



**Universidade de  
Aveiro  
2004**

Departamento de Electrónica e  
Telecomunicações

**João Paulo Tavares  
Martins**

**Estudo de Técnicas de Linearização em Dispositivos  
de RF**



**Universidade de  
Aveiro  
2004**

Departamento de Electrónica e  
Telecomunicações

**João Paulo Tavares  
Martins**

**Estudo de Técnicas de Linearização em Dispositivos  
de RF**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Nuno Borges de Carvalho, Professor do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro.

## **O júri**

Presidente

**Professor Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro**  
professor catedrático do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da  
Universidade de Aveiro

Orientador

**Professor Doutor Nuno Borges de Carvalho**  
professor associado do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da  
Universidade de Aveiro

Arguente

**Professora Doutora Maria João Ramos do Rosário**  
professora associada da Faculdade de Engenharia do Instituto Superior  
Técnico

Arguente

**Professor Doutor José Angel Garcia**  
professor auxiliar do departamento de Engenharia de Telecomunicações da  
Universidade da Cantábria



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar quero agradecer ao Professor Nuno Borges de Carvalho, meu orientador, o apoio e a disponibilidade que sempre demonstrou. Sem as suas sugestões e incentivo este trabalho não teria sido possível.

Agradeço igualmente ao Prof. José Carlos Pedro pelas horas de discussão e pelos ensinamentos transmitidos.

Quero também deixar uma palavra de apreço aos meus colegas de grupo, Eng. Pedro Lavrador e Eng. Pedro Cabral pelo ambiente de camaradagem e pelo companheirismo que demonstraram ao longo de toda esta caminhada.

A todos os membros do Instituto de Telecomunicações, pelas facilidades concedidas na elaboração deste trabalho.

De uma forma muito especial a toda a minha família, aos meus pais e irmãos pelo apoio e motivação.

## **Resumo**

O objectivo principal desta dissertação é o estudo das técnicas de linearização usadas em sistemas de radiofrequência. Uma nova técnica de linearização de misturadores baseada em pós-distorção é proposta e validada experimentalmente. A principal vantagem deste método é a sua simplicidade de implementação aliada aos bons resultados de linearização.

As técnicas de medida de fase em sinais multi-tom são também abordadas visto terem um papel fundamental no processo de concepção de sistemas de linearização. Uma nova técnica de medida de fase para sinais multi-tom não correlacionados baseada em filtragem espectral é proposta e validada experimentalmente. Este método apresenta uma boa gama dinâmica e uma topologia simples de implementar com instrumentos laboratoriais comuns.

## **Abstract**

The purpose of this thesis is on the study of the most spread linearization techniques used on the radiofrequency systems. A new technique for mixer's linearization based on post distortion is also proposed and validated experimentally. The main advantage of this method is their simple topology and the good linearization results achieved.

The phase measurement techniques in multi-tone signals are also discussed due to their significance in the project of linearization systems. A new technique based on spectral filtering is proposed and validated by simulation and experimentally. The setup proposed is able to perform measurements with multi-tone uncorrelated signals. This new method presents an extended dynamic range and is simple to implement with ordinary laboratorial instruments.



