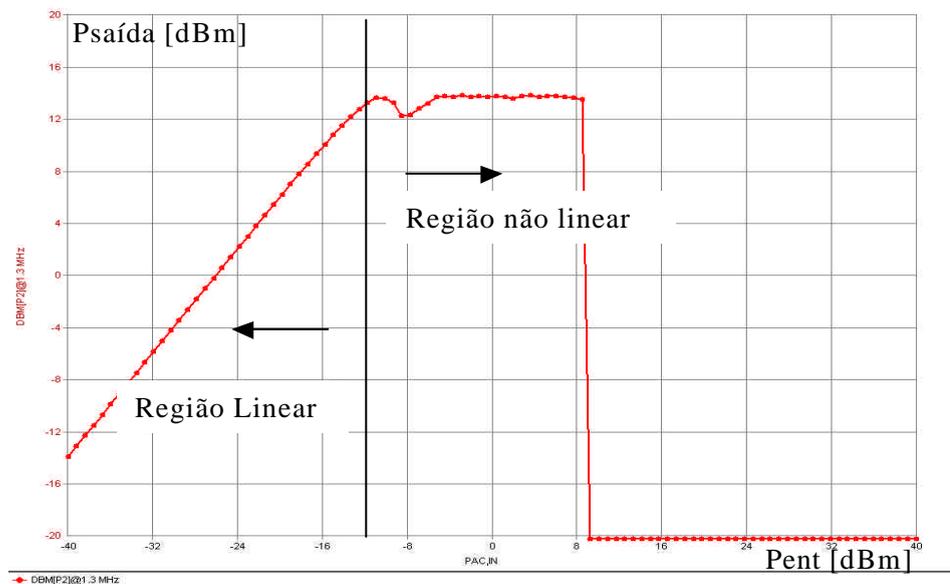


Figura 4.4 – Característica AM-AM (sem técnica de linearização)

Na Fig. 4.5 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do quadripolo e medindo-se a variação da fase na saída do mesmo, para uma impedância de 50Ω como referência. As regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -11 dBm.

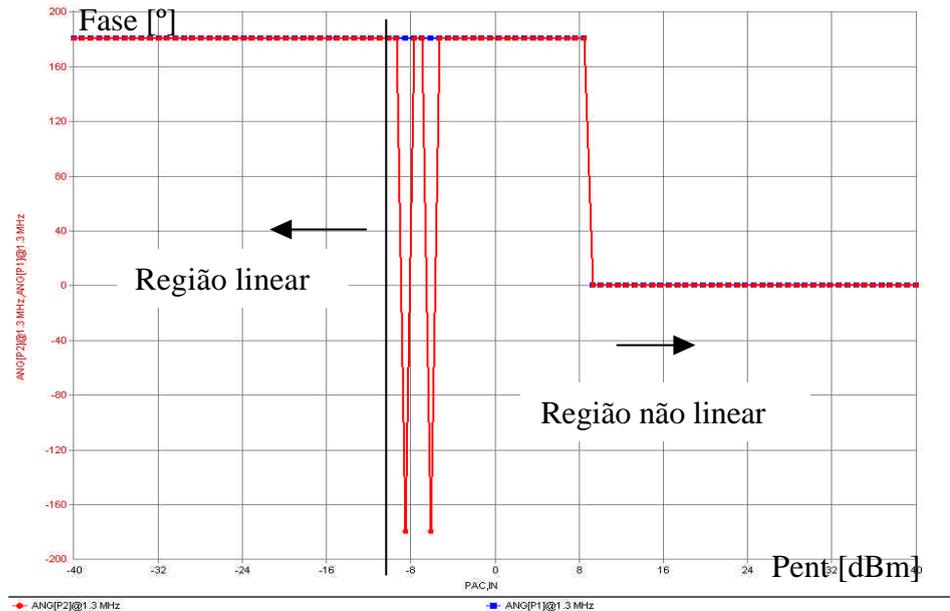


Figura 4.5 – Característica AM-PM (sem técnica de linearização)

#### 4.1.2 SIMULAÇÕES PARA O AMPLIFICADOR UTILIZANDO REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

A Fig. 4.6 ilustra o quadripolo com realimentação negativa simulado, utilizando uma impedância de 50Ω como referência.

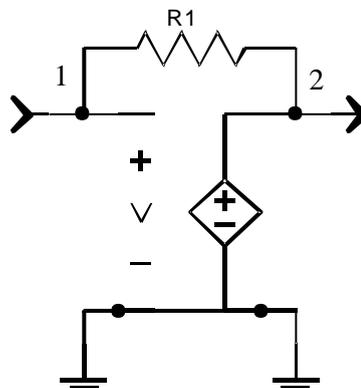
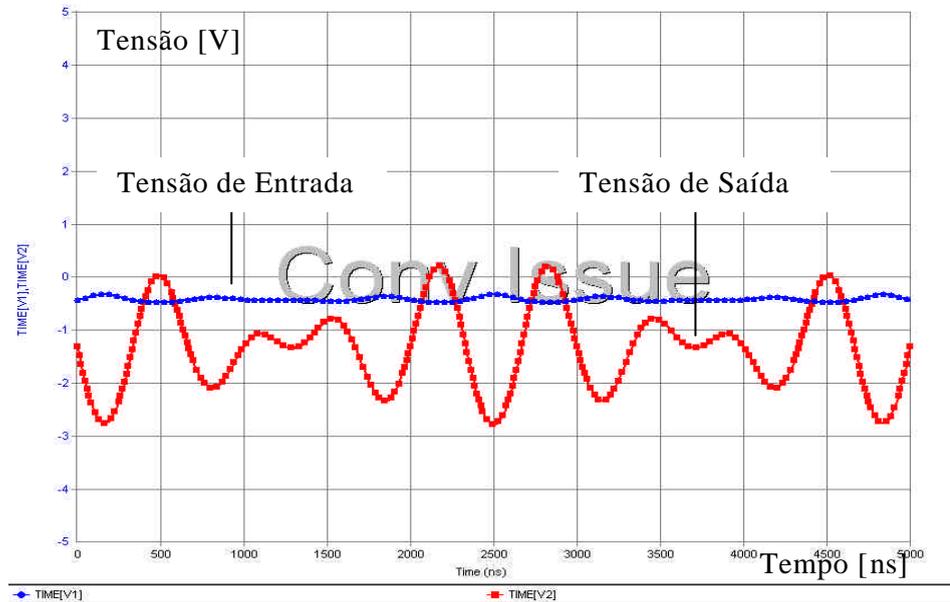


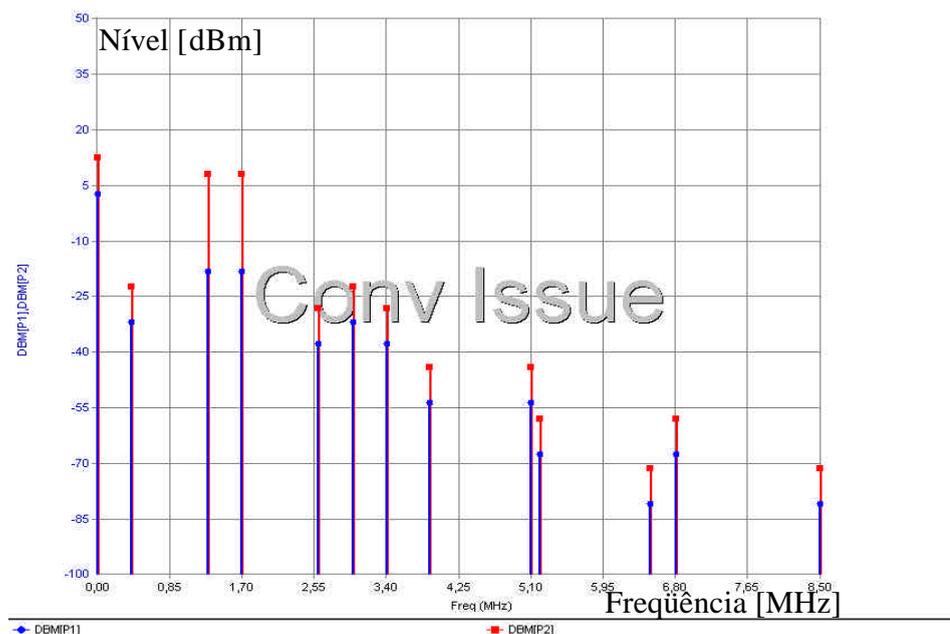
Figura 4.6 – Amplificador utilizando linearização por realimentação.

A Fig. 4.7 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. Comparando-se com a Fig. 4.2 é possível observar a diminuição das distorções na tensão de saída devido a utilização dessa técnica de linearização.



**Figura 4.7** – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de realimentação)

Os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo polinomial no quadripolo é evidenciada na Fig. 4.8. Comparado com a Fig. 4.3 constatou-se a diminuição desses produtos. A excitação é formada pela adição de dois sinais senoidais de 1,3 e 1,7 MHz.



**Figura 4.8** – Produtos de intermodulação (pela técnica de realimentação)

Na Fig. 4.9 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.4, observa-se o aumento da região linear e a diminuição do ganho, propriedade estudada no Cap.2. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -2 dBm.

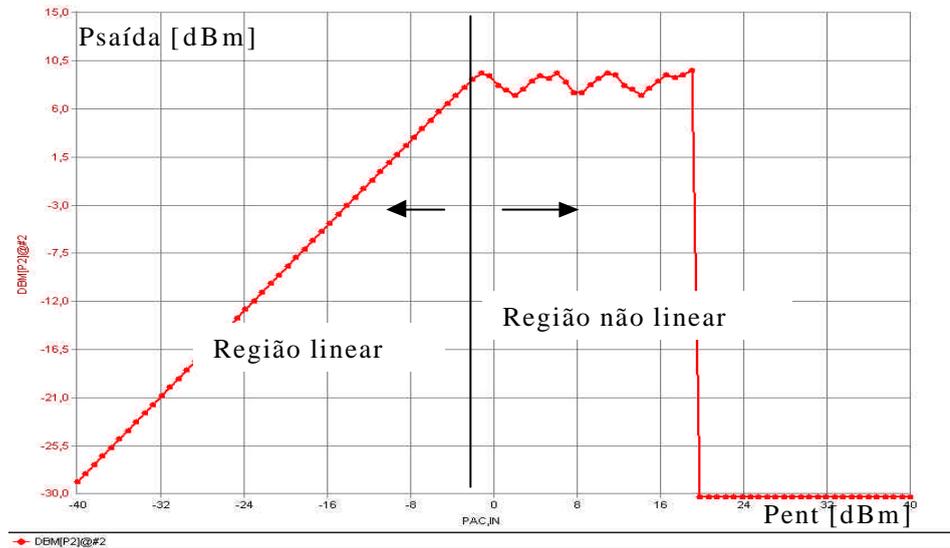


Figura 4.9 – Característica AM-AM (pela técnica de realimentação)

Na Fig. 4.10 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.5, observa-se o aumento da região linear. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de + 22 dBm.

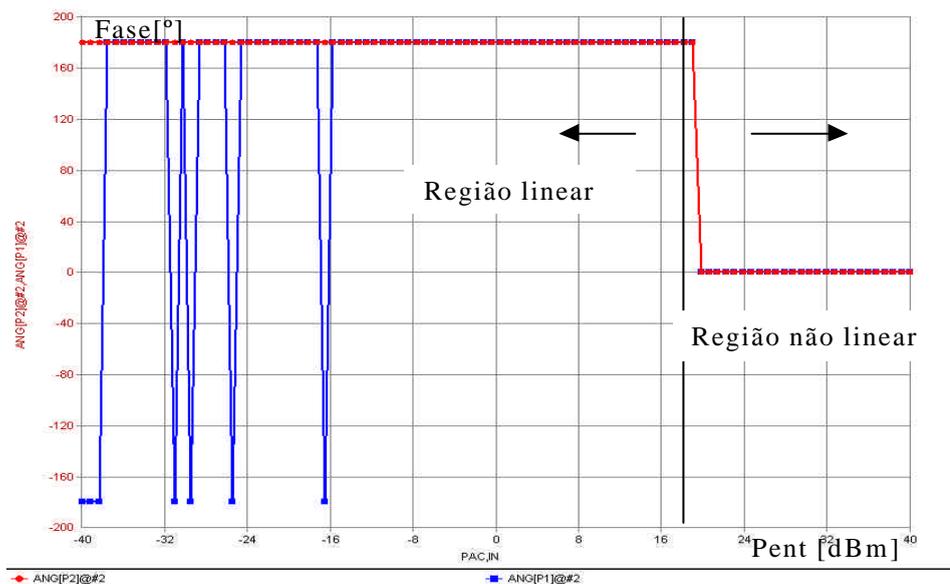
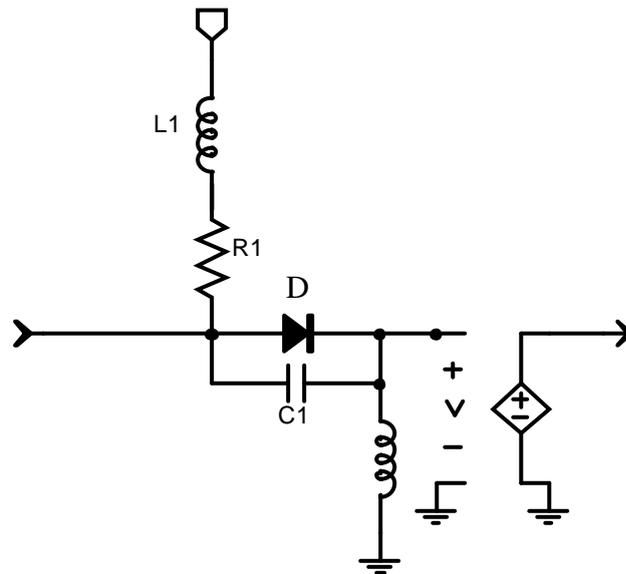


Figura 4.10 – Característica AM-PM (pela técnica de realimentação)

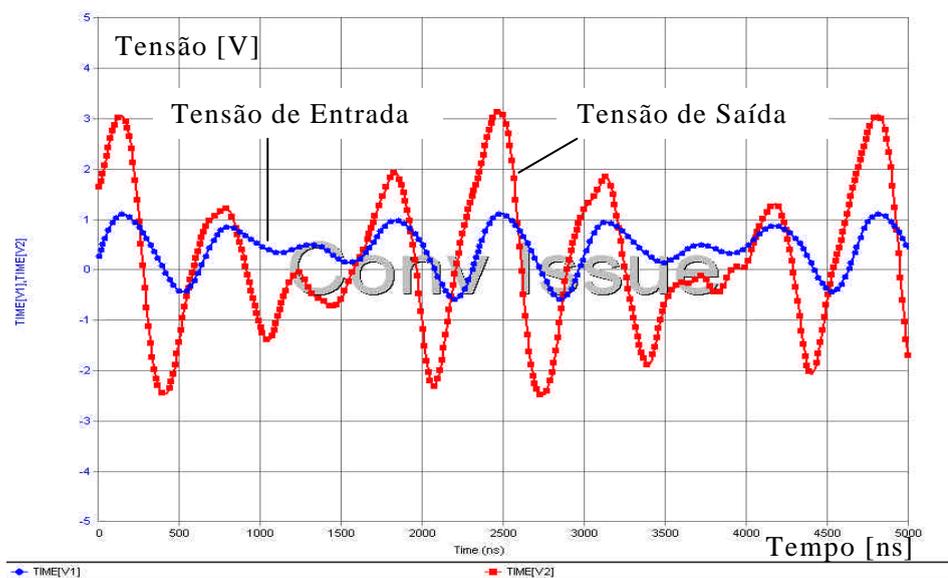
**4.1.3 SIMULAÇÕES PARA O AMPLIFICADOR UTILIZANDO TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO POR PRÉ-DISTORÇÃO:**

A Fig. 4.11 ilustra o quadripolo simulado que utilizou a técnica de linearização por pré-distorção a diodo.