## ÍNDICE GERAL

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVAÇÃO.....	1
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	3
<b>2</b>	<b>SISTEMAS NÃO LINEARES – CARACTERIZAÇÃO.....</b>	<b>5</b>
2.1	MODELAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES.....	6
2.2	IMPACTO DAS NÃO-LINEARIDADES NOS SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES .....	11
2.2.1	<i>Dessensibilização</i> .....	11
2.2.2	<i>Intermodulação</i> .....	11
2.2.3	<i>Modulação Cruzada</i> .....	12
2.2.4	<i>Geração de Harmónicos</i> .....	13
2.2.5	<i>Distorção de Fase</i> .....	13
2.3	BANCADAS DE MEDIDA PARA CARACTERIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO-LINEARES .....	14
2.3.1	<i>Teste de um tom</i> .....	15
2.3.2	<i>Teste de dois tons</i> .....	16
2.3.3	<i>Teste com Sinais Contínuos</i> .....	17
2.4	FIGURAS DE MÉRITO PARA CARACTERIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES.....	19
2.4.1	<i>Ponto 1 dB de Compressão</i> .....	19
2.4.2	<i>Ponto de Intercepção de 3ª Ordem</i> .....	20
2.4.3	<i>ACPR</i> .....	22
2.4.4	<i>NPR</i> .....	23
2.4.5	<i>CCPR</i> .....	25
<b>3</b>	<b>TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO .....</b>	<b>27</b>
3.1	REALIMENTAÇÃO NEGATIVA .....	27
3.1.1	<i>Realimentação Negativa – Conceitos Teóricos</i> .....	28
3.1.2	<i>Realimentação Negativa à Frequência Fundamental</i> .....	29
3.1.3	<i>Realimentação Negativa à Segunda Harmónica</i> .....	30
3.1.4	<i>Realimentação Negativa por Loop Polar</i> .....	31
3.1.5	<i>Realimentação por Loop Cartesiano</i> .....	31
3.1.6	<i>Realimentação Negativa à Frequência da Envolvente</i> .....	32
3.1.7	<i>Realimentação - Considerações Gerais</i> .....	33
3.2	FEEDFORWARD .....	34
3.2.1	<i>Feedforward – Conceitos Teóricos</i> .....	35
3.2.2	<i>Feedforward Adaptativo</i> .....	37
3.2.3	<i>Feedforward - Considerações Gerais</i> .....	38

---

3.3	PRÉ-DISTORÇÃO.....	39
3.3.1	<i>Pré-distorção – Conceitos Teóricos</i> .....	39
3.3.2	<i>Pré-distorção em RF/FI</i> .....	41
3.3.3	<i>Pré-distorção Harmónica</i> .....	42
3.3.4	<i>Pré-distorção Cartesiana</i> .....	43
3.3.5	<i>Pré-distorção Polar</i> .....	44
3.3.6	<i>Pré-distorção - Considerações Gerais</i> .....	44
3.4	PÓS-DISTORÇÃO.....	45
3.5	LINC/CALLUM.....	47
3.5.1	<i>Eliminação e Restauo de Envolvente</i> .....	49
3.6	LINEARIZAÇÃO DE MISTURADORES.....	50
3.6.1	<i>Técnica de Feedforward</i> .....	50
3.6.2	<i>Técnica de Pré-distorção</i> .....	51
3.6.3	<i>Reconversão de Frequência</i> .....	52
3.7	LINEARIZAÇÃO – ANÁLISE COMPARATIVA.....	53
<b>4</b>	<b>FASE – DEFINIÇÃO E PROCESSO DE MEDIDA .....</b>	<b>57</b>
4.1	DEFINIÇÃO DE FASE.....	57
4.2	RELAÇÃO DE FASE ENTRE SINAIS HARMÓNICOS.....	58
4.3	TÉCNICAS DE MEDIDA DE FASE.....	62
4.3.1	<i>Diferença Temporal</i> .....	63
4.3.2	<i>Diferença Temporal Baseada em dois Misturadores</i> .....	64
4.3.3	<i>Aquisição de Formas de Onda em Sistemas a Operar em Sinal Forte – Tons Harmonicamente Correlacionados</i> .....	67
4.3.4	<i>Cancelamento de Sinal</i> .....	69
4.3.5	<i>Técnica de Injecção de Sinal</i> .....	71
4.3.6	<i>Aquisição de Formas de Onda em Sistemas a Operar em Sinal Forte – Tons Harmonicamente Descorrelacionados</i> .....	72
4.3.7	<i>O Analisador de Redes de Sinal Forte</i> .....	74
<b>5</b>	<b>MEDIDA DE FASE POR FILTRAGEM ESPECTRAL .....</b>	<b>77</b>
5.1	SETUP DE MEDIDA.....	77
5.2	SIMULAÇÃO DO SISTEMA.....	80
5.3	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL.....	82
<b>6</b>	<b>LINEARIZAÇÃO DE UM MISTURADOR ATRAVÉS DE PÓS-DISTORSÃO</b>	<b>85</b>
6.1	BLOCO MISTURADOR.....	85
6.1.1	<i>Análise Teórica (Misturador Ideal)</i> .....	85