*Figura 4.11 – Amplificador utilizando linearização por pré-distorção*

A Fig. 4.12 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. Comparando-se com a Fig. 4.2, não é possível estabelecer uma análise visual, exigindo uma análise no domínio da frequência.



*Figura 4.12 – Tensão de saída versus tensão de entrada (pela técnica de pré-distorção)*

Os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo polinomial no quadripolo é evidenciado na Fig. 4.13. Comparado com a Fig. 4.3 constatou-se a diminuição de alguns desses produtos. A excitação é formada pela adição de dois sinais senoidais de 1,3 e 1,7 MHz.

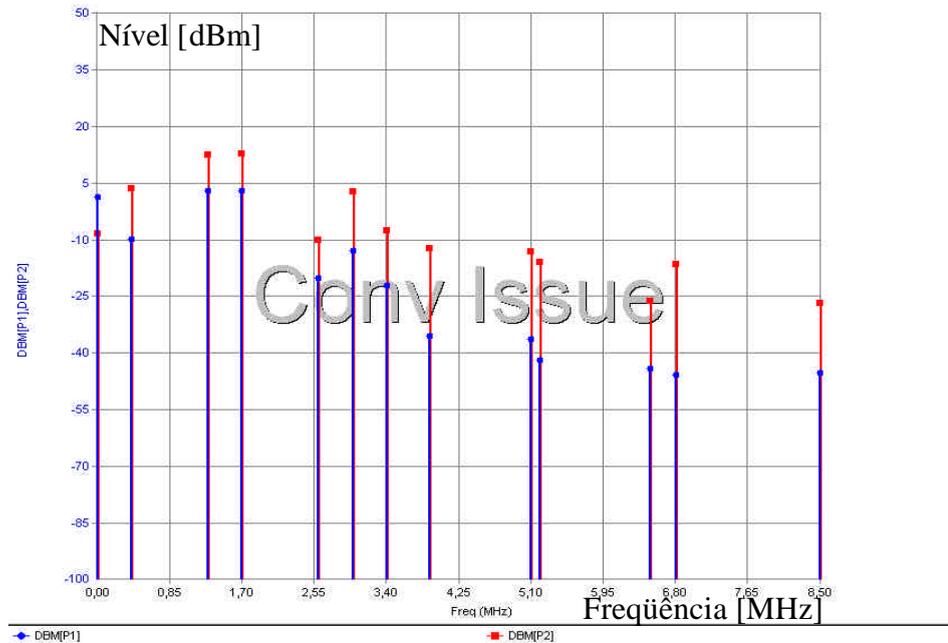


Figura 4.13 – Produtos de intermodulação (pela técnica de pré-distorção)

Na Fig. 4.14 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.4, observa-se o aumento da região linear. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -2 dBm.

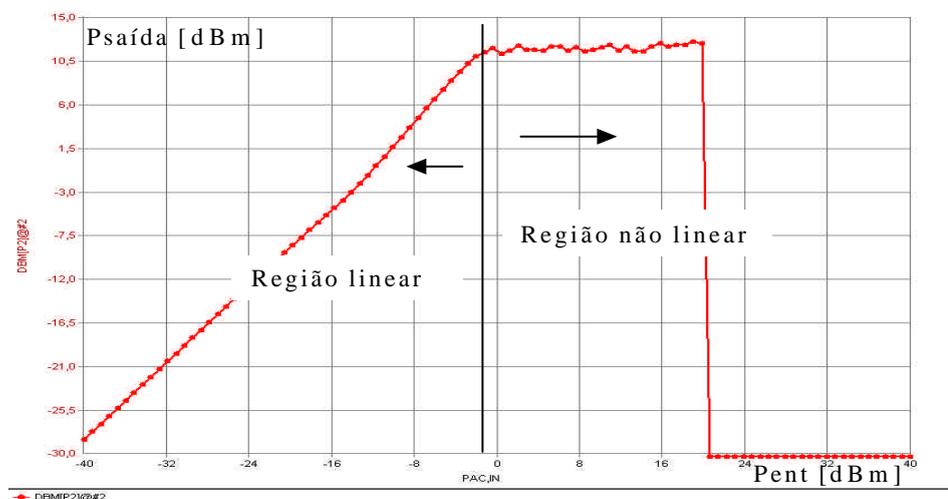


Figura 4.14 – Característica AM-AM (pela técnica de pré-distorção)

Na Fig. 4.15 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.5, observa-se diminuição da região linear. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -24 dBm.

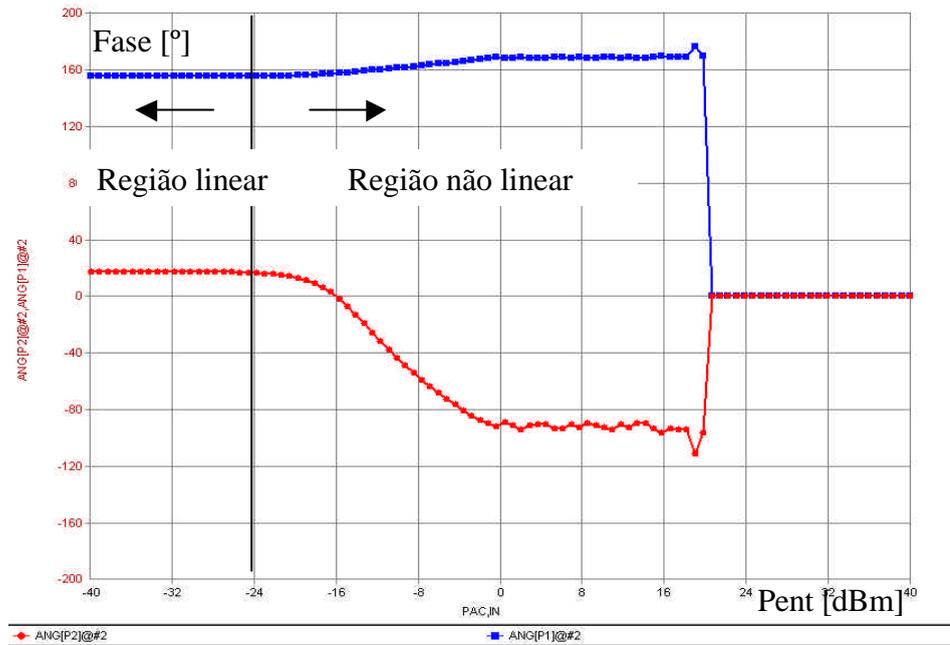


Figura 4.15 – Característica AM-PM (pela técnica de pré-distorção)

#### 4.1.4 SIMULAÇÕES PARA O AMPLIFICADOR UTILIZANDO ALIMENTAÇÃO NO SENTIDO DIRETO:

A Fig. 4.16 ilustra o quadripolo com alimentação no sentido direto.

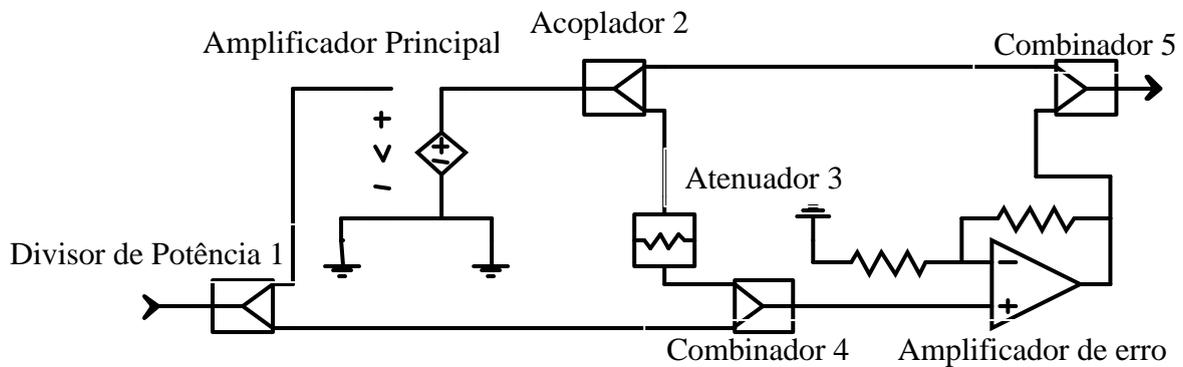
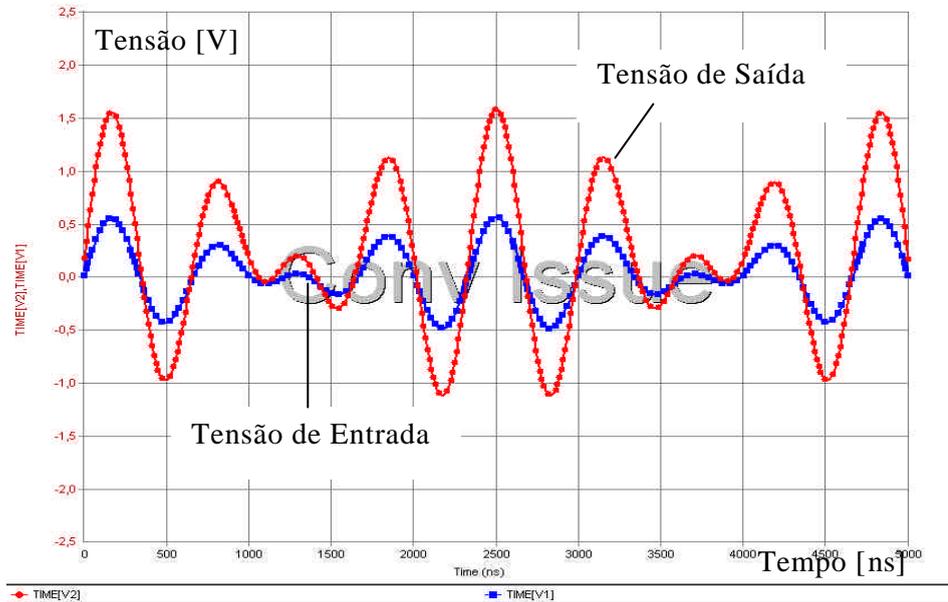


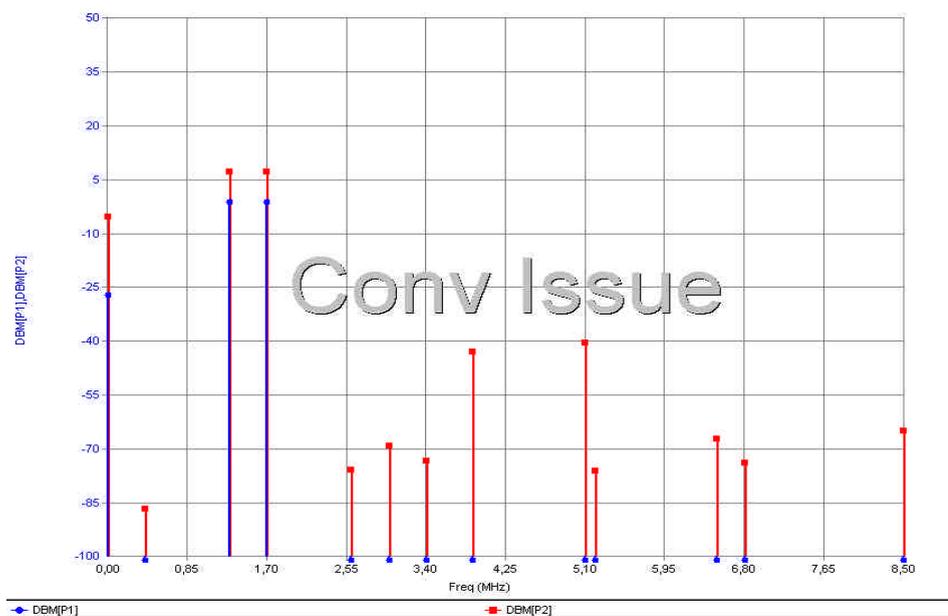
Figura 4.16 – Amplificador utilizando linearização por alimentação no sentido direto

A Fig. 4.17 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. Comparando-se com a Fig. 4.2, constata-se a diminuição das distorções na tensão de saída devido a utilização dessa técnica de linearização.



**Figura 4.17** – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de alimentação no sentido direto)

Os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo polinomial no quadripolo é evidenciada na Fig. 4.18. Comparado com a Fig. 4.3 constatou-se a diminuição desses produtos. A excitação é formada pela adição de dois sinais senoidais de 1,3 e 1,7 MHz.



**Figura 4.18** – Produtos de intermodulação (pela técnica de alimentação no sentido direto)

Na Fig. 4.19 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.4, observa-se o aumento da região linear. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de 0 dBm.