6.1.2	<i>Figuras de Mérito dos Misturadores</i> .....	87
6.1.3	<i>Perdas de Conversão</i> .....	88
6.1.4	<i>Factor de Ruído</i> .....	89
6.1.5	<i>Gama Dinâmica</i> .....	90
6.1.6	<i>Intermodulação</i> .....	91
6.1.7	<i>Isolamento entre Portos</i> .....	92
6.1.8	<i>Projecto de um Misturador</i> .....	92
6.2	<b>BLOCO DE PÓS-DISTORSÃO</b> .....	97
6.2.1	<i>Topologia</i> .....	97
6.2.2	<i>Projecto do Pós-distorçor</i> .....	98
6.2.3	<i>Implementação Prática / Laboratorial</i> .....	101
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>105</b>
7.1	<b>PERSPECTIVAS DE TRABALHO FUTURO</b> .....	106



## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1- Diagrama de blocos de um sistema de recepção evidenciando as fontes de não linearidades.....	2
Fig. 2- Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 3ª ordem para uma entrada constituída por dois tons. ....	9
Fig.3- Espectro de frequência evidenciando as componentes fundamentais e as componentes de intermodulação de 3ª e 5ª ordem. ....	12
Fig. 4- Conversão AM/PM num sistema não linear. A resultante é constituída pela soma da componente de 1ª ordem com a de 3ª ordem.....	14
Fig. 5- Bancada de caracterização de 1 tom .....	15
Fig. 6- Bancada de caracterização de 2 tons .....	17
Fig. 7- Bancada de caracterização com sinais contínuos.....	17
Fig. 8- Bancada de caracterização da distorção co-canal .....	18
Fig. 9- Resposta linear e resposta real evidenciando ponto 1 dB de compressão.....	20
Fig. 10- Ponto de intercepção de terceira ordem .....	21
Fig. 11- Espectro de saída de um sistema não linear excitado por dois tons evidenciando as componentes de intermodulação .....	22
Fig. 12- Bandas de integração para o calculo do ACPR.....	23
Fig. 13- Espectro característico de um sinal de teste para determinação do NPR.....	24
Fig. 14- Distorção co-canal.....	25
Fig. 15- Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa .....	28
Fig. 16- Realimentação negativa à frequência fundamental.....	29
Fig. 17- Realimentação negativa à segunda harmónica.....	30
Fig. 18 - Linearização baseada realimentação negativa por loop polar .....	31
Fig. 19- Linearização baseada realimentação negativa por loop cartesiano.....	32
Fig. 20- Realimentação negativa à frequência envolvente .....	33
Fig. 21- Linearização por feedforward .....	34
Fig. 22- Nível de cancelamento em função do erro de amplitude e de fase .....	37
Fig. 23- Linearização por feedforward adaptativo.....	38
Fig. 24- Resposta de um sistema de linearização por pré-distorção .....	39
Fig. 25- Diagrama de blocos de um sistema de linearização.....	40

---

Fig. 26– Componentes espectrais de um sistema de pré-distorção .....	41
Fig. 27– Linearizador baseado em dois ramos .....	42
Fig. 28- Linearização por pré-distorção cartesiana .....	43
Fig. 29– Cascata de dois sistemas não lineares.....	45
Fig. 30– Amplificação linear baseada na técnica LINC.....	48
Fig. 31– Linearização baseada na eliminação e restauro da envolvente .....	50
Fig. 32– Topologia do sistema de linearização de misturadores por feedforward.....	51
Fig. 33– Topologia de linearização por pré-distorção.....	52
Fig. 34– Topologia do sistema de linearização por reconversão de frequência.....	52
Fig. 35– Fluxograma do método de alinhamento espectral para a obtenção das fases relativas. ....	62
Fig. 36– Medida de fase de 1 tom através de diferença temporal.....	63
Fig. 37– Configuração da bancada de medida de fase de 1 tom .....	64
Fig. 38– Visualização das formas de onda evidenciando a diferença temporal entre transições por zero.....	64
Fig. 39– Bancada de aquisição de formas de onda de sistemas a operar em sinal forte ....	67
Fig. 40– Bancada de medida de fase de sinais harmonicamente descorrelacionados.....	70
Fig. 41– Bancada automática de medida de fase de sinais não correlacionados .....	71
Fig. 42– Analisador de redes de sinal forte.....	74
Fig. 43– Setup de medida de fase para sinais não correlacionados.....	78
Fig. 44– Circuito implementado no simulador ADS.....	80
Fig. 45– Potência de saída para as componentes fundamentais e de IMD em função de um varrimento da potência de entrada. ....	81
Fig. 46– Fase das componentes de distorção em função de um varrimento da potência do sinal de entrada.....	81
Fig. 47 –Circuito de teste implementado em hardware.....	82
Fig. 48– Potência de saída para as componentes fundamentais e de IMD em função de um varrimento da potência de entrada. ....	83
Fig. 49– Fase das componentes de distorção em função de um varrimento da potência do sinal de entrada.....	83
Fig. 50– Misturador a díodos duplamente balanceado.....	86
Fig. 51– Modelo de um díodo de RF .....	88