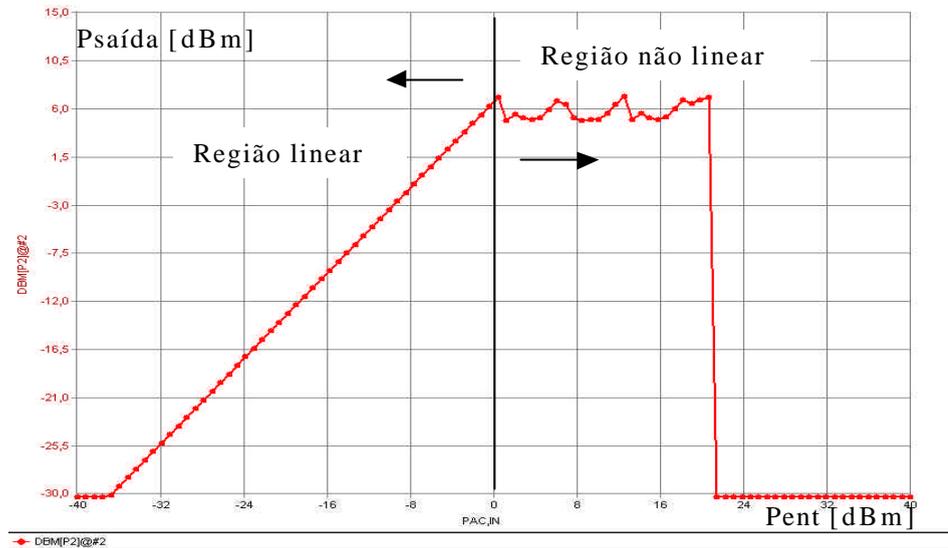


Figura 4.19 – Característica AM-AM (pela técnica de alimentação no sentido direto)

Na Fig. 4.20 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 MHz. Comparando-se com a Fig. 4.5, observa-se o aumento da região linear. Agora as regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de 0 dBm.

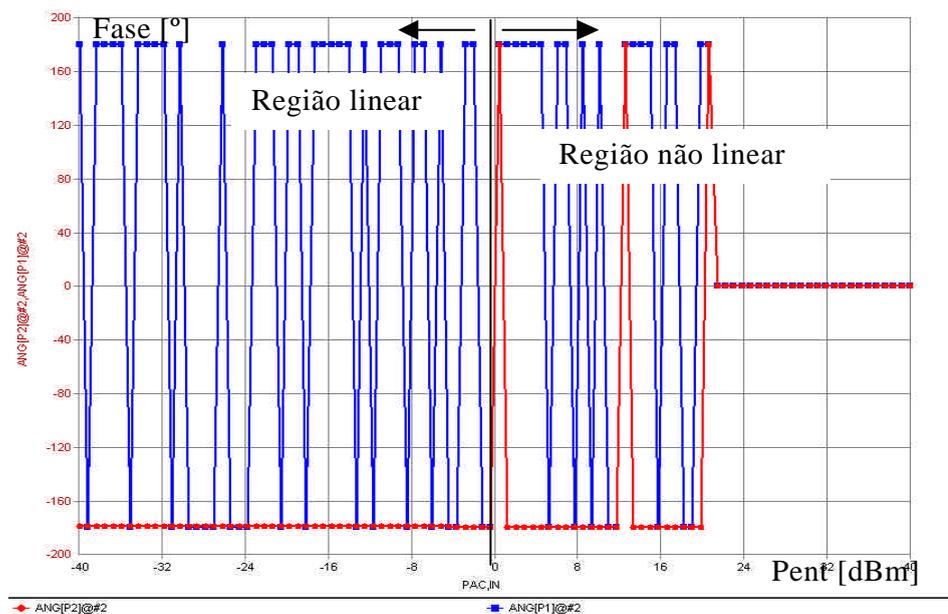


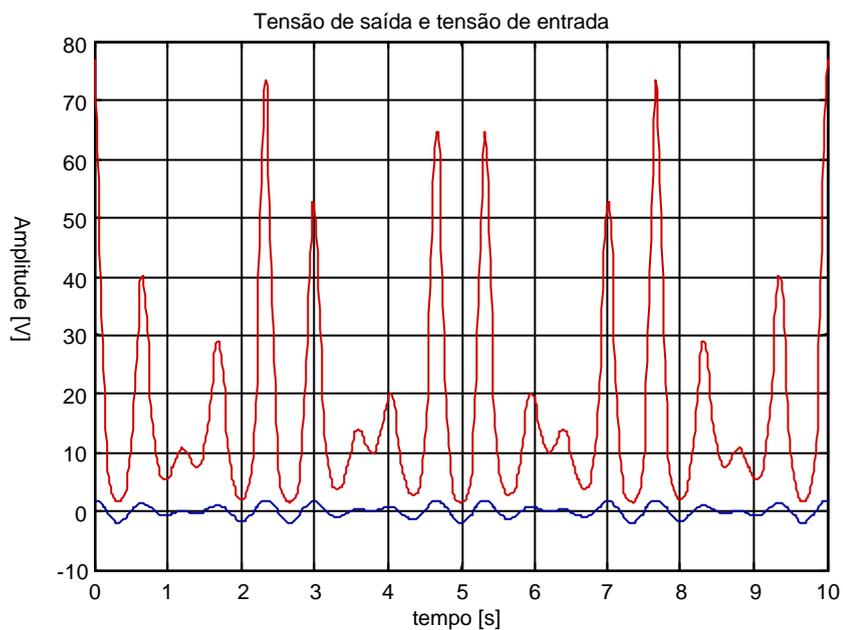
Figura 4.20 – Característica AM-PM (pela técnica de alimentação no sentido direto)

## 4.2 SIMULAÇÕES REALIZADAS COM O MATLAB

As simulações foram realizadas utilizando o modelo matemático exponencial para transistores BJT em amplificadores de potência em RF, desenvolvido por Clarke (1971). Programas de computador foram desenvolvidos na plataforma numérica MATLAB para fazer as mesmas medidas realizadas no item 4.1.

### 4.2.1 SIMULAÇÕES PARA UM AMPLIFICADOR SEM A UTILIZAÇÃO DE TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO:

Na Fig. 4.21 é possível observar as tensões de entrada e saída para dois tons sem a utilização de técnica de linearização.



**Figura 4.21** – Tensão de saída e tensão de entrada (sem técnica de linearização)

Os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo exponencial no quadripolo é evidenciada na Fig. 4.22. A excitação é formada pela adição de dois sinais senoidais de 1,3 e 1,7 Hz.

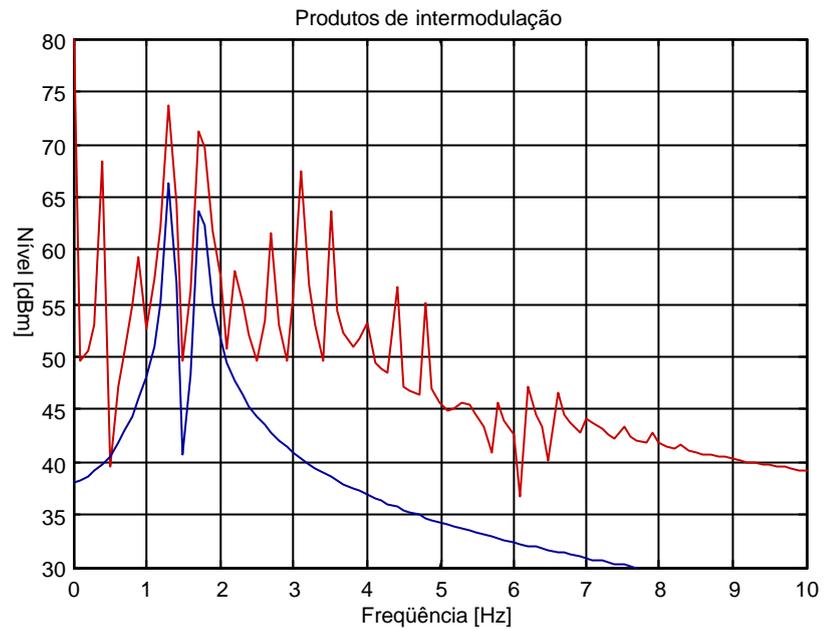


Figura 4.22 – Produtos de intermodulação (sem técnica de linearização)

Na Fig. 4.23 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 Hz.. As regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -13 dBm.

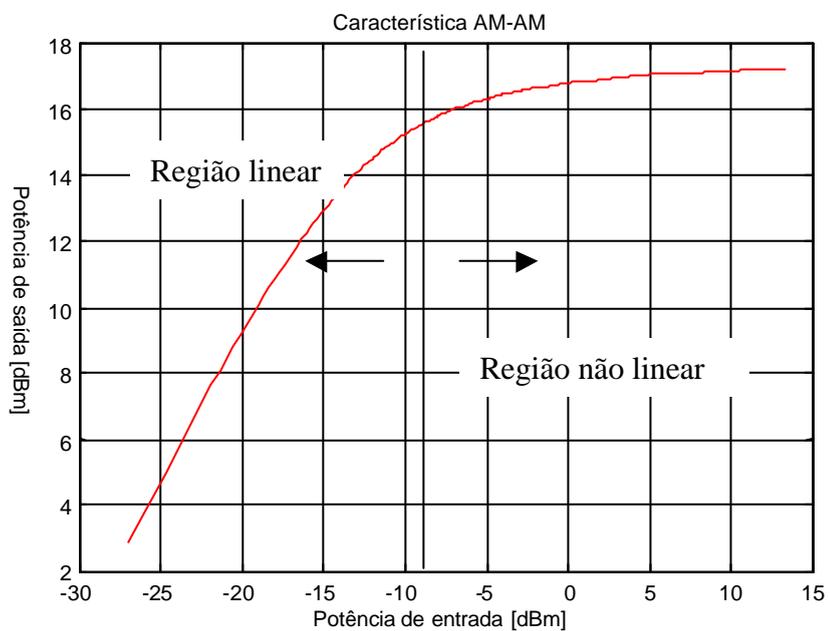


Figura 4.23 – Característica AM-AM (sem técnica de linearização)

A Fig. 4.24 mostra a característica AM-PM na frequência de 1.3 Hz.

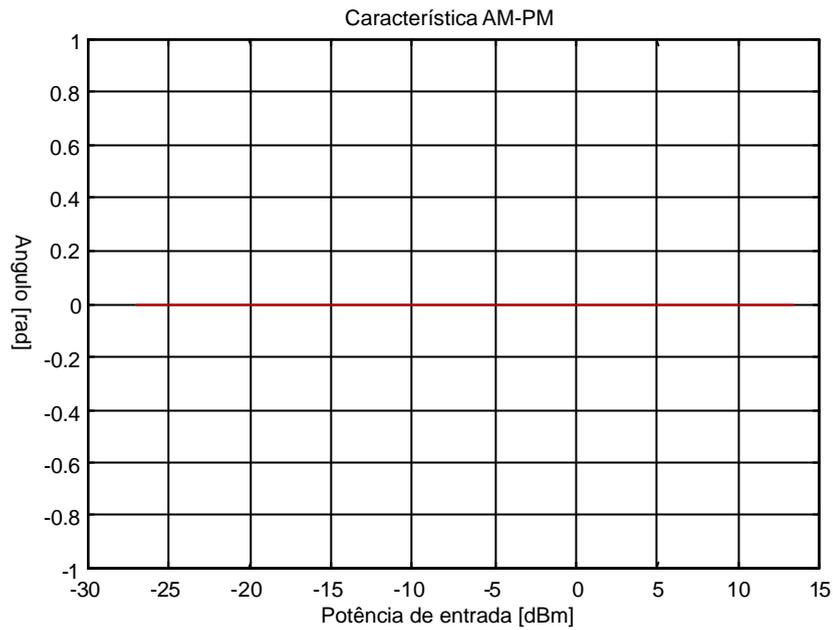


Figura 4.24 – Característica AM-PM (sem técnica de linearização)

#### 4.2.2 SIMULAÇÕES PARA UM AMPLIFICADOR UTILIZANDO LINEARIZAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO

A Fig. 4.25 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. Comparando-se com a Fig. 4.21 é possível observar a diminuição das distorções na tensão de saída devido a utilização da realimentação negativa.

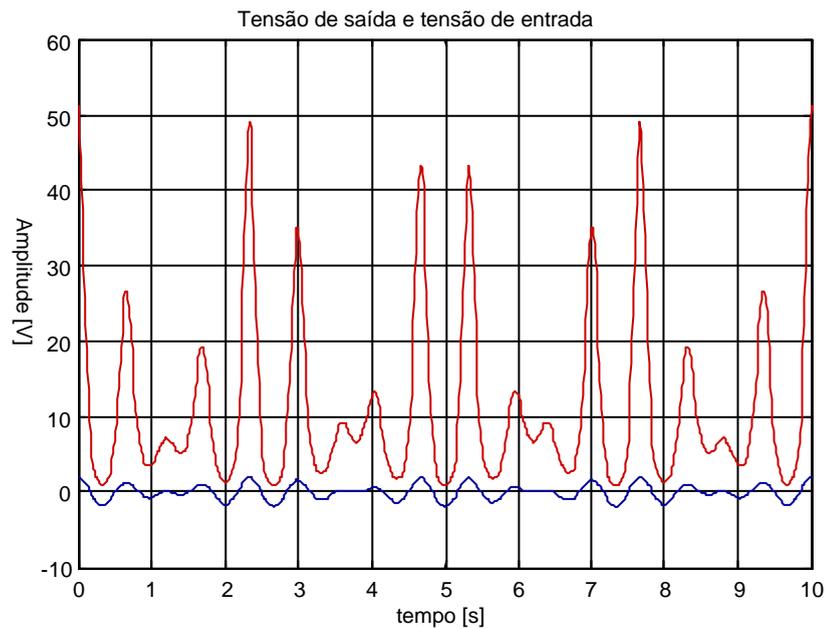
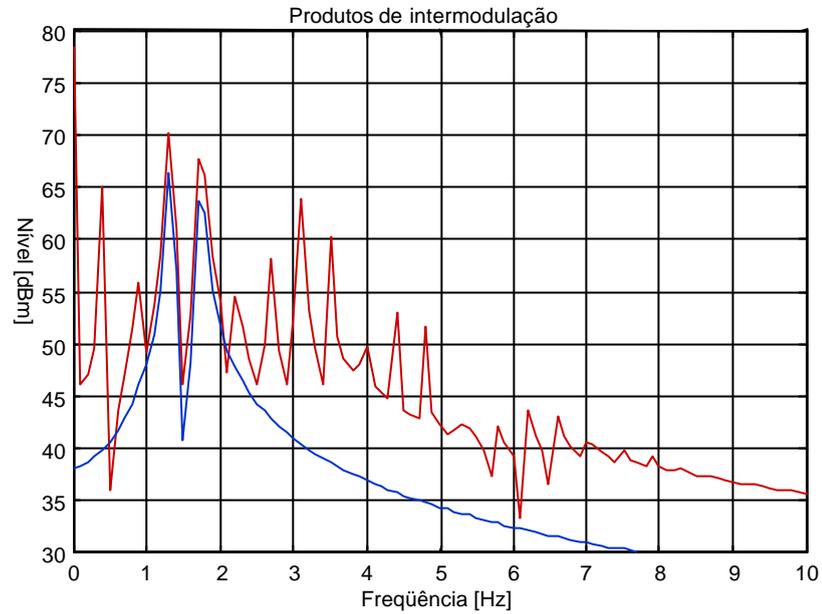


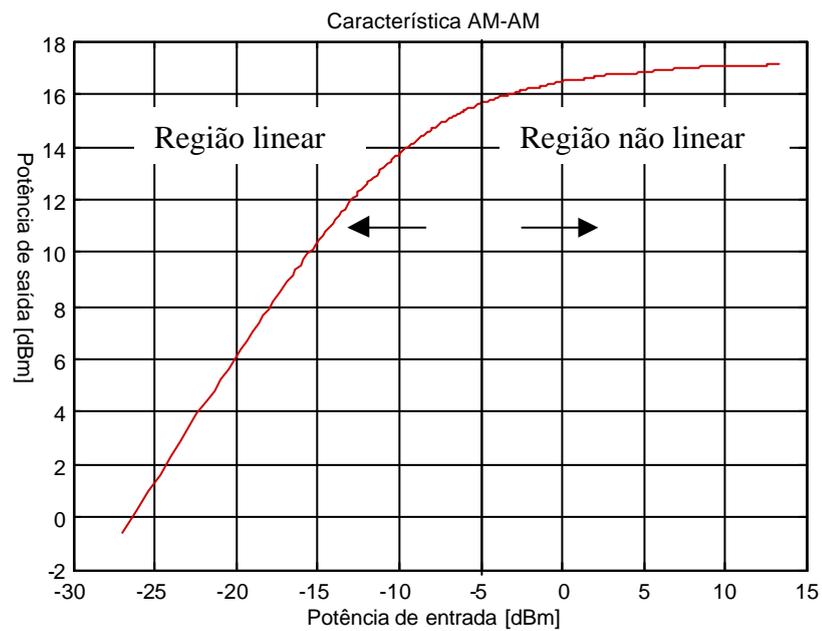
Figura 4.25 – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de realimentação)

Na Fig 4.26 os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo exponencial foram reduzidos se comparado com a Fig. 4.24.