Fig. 52– Esquema do misturador implementado .....	93
Fig. 53– Variação da potência do sinal de <i>FI</i> com a potência do <i>OL</i> .....	94
Fig. 54– Variação da potência do sinal de <i>FI</i> e da intermodulação com a variação do sinal de <i>RF</i> .....	94
Fig. 55– Variação da fase da <i>FI</i> e da distorção de intermodulação com a variação da potência de <i>RF</i> .....	95
Fig. 56– Resposta do filtro de <i>FI</i> .....	96
Fig. 57– Componente imaginária da resposta do filtro de <i>FI</i> .....	96
Fig. 58– Componente real da resposta do filtro de <i>FI</i> .....	97
Fig. 59– Topologia do bloco de Pós-distorção .....	98
Fig. 60– Esquema do linearizador implementado .....	99
Fig. 61– Resposta de fase do pós-distorçor em função da corrente de polarização .....	99
Fig. 62– Resposta do pós-distorçor em potência.....	100
Fig. 63– Sistema completo incluindo misturador e pós-distorçor.....	100
Fig. 64– Resposta simulada do sistema de linearização.....	101
Fig. 65– Saída do misturador para um sinal de dois tons.....	102
Fig. 66– Sinal de saída do linearizador para um teste de dois tons.....	102
Fig. 67– Resposta do sistema de linearização a um sinal CDMA.....	103
Fig. 68– Sinal à saída do sistema em função da potência de entrada.....	103



# Capítulo 1

## 1 Introdução

### 1.1 Motivação

A evolução das telecomunicações a que se tem assistido nas últimas décadas revolucionou o ritmo, a forma e o modo de pensar da sociedade actual. Este processo está mais activo que nunca e, a cada momento, são lançados novos desafios que exigem soluções de maior complexidade técnica. Nesse sentido, os ritmos de transmissão dos sistemas de telecomunicações têm sofrido um incremento vertiginoso para suprir as necessidades de um maior número de utilizadores e de aplicações orientadas no sentido da mobilidade e da liberdade de acção.

Os principais sistemas de telecomunicações convencionais são baseados em modulações de envolvente constante sendo a informação codificada na frequência ou na fase da portadora. Desta forma, os blocos constituintes destes sistemas não têm requisitos apertados em termos de linearidade podendo ser projectados no sentido da maximização da eficiência em potência. Contudo, neste tipo de projecto, a ocupação do espectro é ineficiente. A eficiência em potência é um factor determinante essencialmente nos equipamentos móveis devido ao uso de baterias como fonte de energia [1].

A utilização de um sinal com envolvente não constante num sistema optimizado para eficiência em potência traduz-se numa contaminação do espectro devido às características não-lineares do sistema de amplificação e no aumento da taxa de erros visto que o conteúdo informativo também é afectado. Do ponto de vista da recepção este efeito é mais visível uma vez que os níveis de potência do conteúdo informativo são próximos dos níveis de potência da distorção. Assim, o sinal presente num dado canal pode dificultar a recepção desse próprio canal ou dos canais adjacentes devido às características não lineares intrínsecas ao sistema.

A principal fonte de não linearidades num sistema de transmissão reside no amplificador de potência [2, 3]. No entanto, no caso de um sistema de recepção, as não linearidades do amplificador de baixo ruído, do misturador e do sistema de aquisição de dados devem ser consideradas.

Verifica-se assim que, o projecto de um sistema ideal deve ponderar a optimização das características de eficiência espectral e de eficiência em potência, as quais apresentam uma interdependência antagónica.