**Figura 4.26** – Intermodulação (pela técnica de realimentação)

Na Fig. 4.27 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 Hz.. Observa-se o aumento da região linear em relação a Fig. 4.23. As regiões linear e não linear são separadas pelo limite localizado em torno da potência de entrada de -13 dBm.



**Figura 4.27** – Característica AM-AM (pela técnica de realimentação)

Na Fig. 4.28 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 Hz..

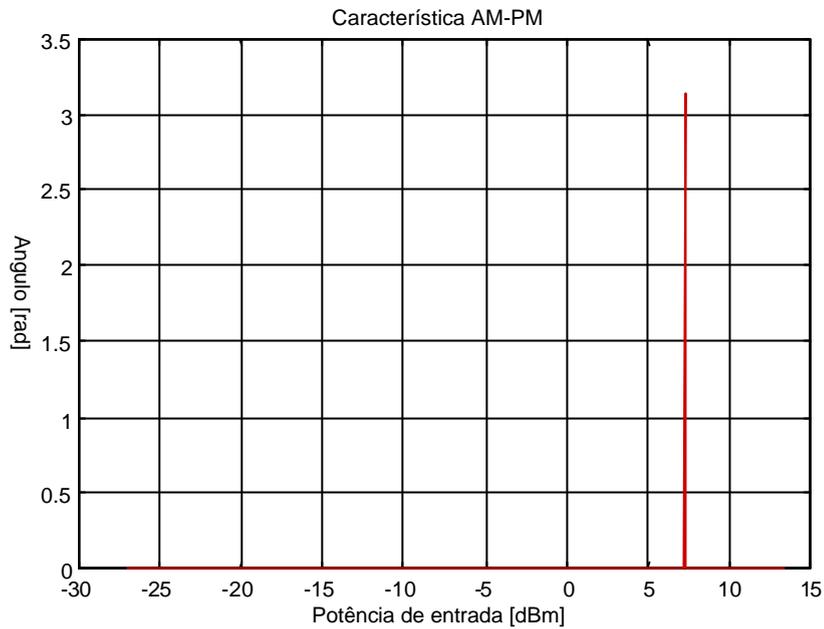


Figura 4.28 – Característica AM-PM (pela técnica de realimentação)

### 4.2.3 SIMULAÇÕES PARA UM AMPLIFICADOR UTILIZANDO LINEARIZAÇÃO POR PRÉ-DISTORÇÃO BASEADA NO MODELO DE CLARKE-HESS

A Fig. 4.29 mostra a tensão de entrada e tensão de saída para dois tons. Comparando-se com a Fig. 4.21 é possível observar a diminuição das distorções na tensão de saída devido a utilização da pré-distorção.

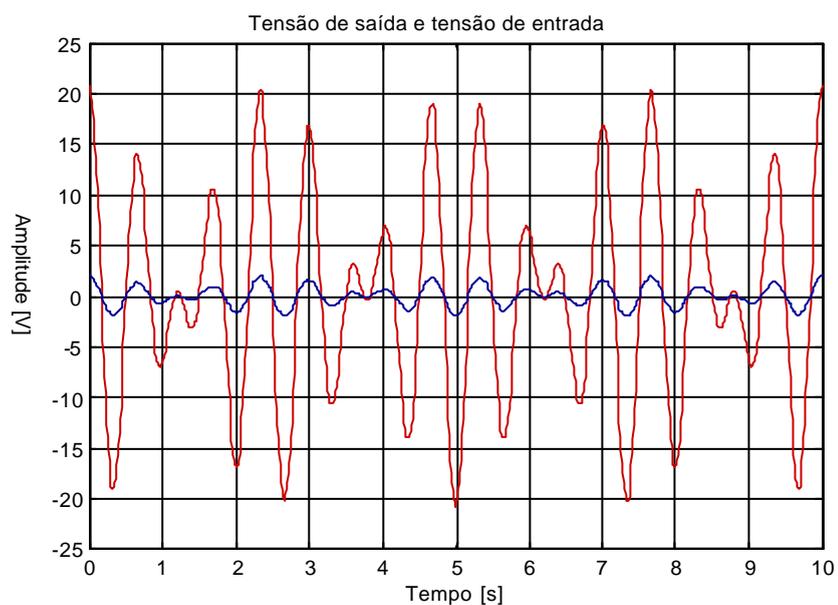
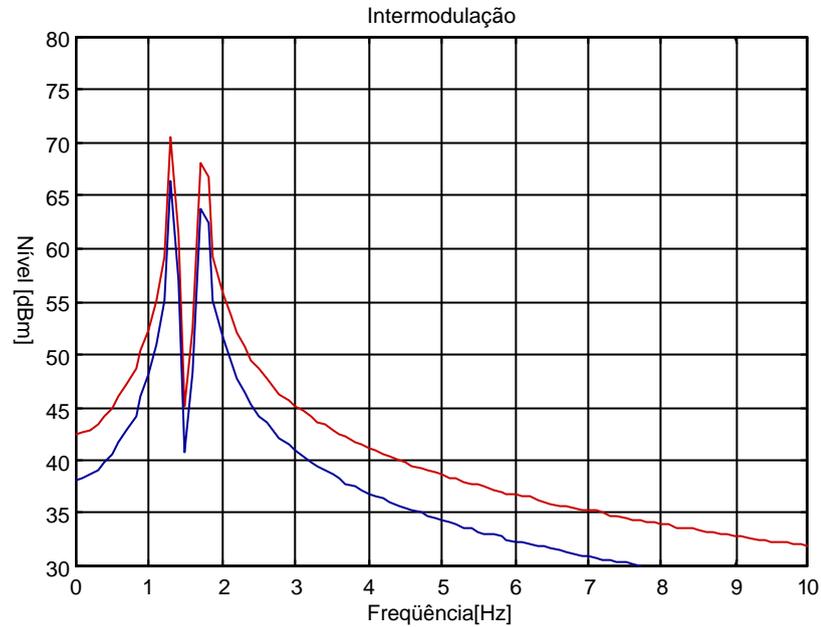


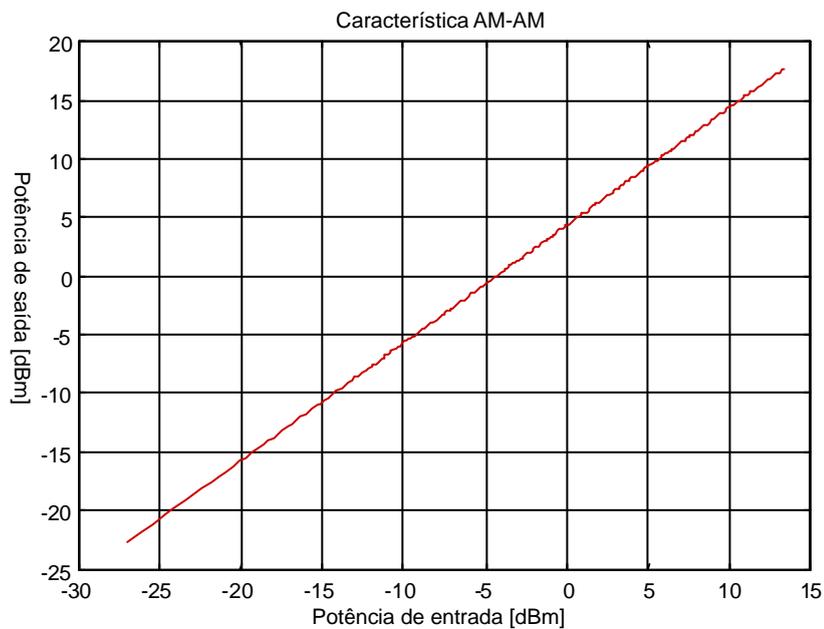
Figura 4.29 – Tensão de saída e tensão de entrada (pela técnica de pré-distorção)

Na Fig 4.30 os produtos de intermodulação causados pela não linearidade do modelo exponencial foram reduzidos se comparado com a Fig. 4.24



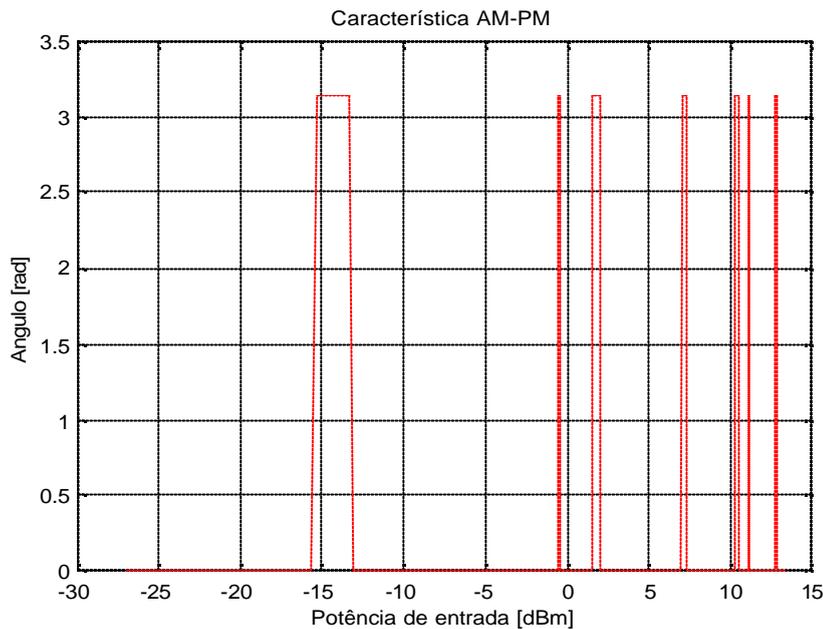
**Figura 4.30** – Intermodulação (pela técnica de pré-distorção)

Na Fig. 4.31 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1,3 Hz.. Aconteceu linearização para toda faixa de potência varrida.



**Figura 4.31** – Característica AM-AM (pela técnica de pré-distorção)

Na Fig. 4.32 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1,3 Hz.



**Figura 4.32** – Característica AM-PM (pela técnica de pré-distorção)

### 4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

A análise dos resultados obtidos nas simulações numéricas realizadas com o programa GENESYS/HARBEC não foi satisfatória. A análise não linear oferecida pelo conjunto HARBEC (Harmonic Balance Nonlinear Simulation), em sua primeira versão (que foi utilizada neste trabalho) ainda não está estável, apresenta problemas de convergência, com excessivo tempo de cálculo, da ordem de uma hora. Os resultados obtidos com sinais de entrada abaixo de 0 dBm foram razoáveis, mas com níveis mais elevados, o programa apresentava valores desconexos. Essas dificuldades foram informadas à empresa americana que desenvolveu o produto. O retorno recebido foi insuficiente para sanar os problemas e, depois de alguma insistência, as respostas tornaram-se evasivas. O INATEL não renovou a licença e a decisão foi migrar, na continuação do trabalho de pesquisa, para outro programa de simulação, o ADS da Agilent. Assim, as simulações do próximo capítulo foram realizadas no ADS.

Apesar das dificuldades com o programa, e desconsiderando as regiões onde o programa não convergiu, resultados interessantes foram obtidos. As técnicas básicas de linearização foram simuladas e a eficiência em cada caso foi constatada. Mesmo

utilizando quadripolos simples e funções não lineares de ordem reduzida, os efeitos na distorção dos sinais de saída foram observados e a atuação dos mecanismos de linearização ficam comprovados em cada caso.

As características de transferência AM-AM e AM-PM foram traçadas e, dentro das regiões onde o programa funcionou bem, os resultados foram coerentes.

Nas simulações realizadas com o MATLAB, onde o modelo exponencial foi ensaiado, a geração de harmônicos e produtos de intermodulação foi verificada. Como a única forma de linearização utilizada foi a pré-distorção por uma característica inversa, a função logarítmica natural, evidentemente, tornou-se ideal e ultra linear. Esse ensaio, embora possa parecer descabido, serviu para verificar a coerência numérica do programa implementado em MATLAB.

# ENSAIO NUMÉRICO DE UMA LINEARIZAÇÃO POR PRÉ-DISTORÇÃO

---

## CAPÍTULO V

O controle de intermodulação em amplificadores de potência em RF que processam sinais modulados digitalmente é um dos grandes desafios da moderna tecnologia de comunicação sem fio. Para um amplificador prover a linearidade necessária à esses formatos de modulação, além da amplificação classe A, devido a sua baixa eficiência, são utilizadas técnicas de pré-distorção.

Teoricamente, a técnica de pré-distorção pode ser realizada em RF, em FI ou em banda-básica. A pré-distorção em RF não é desejável devido a necessidade de um circuito específico para cada banda de frequência, dificuldades de ajustes de frequência de operação, o que dificulta sua implementação, conforme foi exposto no item 2.4.

Devido a simplicidade de implementação, a técnica de pré-distorção em banda-básica foi a escolhida para o desenvolvimento do trabalho.