O espectro electromagnético é um recurso limitado, e por isso, alvo de uma optimização e gestão meticulosa. As tecnologias digitais deram um contributo fundamental neste campo e estão na base do aumento da capacidade da fiabilidade e da segurança dos novos sistemas de telecomunicações.

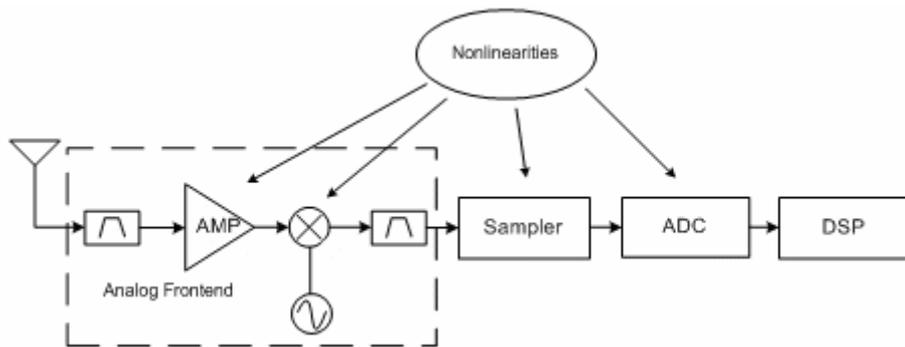


Fig. 1- Diagrama de blocos de um sistema de recepção evidenciando as fontes de não linearidades

A contrapartida deste processo é a maior complexidade dos equipamentos de telecomunicações. Este aspecto é notório nos novos sistemas cujas normas são mais exigentes e requerem características mais próximas da idealidade.

Tendo em conta o comportamento descrito, verifica-se que uma forma de conjugar eficiência em potência com um uso racional do espectro pode ser obtido através da optimização das características de linearidade.

## **1.2 Estrutura da Dissertação**

O objectivo principal desta dissertação é o estudo das técnicas de linearização usadas em sistemas de radiofrequência. As técnicas de medida de fase em sinais multi-tom são também abordadas visto terem um papel fundamental no processo de concepção de sistemas de linearização.

Assim sendo, no segundo capítulo é apresentado um resumo das principais características dos sistemas não lineares e as figuras de mérito mais usadas para os caracterizar.

No terceiro capítulo é apresentada uma revisão dos métodos de linearização convencionais. A sua aplicação a misturadores é também apresentada. Finalmente, uma análise comparativa de desempenho das várias técnicas de linearização é apresentada.

O quarto capítulo é dedicado ao estudo de técnicas de medida de fase. Aqui é apresentado um resumo das técnicas de medida de fase referidas na literatura e que servem de base aos actuais instrumentos de medida.

No quinto capítulo é apresentado um novo sistema de medida de fase para sinais multi-tom não correlacionados. Este sistema é validado por simulação e experimentalmente.

O sexto capítulo é dedicado ao projecto de um sistema de linearização de um misturador baseado na técnica de pós-distorsão. A aplicação deste método de linearização a misturadores não é referida na literatura constituindo assim uma inovação na área.

O sétimo, e último capítulo, é dedicado a análise do trabalho apresentado nos capítulos anteriores e à extracção das conclusões relevantes. São também apresentadas as possíveis linhas orientadoras de trabalho futuro nesta área de conhecimento.

No âmbito deste trabalho foram publicados vários artigos científicos:

- [1] João Paulo Martins, Nuno Borges Carvalho and José Carlos Pedro “*Post-Distortion Linearising Technique Applied to Mixers*”, ConfTele, Aveiro , 2003
- [2] João Paulo Martins and Nuno Borges Carvalho, “*Spectral Filtering Setup for Uncorrelated Multi-tone Phase and Amplitude Measurement*”, European Microwave Conference, Amsterdam, 2004
- [3] João Paulo Martins, Nuno Borges Carvalho and José Carlos Pedro “*A New Approach to Mixer’s Linearization*”, European Microwave Conference, Amsterdam, 2004



## Capítulo 2

# 2 Sistemas Não-Lineares – Caracterização

Os sistemas dinâmicos na área da electrónica de radiofrequência podem ser agrupados em quatro categorias principais:

- Sistemas lineares sem memória
- Sistemas lineares com memória
- Sistemas não-lineares sem memória
- Sistemas não-lineares com memória

Um sistema dinâmico linear caracteriza-se por alterar um sinal aplicado à sua entrada de tal forma que cada componente sinusoidal é afectada em módulo e fase linearmente. Além disso, nenhum conteúdo espectral, para além do que é colocado à entrada está presente na saída [4]. O sinal à saída de um sistema num dado instante, pode depender do sinal presente na entrada nesse mesmo instante ou depender também do sinal de entrada em instantes anteriores.