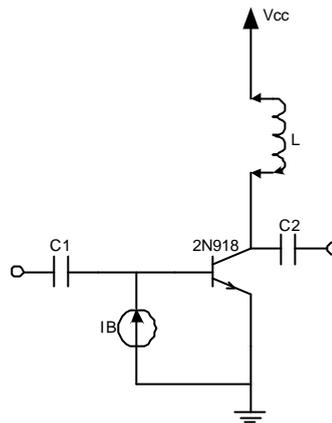
### 5.1 OBJETIVOS DO ENSAIO NUMÉRICO

Foi utilizado o software ADS – Advanced Design System, produzido pela Agilent Technologies, por se tratar de um softwares de simulação na área de RF/microondas disponível no mercado. A precisão dos resultados que podem ser obtidos permitiu obter resultados bem próximos do real sem a necessidade de se implementar eletronicamente um dispositivo para ensaio em laboratório.

O experimento buscou os seguintes objetivos: verificação de efeitos não lineares em dispositivos ativos, a comprovação do modelamento matemático

exponencial do dispositivo BJT proposto por Clarke (1971) e a verificação da viabilidade teórica de uma nova técnica de linearização baseada na pré-distorção em banda-básica com este modelo.

As medidas foram feitas no amplificador esquematizado na Fig. 5.1.:



*Figura 5.1 – Amplificador sob análise*

O amplificador em classe C da Fig. 5.1 é constituído por dois capacitores C1 e C2 para acoplamento de sinal; um indutor L para desacoplamento da fonte de alimentação Vcc e pelo transistor BJT 2N918, com as seguintes características:

*Tabela 5.1 – Características do transistor 2N918.*

Tipo:	Silício, NPN
Potência	0,2W@25°C
Vcb	15V
Vceo	15V
hfe	20
Frequência	600MHz

## 5.2 MEDIDAS REALIZADAS NO AMPLIFICADOR SEM A UTILIZAÇÃO DE TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO

Para caracterização dos efeitos não-lineares inerentes ao amplificador sob análise e a análise da coerência no modelamento matemático exponencial, as seguintes medições clássicas foram realizadas:

- (a) tensões de entrada e saída com excitação de um e dois tons;
- (b) espectro de frequências na entrada e saída com excitação de um e dois tons;
- (c) características AM-AM e AM-PM.

Nas medições com um tom, o amplificador foi excitado por 0 dBm, utilizando uma impedância de  $50\Omega$  como referência, na frequência de 1.3 MHz. Nas medições com dois tons, a excitação foi mantida em 0 dBm nas frequências de 1.3 e 1.7 MHz.

### 5.2.1 TENSÕES DE ENTRADA E SAÍDA PARA UME DOIS TONS

A Fig. 5.2 mostra a tensão de entrada do amplificador para um tom, um sinal senoidal puro, sem qualquer distorção.



*Figura 5.2 – Tensão de entrada para um tom*

Na Fig. 5.3 é observada a tensão de saída do amplificador com um tom na entrada. Nota-se a distorção inserida pelo circuito, onde, por análise de Fourier, é possível determinar sua composição harmônica. Assim, com um tom apenas, ação do comportamento não linear do amplificador é a geração de harmônicos.



Figura 5.3 – Tensão de saída para um tom com frequência de 1,3 MHz.

A Fig. 5.4 mostra a tensão de entrada do amplificador para dois tons, um sinal que se caracteriza pela soma de duas senóides puras, sem qualquer distorção.

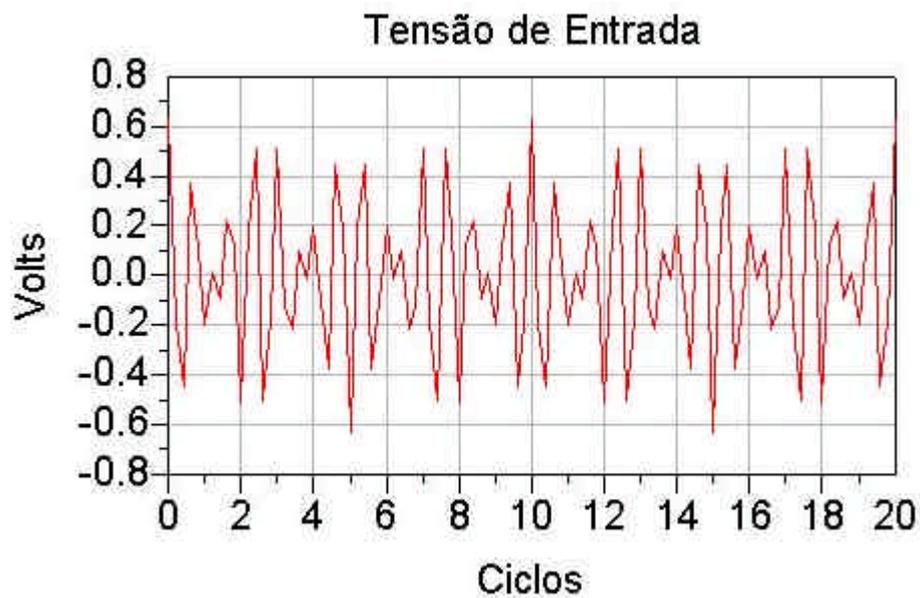


Figura 5.4 – Tensão de entrada para dois tons próximos em 1,3 e 1,7 MHz.

A Fig. 5.5 mostra a tensão de saída do amplificador excitado por dois tons. Nota-se a distorção inserida pelo circuito, onde a simetria vertical presente no sinal de entrada desaparece, apresentando-se apenas semiciclos negativos, indicando a saturação do dispositivo ativo nos picos positivos do sinal. Neste caso, o sinal na

saída reúne componentes harmônicos de cada tom e uma infinidade de produtos de intermodulação.

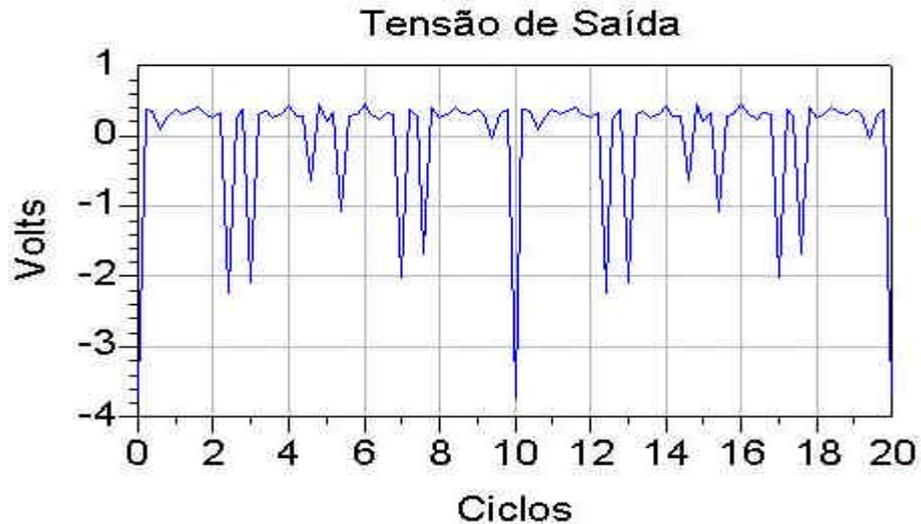


Figura 5.5 – Tensão de saída para dois tons

As figuras anteriores apresentam as formas de onda ou uma visão dos sinais na entrada e na saída no domínio do tempo. Não é fácil extrair conclusão pela análise visual direta dos sinais no tempo. Isso deve ser feito no domínio da frequência.

### 5.2.2 ESPECTROS DE FREQUÊNCIA DE ENTRADA E SAÍDA PARA UME DOIS TONS

Na Fig. 5.6 é observado o espectro do sinal na entrada do amplificador excitado por um tom.

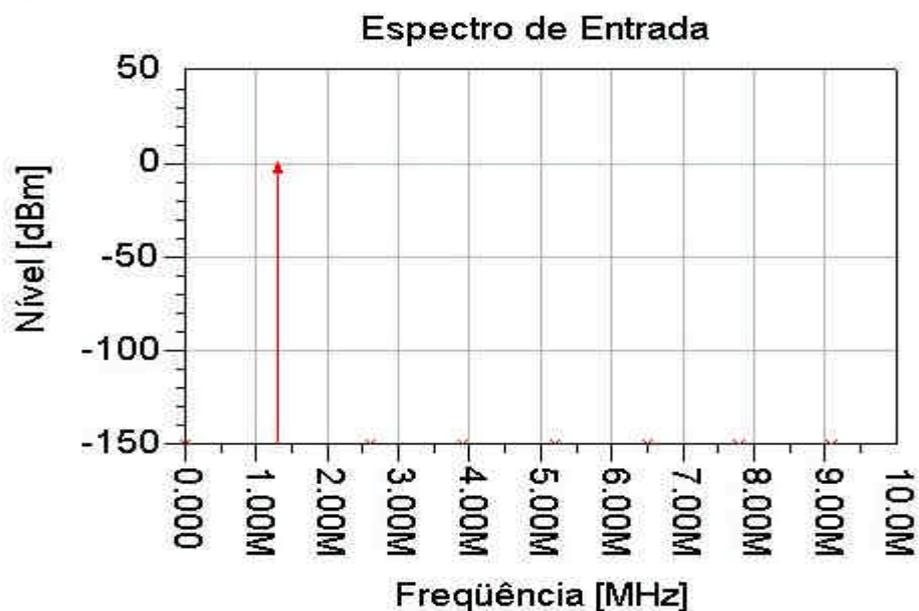


Figura 5.6 – Espectro de frequência para um tom

A distorção harmônica causada pela não linearidade do BJT é evidenciado na Fig. 5.7. A única raia espectral presente na entrada produz um espectro bastante amplo.

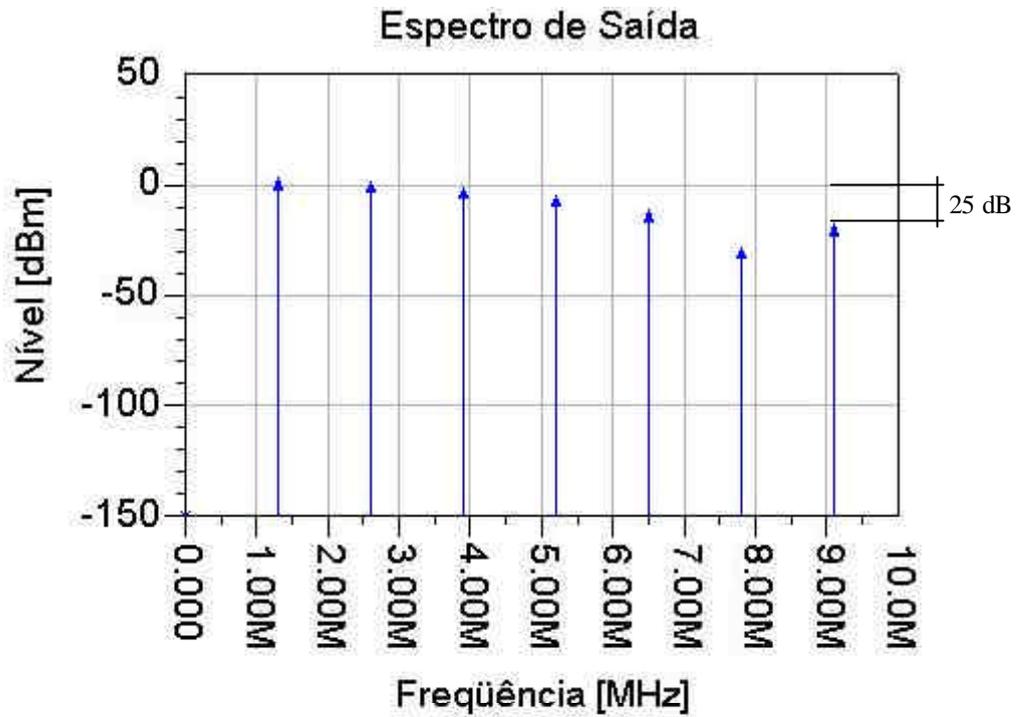


Figura 5.7 – Espectro de frequências de saída para um tom

Com dois tons, a Fig. 5.8 mostra um espectro limpo na entrada do amplificador.

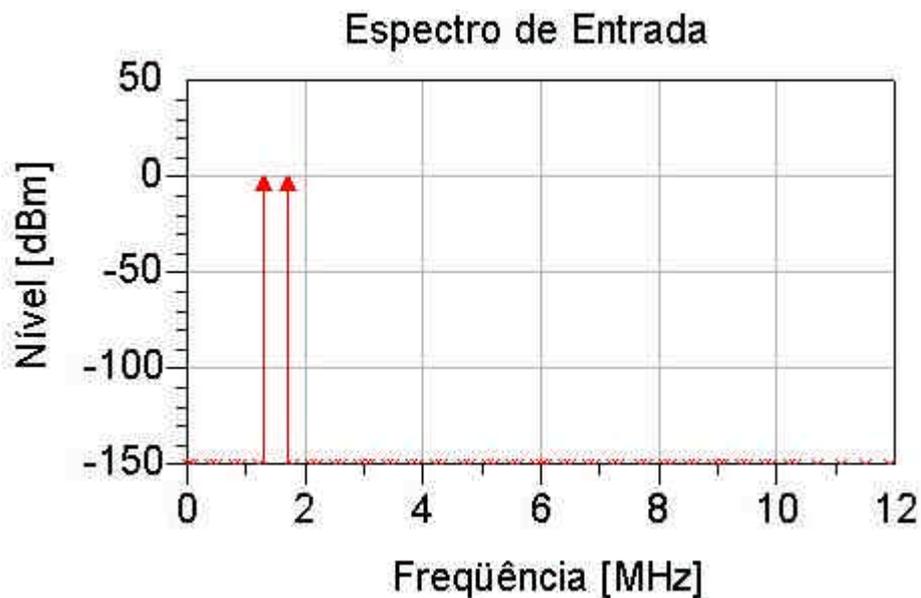


Figura 5.8 – Espectro de frequência para dois tons

O espalhamento espectral devido a geração harmônica e aos produtos de intermodulação é muito bem ilustrado pela Fig. 5.9.