No primeiro caso diz-se que o sistema não apresenta memória. Um exemplo de um sistema linear sem memória é o caso de um divisor resistivo. Neste sistema, o sinal de saída depende linearmente do sinal à entrada a cada instante ignorando toda a dinâmica dos instantes anteriores. Num sistema linear com memória, o sinal de saída num dado instante depende não só da entrada nesse instante mas também das entradas em instantes anteriores. O sistema guarda de alguma forma informação do seu percurso ao longo do tempo.

Um exemplo de um sistema com este tipo de resposta consiste num filtro passivo. No domínio da frequência, as componentes espectrais de entrada são colocadas na saída alteradas em módulo e fase. No domínio do tempo, verifica-se que o sinal num dado instante depende das entradas verificadas durante um intervalo temporal que é função das características do filtro.

Um sistema não-linear apresenta uma resposta mais complexa e exige um tratamento matemático mais elaborado. Este tipo de sistema caracteriza-se por alterar o sinal de entrada de uma forma em que o princípio da sobreposição e proporcionalidade não se verificam. Do ponto de vista espectral, pode haver componentes à entrada que foram totalmente suprimidas pelo sistema e, por outro lado, o sinal de saída pode conter componentes que não fazem parte do sinal de entrada. Este comportamento é vulgarmente designado por regeneração espectral.

Mais uma vez, a saída a cada instante pode depender do sinal colocado à entrada nesse mesmo instante ou num período temporal passado sendo os sistemas não lineares igualmente designados respectivamente por sem memória ou com memória [5].

## 2.1 Modelação de Sistemas Não-Lineares

Os sistemas não-lineares podem ser divididos em dois grupos no que diz respeito à ordem do polinómio capaz de aproximar a função do sistema com um erro inferior a um dado limiar. Assim, um sistema pode ser caracterizado por apresentar uma característica não-linear fraca, como é o caso de um amplificador de radiofrequência, ou de ser fortemente não-linear como é exemplo um *smith-trigger*.

Os sistemas de radiofrequência são na sua maioria fracamente não-lineares. Este facto tem grandes vantagens visto que a sua descrição matemática pode ser efectuada por expansão em série de Taylor ou em série de Volterra. Estas são ferramentas simples e que fornecem informação não só quantitativa mas também qualitativa acerca dos mecanismos de geração de distorção, sendo esta uma das principais vantagens em relação aos métodos numéricos de simulação.

Para sistemas fortemente não-lineares a representação por expansão em série não é viável pois o número de termos a considerar para se obter uma aproximação razoável é muito elevado e, para além disso, não há garantias de convergência. A escolha do tipo de expansão depende essencialmente das características do sistema. Uma série de potências apresenta uma formulação muito simples, contudo, assume que o sistema não-linear não tem memória. Por outro lado, a análise por séries de Volterra é mais genérica possibilitando o tratamento de sistemas com memória [4].

Para ilustrar os mecanismos envolvidos na resposta de um sistema não-linear considere-se a seguinte série de potências truncada à terceira ordem:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n x^n(t) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots \quad \text{Eq 2-1}$$

Em que:  $a_0$  - Coeficiente da componente DC

$a_1$  - Coeficiente da componente linear

$a_2$  - Coeficiente da componente de 2ª ordem

$a_3$  - Coeficiente da componente de 3ª ordem

$x(t)$  - Sinal de entrada

$y(t)$  - Sinal de saída

Uma série de potências tem a capacidade de descrever um sistema não-linear sem memória. Considere-se uma entrada constituída por dois tons:

$$x(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad \text{Eq 2-2}$$

A resposta linear do sistema reduz-se a:

$$y_1(t) = a_1 x(t) = a_1 (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)) \quad \text{Eq 2-3}$$

Com  $a_0 = a_2 = a_3 = 0$

Neste caso, a saída é uma réplica da entrada afectada de um factor de ganho. Num sistema real quando o nível de sinal de entrada verifica a condição  $x(t) \gg x(t)^n$ , diz-se que se está na zona de sinal fraco e a resposta pode ser aproxima pela componente de primeira ordem.