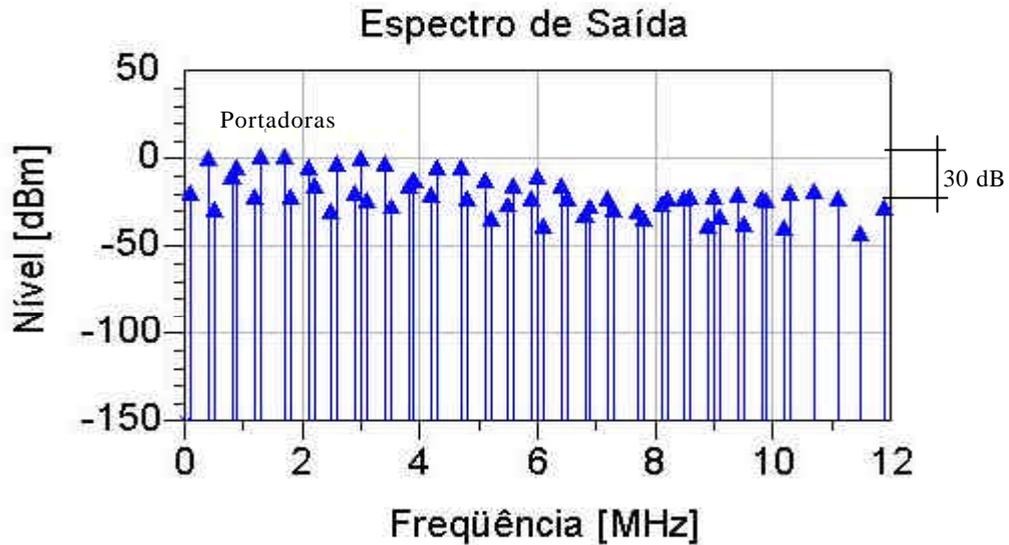


Figura 5.9 – Espectro de frequências de saída para dois tons

### 5.2.3 CARACTERÍSTICAS AM-AM E AM-PM

Na Fig. 5.10 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1.3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do amplificador e medindo-se a potência de saída do mesmo. As regiões linear e não linear são separados pelo limite localizado em torno da potência de entrada de 18 dBm.

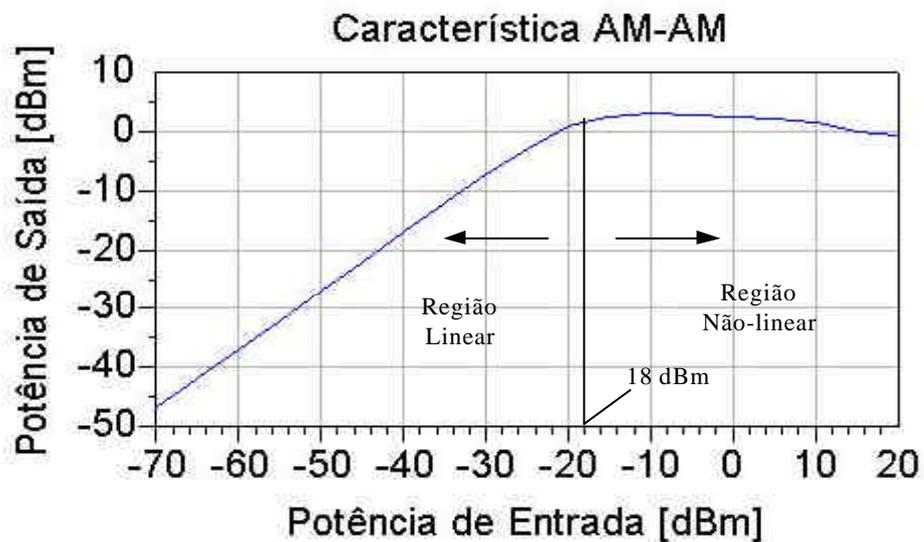


Figura 5.10 – Característica AM-AM (um tom)

Na Fig. 5.11 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1.3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do amplificador e medindo-se a defasagem do sinal de saída do mesmo. A divisão em regiões linear e não linear em torno da potência de entrada de  $-4$  [dBm].

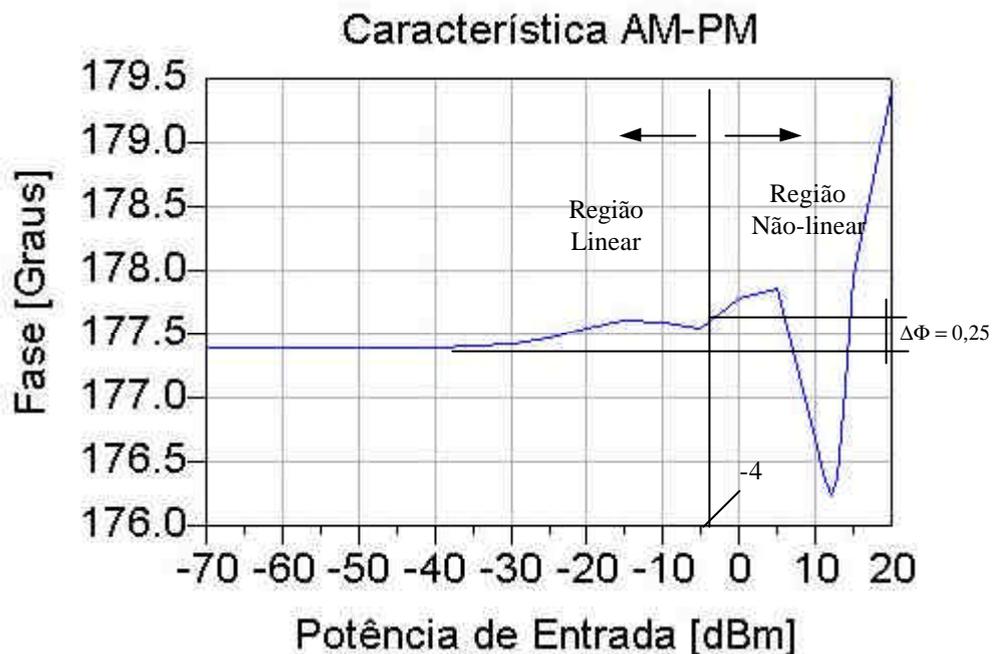


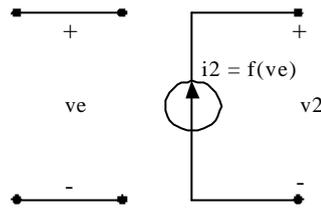
Figura 5.11 – Característica AM-PM (um tom)

### 5.3 MEDIDAS REALIZADAS NO AMPLIFICADOR COM A UTILIZAÇÃO DE TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO

As mesmas medidas anteriores foram feitas, porém, com a utilização de circuito de pré-distorção.

#### 5.3.1 CIRCUITO DE LINEARIZAÇÃO POR PRÉ-DISTORÇÃO EM BANDA-BÁSICA

Para a pré-distorção, foi concebida uma técnica de linearização baseada no modelamento exponencial apresentado no capítulo anterior. Considerando que este modelo é uma aproximação da corrente através da junção PN diretamente polarizada na estrutura de um diodo ou transistor bipolar, reportando-se à função de transferência descrita no item 3.3:



**Figura 5.12** – Fonte de corrente controlada por tensão que representa o funcionamento do amplificador.

$$i_2(t) = I_S e^{v_e q / kT} \quad (3.3)$$

Baseado nesse modelo simples, onde o comportamento não linear do amplificador é reduzido a uma relação exponencial, será considerada a inclusão de um estágio que realize a pré-distorção na forma inversa, ou seja, comportando-se como um amplificador logarítmico, onde:

$$v_2 = \ln(v_e) \quad (5.1)$$

ou

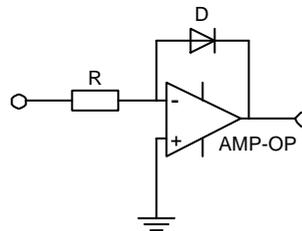
$$i_2'(t) = I_S e^{\ln(v_e) q / kT} = I_S v_e e^{q / kT} = K v_e \quad (5.2)$$

onde

$$K = I_S e^{q / kT} \quad (5.3)$$

estabelecendo-se uma relação linear entre  $i_2$  e  $v_i$ .

A função (5.1) pode ser implementada, em primeira aproximação, por meio da configuração clássica de um amplificador logarítmico:



**Figura 5.13** – Circuito de pré-distorção

De acordo com Hughes (1971) esse circuito se comporta, com limitações, em faixa dinâmica, faixa de passagem, e outros fatores que determinam o funcionamento ideal do amplificador operacional, dentro de uma característica  $\ln(x)$ .

Nos ensaios numéricos executados, essas limitações não foram especificamente consideradas, assumindo-se apenas os limites admitidos pelos modelos matemáticos internos do programa de simulação numérica (ADS).

O BJT utilizado foi o 2N918, um transistor de RF capaz de operar até a faixa de VHF. O programa assumiu suas características reais. Acoplando então o amplificador ao estágio de pré-distorção, o circuito submetido à análise numérica é apresentado na Fig. 5.14.

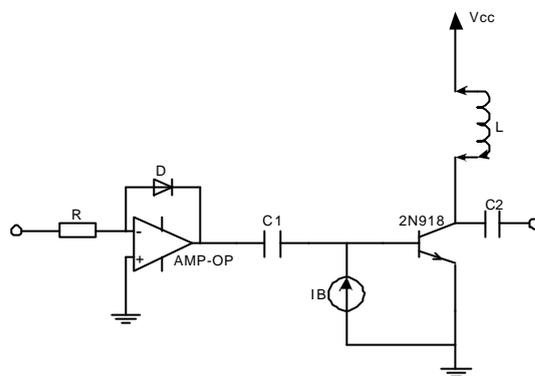


Figura 5.14 – Circuito de linearização e amplificador a ser linearizado.

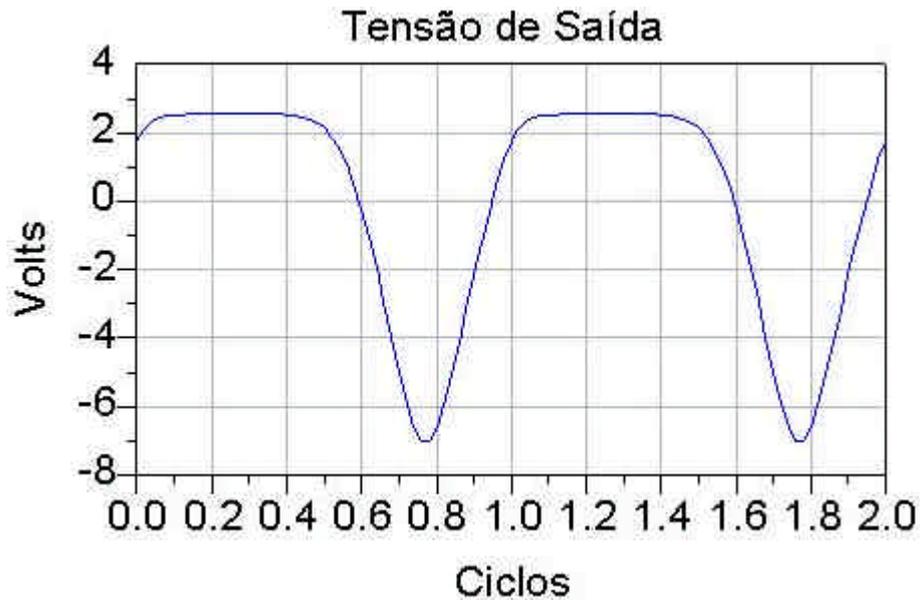
### 5.3.2 TENSÕES DE ENTRADA E SAÍDA PARA UME DOIS TONS

Repetindo a Fig. 5.2 na Fig.5.15 é observada a tensão de entrada do amplificador para um tom.



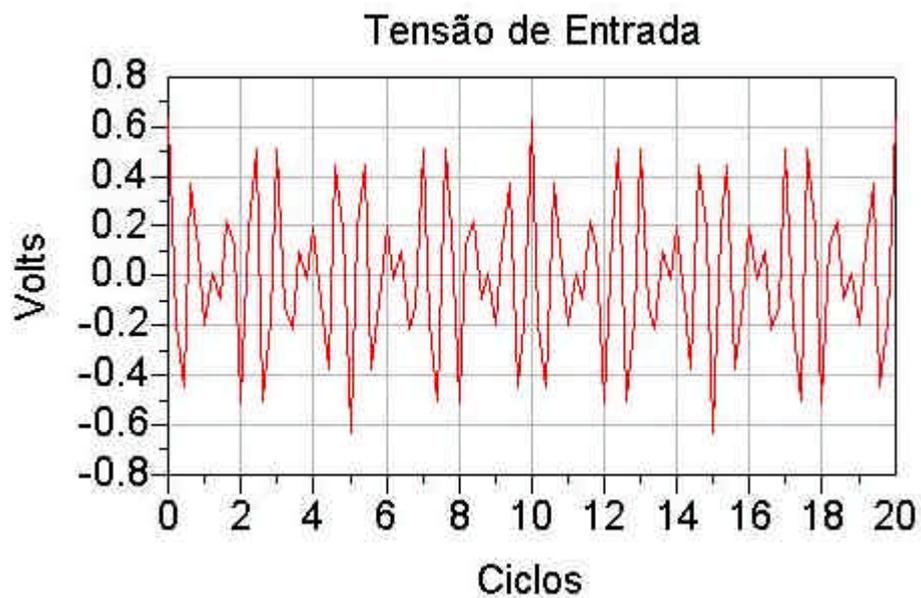
Figura 5.15 – Tensão de entrada para um tom

Na Fig. 5.16 é observada a tensão de saída do amplificador para um tom. Nota-se a diminuição da distorção devido a inserção do circuito de pré-distorção. Se a forma de onda for comparada com a Fig. 5.3 é perceptível a ausência das ondulações nessa figura.



*Figura 5.16 – Tensão de saída para um tom após a linearização.*

Repetindo a Fig. 5.4 na Fig. 5.17 é observada a tensão de entrada do amplificador para dois tons.



*Figura 5.17 – Tensão de entrada para dois tons*

Na Fig. 5.18 é observada a tensão de saída do amplificador para dois tons. Comparando-se com a Fig. 5.5 nota-se a diminuição da distorção devido a inserção do circuito de pré-distorção.

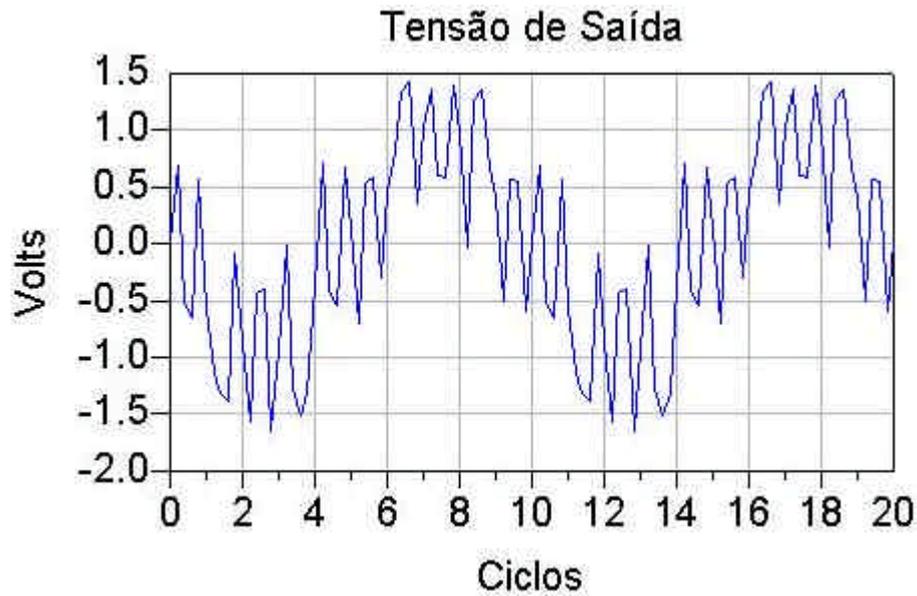


Figura 5.18 – Tensão de saída para dois tons após a linearização.

### 5.3.3 ESPECTROS DE FREQUÊNCIA DE SAÍDA PARA UME DOIS TONS

Repetindo a Fig. 5.6 na Fig. 5.19 é observado o espectro de frequência de entrada do amplificador para um tom.

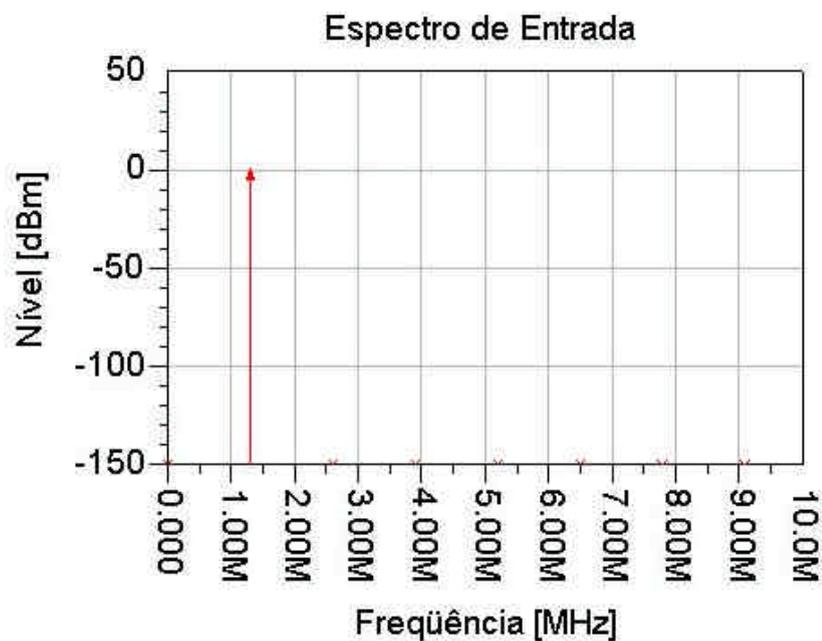


Figura 5.19 – Espectro de frequência para um tom

Na Fig. 5.20 é observado o espectro de frequência de saída do amplificador para um tom. Comparando-se com a Fig. 5.7 nota-se a diminuição do nível dos harmônicos superiores devido a inserção do circuito de pré-distorção.

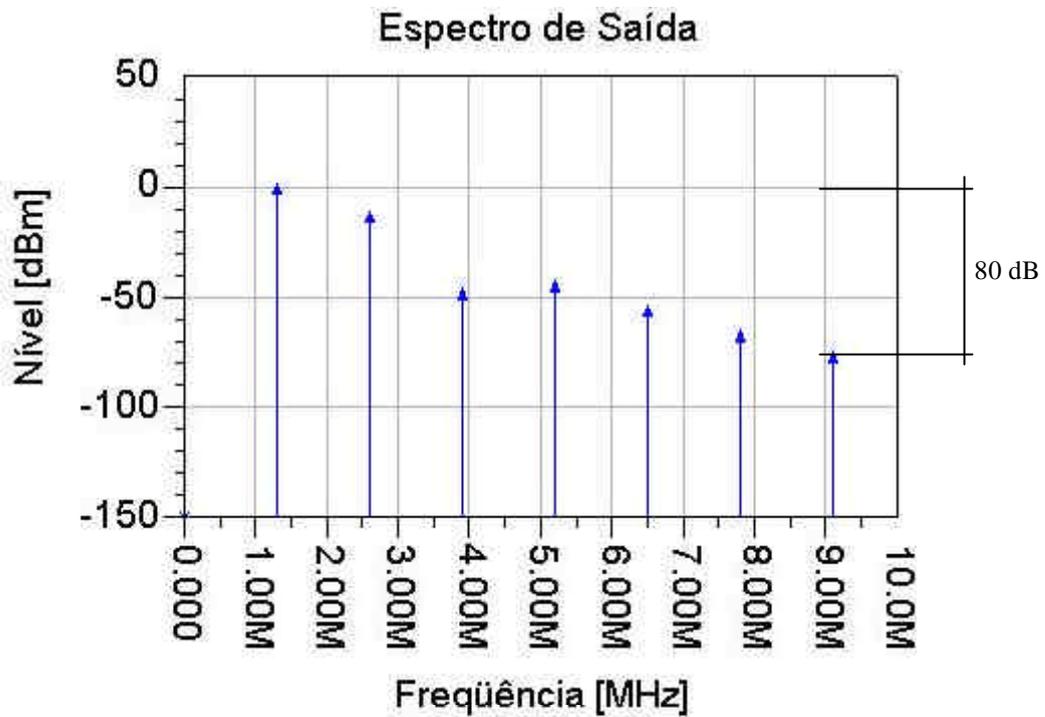


Figura 5.20 – Espectro de frequência para um tom

Repetindo-se a Fig. 5.8 na Fig. 5.21 é observado o espectro de frequência de entrada do amplificador para dois tons.

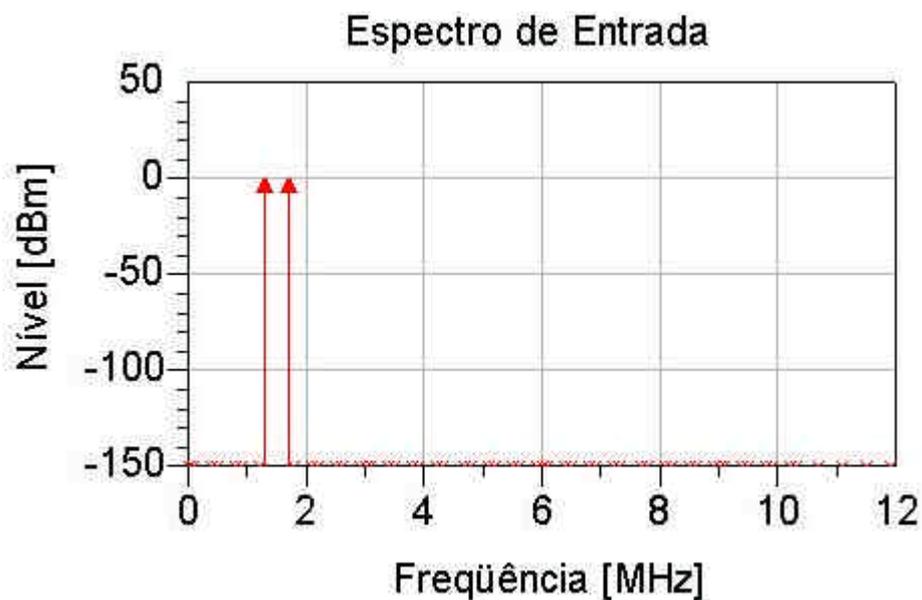


Figura 5.21 – Espectro de frequência para dois tons

Na Fig. 5.22 é observado o espectro de frequência de saída do amplificador para dois tons. Comparando-se com a Fig. 5.9 nota-se a diminuição do nível dos produtos de intermodulação superiores (acima de 6 MHz) devido a inserção do circuito de pré-distorção.

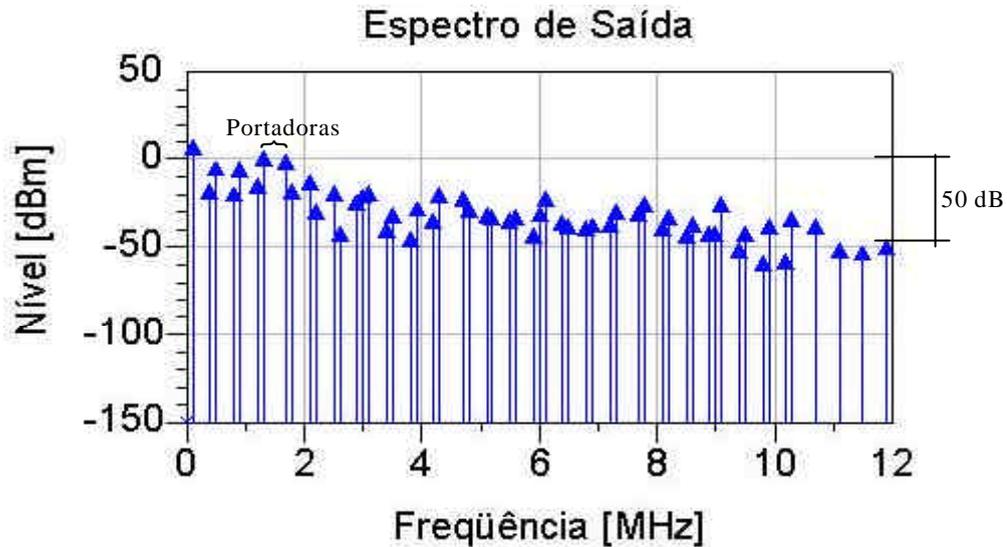


Figura 5.22 – Espectro de frequência para dois tons

#### 5.3.4 CARACTERÍSTICAS AM-AM E AM-PM

Na Fig. 5.23 é observada a característica AM-AM, na frequência de 1.3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do amplificador e medindo-se a potência de saída do mesmo. Comparando-se com a Fig. 5.10 nota-se o aumento da EFDL (Expansão da Faixa Dinâmica Linear).

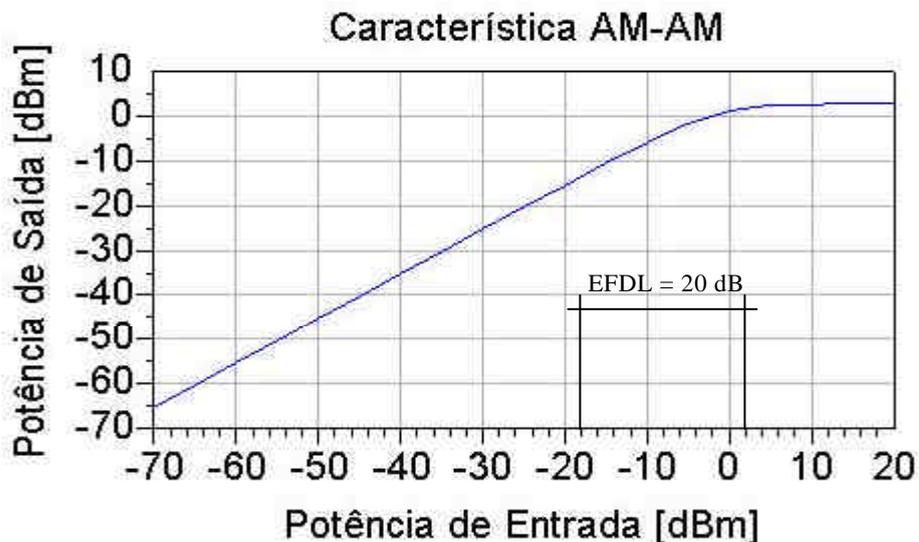


Figura 5.23 – Característica AM-AM (um tom)

Na Fig. 5.24 é observada a característica AM-PM, na frequência de 1.3 MHz. Este gráfico foi obtido variando-se a potência aplicada na entrada do amplificador e medindo-se a variação da fase do sinal de saída do mesmo. Comparando-se com a Fig. 5.11 nota-se o aumento da EFDL.

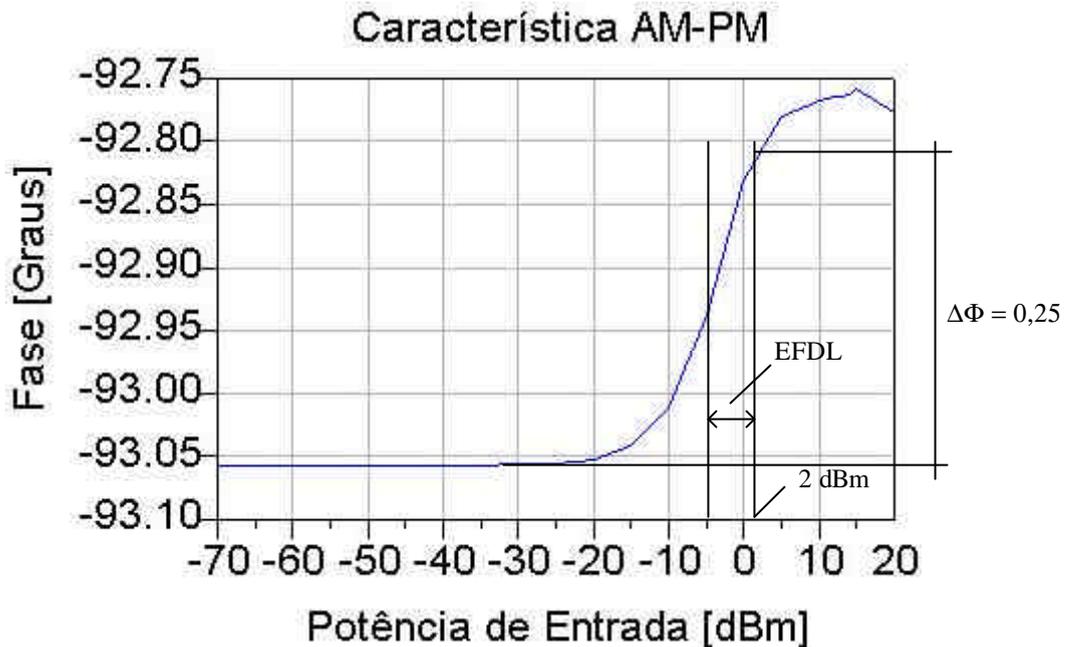


Figura 5.24 – Característica AM-PM (um tom)

#### 5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nas mesmas condições de excitação anteriores, foram obtidos as formas de onda e espectros apresentados nas Fig. 5.15 a 5.18. Para um tom, observa-se uma significativa diminuição do conteúdo harmônico no sinal de saída, evidente na forma de onda da Fig. 5.15 em relação a Fig. 5.3, e nos espectros da Fig. 5.17 em relação a Fig. 5.7. A redução nos harmônicos de ordem superior ( $5^{\circ}$  e  $6^{\circ}$ ) foi da ordem de 50 dB.

Com dois tons, a forma de onda da tensão da saída sem linearização, mostrada na Fig. 5.5, composta por nível constante serrilhado entrecortado por profundos picos negativos, indicando uma operação em classe C com estreito ciclo de serviço, para uma conformação mais regular e próxima do sinal de entrada (Fig.5.4), mostrada na Fig. 5.16. Com a linearização, o BJT conduz praticamente durante todo o ciclo de

trabalho e o espectro apresentado na Fig. 5.18 indica uma redução da ordem de 30 dB nos produtos de intermodulação de ordem superior (acima de 6 MHz).

### **5.5 APLICABILIDADE DO MÉTODO**

A maior restrição que pode ser colocada a respeito da aplicabilidade desse método na linearização de amplificadores de potência construídos com BJT é a dificuldade na implementação do amplificador logarítmico, responsável pela pré-distorção. A bibliografia indica que circuitos usualmente empregados apresentam limitações que podem comprometer uma característica, em ampla faixa dinâmica, precisamente logarítmica. Empresas como a Analog Devices e Motorola oferecem amplificadores logarítmicos na forma de circuitos integrados híbridos ou monolíticos, com faixas de utilização bem definidos.

Outra consideração oportuna é a simplicidade do modelo exponencial empregado. A simulação numérica do programa ADS, entretanto, opera com modelos matemáticos bastante elaborados e precisos para emular dispositivos semicondutores reais. A simulação numérica emprega o Método do Balanço Harmônico para determinar os valores estacionários da forma de onda na saída. Não se trata portanto, aplicar analiticamente uma função e sua inversa aos valores da entrada para se obter os resultados na saída. Isso significa que o modelo interno do ADS e o próprio comportamento do dispositivo real tem um comportamento exponencial mais sofisticado e a pré-distorção por uma função logarítmica permite alguma linearização com EFDL (Expansão da Faixa Dinâmica Linear) da ordem de 20 dB. Para uma faixa dinâmica mais ampla, esse processo apenas não é suficiente, mas pode ser combinado com outro qualquer, reduzindo a complexidade da eletrônica necessária ou facilitando a elaboração dos algoritmos de linearização com técnicas mais sofisticadas.

Em resumo, o método estudado oferece o recurso de uma pré-linearização ou permite compor um módulo de potência “menos” não linear que o amplificador “bruto” para métodos de linearização mais elaborados, facilitando sua implementação.

# CONCLUSÃO

---

## CAPÍTULO VI

A linearização de amplificadores de potência é sem dúvida um dos grandes desafios da engenharia eletrônica desse início de século. O advento da TV digital e a implantação dos sistemas de transmissão de alta capacidade e grande velocidade, são eventos que exigirão dispositivos com rígidas especificações quanto a intermodulação e emissão de espúrios.

Das diversas técnicas de linearização desenvolvidas ao longo das últimas técnicas, a mais promissora é a da pré-distorção digital combinada com alguma arquitetura derivada das concepções cartesianiana ou polar.

Implementar linearizadores eficientes, com bom desempenho quanto ao cancelamento das intermodulações, adaptativo e versátil, representa um desafio formidável para profissionais da engenharia eletrônica.

Não existem modelos essencialmente analíticos para representar as complexas relações entrada-saída quando dispositivos não lineares são utilizados. As soluções ou a determinação do comportamento desses dispositivos ainda depende consideravelmente de métodos numéricos iterativos, tais como o Balanço Harmônico e a Expansão em séries de Potência ou séries de Volterra.

Neste trabalho, algumas possibilidades de apoio a análise e a projetos foram verificados:

- programas comerciais do tipo ADS, da Agilent são extremamente úteis para determinar o comportamento do dispositivo não linear, a forma de onda e composição espectral dos sinais na saída em função da entrada;

- linearizadores, até os mais complexos, podem ser simulados numericamente com resultados bastante confiáveis;
- existem amplos recursos numéricos para simular não linearidades de qualquer natureza.

Apesar dessas facilidades computacionais, a investigação de modelos analíticos que sejam capazes de, pelo menos, aproximar os resultados obtidos com recursos exclusivamente numéricos, deve ser estimulada. Métodos iterativos dependem de condições iniciais e se essas, obtidas por modelos analíticos, estiverem próximas da solução, a convergência dos algoritmos de cálculo pode ser dramaticamente acelerada.

Este trabalho mostrou a pertinência dos modelos analíticos desenvolvidos por Clarke (1971) quando emulados numericamente. Nas simulações do Cap.5, no modelo exponencial simples para um BJT propôs-se um circuito de pré-distorção logarítmica. Empregando-se um transistor real, a simulação apresentou resultados razoáveis quanto a linearização. Com a disponibilidade de amplificadores logarítmicos precisos, é possível reduzir os efeitos da não linearidade do dispositivo de valores significativos. Isso significa poder relaxar um pouco a estrutura de linearização externa, reduzindo sua complexidade e custo.

Como foi realizado um amplo estudo produziu-se um texto resumido sobre o assunto. O conhecimento adquirido foi verificado e sedimentado por meio de várias simulações numéricas, considerando-se então que os objetivos propostos foram alcançados.

Os próximos trabalhos deveriam explorar os seguintes caminhos:

- estender os estudos de Clarke (1971) para a análise dos modelos não lineares excitados com dois ou vários tons, abrindo-se a perspectiva de investigação de possíveis modelos analíticos aproximados para FET, amplificadores diferenciais e estruturas com grandes reatâncias não-lineares;
- explorar as expressões de intermodulação deduzidas no Cap.3 através da análise numérica de Fourier, empregando a FFT, buscando determinar

analiticamente os produtos de intermodulação e a distribuição harmônica total na saída do elemento não linear;

- investigar se existe alguma correlação entre a expansão em série de potência de Volterra e as funções de Bessel presentes no modelo de Clarke e Hess.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BOSH, W., GATTI, G., *Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers*, IEEE-MTT, 1989.
- CAHANA, D., POTUKUCHI, J. R., MARSHALEK, R. G. e PAUL, D. K. *Linearized transponder technology for satellite communications*, IEEE-MTT, 1985.
- CARSON, R. S., *Radio Communications Concepts: Analog*, New York, John Wiley and Sons, 1998.
- CLARKE, K.K., HESS, D. T., *Communication Circuits: Analysis and Design*, Reading: Addison-Wesley, 1971.
- CRIPPS, S.C., *RF Amplifiers for Wireless Communications*, Norwood: Artech House, 1999.
- \_\_\_\_\_, S.C., *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Artech House, 2002.
- DIXON, R. C., *Radio Receiver Design*, New York, Marcel Dekker, 1998.
- HUGHES, R. S., *Logarithmic Video Amplifiers*, Massachusetts, Artech House, 1971.
- KENINGTON, P.B., *High-Linearity RF Amplifier Design*, and Norwood: Artech House, 2000.
- KUMAR, M., WHARTENBY, J. C. e WOLKSTEIN, H. J., *Predistortion linearizer using GaAs dual-gate mesfet for twta and sspa used in satellite transponders*, IEEE-MTT, 1985.
- LIMA, J., S., *Linearization of TV Transmitters with IF Pre-Distortion*, Telecommunication Journal, INATEL, BRASIL, 1998.
- MASS, Stephen A., *Nonlinear Microwave Circuits*, Piscataway, IEEE PRESS, 2<sup>a</sup> Ed. 1997.
- MILLMAN, J., HALKIAS, C. C., *Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems*, Tokyo, McGraw-Hill – Kogakusha, 1972.
- POTHECARY, N., *Feedforward Linear Power Amplifiers*, and Norwood: Artech House, 1999.
- REY, C.G., CLARK, E., *Linearization Performance for a Polar Work Function Predistorter*, IEEE-MTT, 1998.
- ROHDE, U. L., *Communications Receivers: Principles and Design*, New York, McGraw-Hill, 2<sup>a</sup> Ed. 1997.
- SPIEGEL, M., R., *Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas*, São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1974.
- VUOLEVI, J., RAHKONEN, T., *Distortion in RF Power Amplifiers*. Norwood: Artech House, 2003.
- WATKINS, B. E., NORTH X., *Predistortion of nonlinear amplifiers using neural networks*, IEEE-MTT, 1995.
- YI, J., YANG, Y. PARK, M., KANG, W. E KIM, B. *Analog Pre-Distortion Linearizer For High Power RF Amplifiers*, IEEE-MTT, Vol.48, N°12, 2709-2713, 2000.

## APÊNDICE I: DEDUÇÃO DE (3.15)

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos(q-j)} dq \right) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x)$$

Fazendo a seguinte substituição:

$$q - j = a$$

Logo:

$$da = d(q - j) \rightarrow da = dq - dj \rightarrow da = dq$$

Determinando os novos limites de integração:

Limite superior:

$$p - j$$

Limite inferior:

$$-p - j$$

Resultando na seguinte integral a ser resolvida:

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} da \right)$$

Calculando numericamente:

$$C_0 = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} da \right) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x)$$

APÊNDICE II DEDUÇÃO DE (3.16)

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos(q-j)} \cos nq dq \right) = \frac{2 \cos nj I_p}{e^x} I_n(x)$$

Fazendo a seguinte substituição:

$$q - j = a$$

Logo:

$$da = d(q - j) \rightarrow da = dq - dj \rightarrow da = dq$$

Determinando os novos limites de integração:

Limite superior:

$$p - j$$

Limite inferior:

$$-p - j$$

Resultando na seguinte integral a ser resolvida:

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} \cos n(a+j) da \right)$$

Sabendo-se que:

$$\cos(a+b) = \cos a \cdot \cos b + \operatorname{sen} a \cdot \operatorname{sen} b$$

Tem-se:

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} [\cos na \cdot \cos nj + \operatorname{sen} na \cdot \operatorname{sen} nj] da \right)$$

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left[ \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} \cos na \cdot \cos nj da \right) + \left( \frac{1}{2p} \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} \operatorname{sen} na \cdot \operatorname{sen} nj da \right) \right]$$

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left[ \left( \frac{1}{2p} \cos nj \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} \cos na da \right) + \left( \frac{1}{2p} \operatorname{sen} nj \int_{-p-j}^{p-j} e^{x \cos a} \operatorname{sen} na da \right) \right]$$

Sabendo-se que  $e^{x \cos a}$  é uma função par e que  $\sin na$  é uma função ímpar, conclui-se que a integral da multiplicação de uma função par por uma função ímpar é igual a zero.

Sabendo-se, também, que:

$$C_n = \frac{I_p}{e^x} \left( \frac{1}{2p} \int_{-p}^p e^{x \cos q} \cos nq dq \right) = \frac{2I_p}{e^x} I_n(x)$$

Então:

$$C_n = \frac{2 \cos nj I_p}{e^x} I_n(x)$$

### APÊNDICE III PROGRAMAS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÕES EM MATLAB

```
%Medidas com 1 tom%
%1. AM-AM e AM-PM sem linearização e espectro:
%b)
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t);
sx=abs(fft(s1));
s2=10.4.*(exp(s1));
s=abs(fft(s2,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.725,0.725,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectra');grid on
hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequency [Hz]'); ylabel('Level [dBm]');
%a)
v=[0.01:0.001:1.033];
x=v/0.026;
vol=10.4*Besseli(1,x);
vo2=besseli(0,x);
vo=vol./vo2;
Pin=10*log10(((v.^2)/50)/0.001);
Po=10*log10(((vo.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.125,0.725,0.225,0.225])
plot(Pin,Po); title('AM-AM ');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Pout [dBm]');
subplot('position',[0.425,0.725,0.225,0.225])
plot(Pin,angle(10*log10(((s2.^2)/2000)/0.001)));title('AM
-PM');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Angle [rad]');
%2. AM-AM e AM-PM com linearização por realimentação e
espectro:
%b)
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t);
sx=abs(fft(s1));
s2=(10.4/1.5).*(exp(s1));
s=abs(fft(s2,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.725,0.4,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectro de Saída (por real.)');grid
on
```

```

hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequência [Hz]'); ylabel('Nível [dBm]');
%a)
v=[0.01:0.001:1.033];
x=(v/1.5)/0.026;
vol=10.4*Besseli(1,x);
vo2=besseli(0,x);
vo=vol./vo2;
Pin=10*log10(((v.^2)/50)/0.001);
Po=10*log10(((vo.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.125,0.4,0.225,0.225])
plot(Pin,Po); title('AM-AM (por real.)');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Pout [dBm]');
subplot('position',[0.425,0.4,0.225,0.225])
plot(Pin,angle(10*log10(((s2.^2)/2000)/0.001)));title('AM
-PM (por real.)');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Angulo [rad]');
%3. AM-AM e AM-PM com linearização por pré-distorção:
%b)
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t);
sx=abs(fft(s1));
f=log(s1);
s2=10.4.*(exp(f));
s=abs(fft(s2,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.725,0.075,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectra'); grid on
hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequence [Hz]'); ylabel('Level [dBm]');
%a)
v=[0.01:0.001:1.033];
vo=v*10.4;
Pin=10*log10(((v.^2)/50)/0.001);
Po=10*log10(((vo.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.125,0.075,0.225,0.225])
plot(Pin,Po); title('AM-AM');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Pout [dBm]');
subplot('position',[0.425,0.075,0.225,0.225])
plot(Pin,angle(10*log10(((s2.^2)/2000)/0.001)));title('AM
-PM ');grid on
xlabel('Pin [dBm]'); ylabel('Angle [rad]');

```

```

%Medidas com 2 tons%
%1. Espectro sem linearização:
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t)+cos(2*pi*1.7*t);
sx=abs(fft(s1));
s2=10.4.*(exp(s1));
s=abs(fft(s2,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.125,0.725,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectra');grid on
hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequency [Hz]'); ylabel('Level [dBm]');
%2. Espectro com linearização por realimentação:
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t)+cos(2*pi*1.7*t);
sx=abs(fft(s1));
s2=(10.4/1.5).*(exp(s1));
s=abs(fft(s2,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.425,0.725,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectro de Saída (sem
linearização)');grid on
hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequência [Hz]'); ylabel('Nível [dBm]');
%3. Espectro com linearização por realimentação:
clear
clc
t=[0:0.01:10.23];
s1=cos(2*pi*1.3*t)+cos(2*pi*1.7*t);
sx=abs(fft(s1));
s2=log(s1);
s3=10.4*exp(s2);
s=abs(fft(s3,1024));
d=10*log10(((s.^2)/2000)/0.001);
subplot('position',[0.725,0.725,0.225,0.225])
plot(t*10,d); title('Espectra');grid on
hold on
plot(t*10,10*log10(((sx.^2)/50)/0.001),'r')
xlabel('Frequency[Hz]'); ylabel('Level [dBm]');

```