A componente de segunda ordem de um sistema não linear pode ser modelada por:

$$y_2(t) = a_2 x^2(t) = a_2 (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^2 = \frac{1}{2} a_2 [V_1^2 + V_2^2] + \frac{1}{2} a_2 V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 V_2^2 \cos(2\omega_2 t) + a_2 V_1 V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + a_2 V_1 V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$$

Eq 2-4

A resposta de 2ª ordem produz componentes a DC que se manifestam na alteração do ponto de polarização do dispositivo. São também produzidas componentes à segunda harmónica e às frequências soma e diferença. Quando são considerados termos de ordem superior a dois e o nível de excitação é suficientemente elevado, há componentes que vão

coincidir com as de 2ª ordem, sendo a resultante a soma vectorial dos vários sinais. A relação entre a componente fundamental e as componentes soma e diferença é designada por razão de intermodulação de 2ª ordem e é dada por:

$$IMR_2 = \frac{a_2 V_1 V_2}{a_1 V_1} = \frac{a_2}{a_1} V_2 = \frac{a_2}{a_1} V_1 \quad Eq\ 2-5$$

Verifica-se que a intermodulação de 2ª ordem é directamente proporcional ao nível de sinal de entrada na zona de sinal fraco. Por outro lado, a potência das componentes de intermodulação de 2ª ordem crescem com o quadrado da potência de entrada, ou numa escala logarítmica a 2 dB/dB em relação ao sinal de entrada.

De forma semelhante ao que acontece para a segunda ordem, as componentes de terceira ordem são dadas por:

$$\begin{aligned} y_3(t) = a_3 x^3(t) = a_3 (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^3 = & \frac{1}{4} a_3 V_1^3 \cos^3(\omega_1 t) + \frac{1}{4} a_3 V_2^3 \cos^3(\omega_2 t) \\ & + \cos(\omega_1 t) \left( \frac{3a_3 V_1^3}{4} + \frac{3}{2} a_3 V_1 V_2^2 + \frac{3}{2} a_3 V_1 V_2^2 \cos(\omega_2 t)^2 - \frac{3}{4} a_3 V_1^3 \sin(\omega_1 t)^2 - \frac{3}{2} a_3 V_1 V_2^2 \sin(\omega_2 t)^2 \right) \\ & + \cos(\omega_2 t) \left( \frac{3a_3 V_2^3}{4} + \frac{3}{2} a_3 V_1^2 V_2 + \frac{3}{2} a_3 V_1^2 V_2 \cos(\omega_1 t)^2 - \frac{3}{4} a_3 V_2^3 \sin(\omega_2 t)^2 - \frac{3}{2} a_3 V_1^2 V_2 \sin(\omega_1 t)^2 \right) \end{aligned}$$

Eq 2-6

Verifica-se que a saída contém os harmónicos de 3ª ordem das componentes fundamentais, assim como componentes que caem em cima da fundamental e que são responsáveis pela compressão ou expansão de ganho. Para além disso, são geradas componentes de distorção resultantes dos batimentos das componentes de 2ª ordem com as fundamentais. Estas componentes são dadas por:

$$y_3(t) = \dots a_{32} \cos(\omega_1 t \pm 2\omega_2 t) + a_{33} \cos(2\omega_1 t \pm \omega_2 t) \quad Eq\ 2-7$$

Em que  $a_{32}$  e  $a_{33}$  são constantes definidas por:

$$a_{32} = \frac{3}{4} a_3 V_1 V_2^2 \quad e \quad a_{33} = \frac{3}{4} a_3 V_1^2 V_2 \quad Eq\ 2-8$$

Estas componentes são designadas por intermodulação de 3ª ordem. No caso em que a amplitude dos dois tons é igual e a condição de sinal fraco se verifica estas componentes são dadas por:

$$a_{32} = \frac{3}{4} a_3 V_1^3 \quad \text{Eq 2-9}$$

A razão de intermodulação de terceira ordem definida em relação à fundamental é dada por:

$$IMD_3 = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_1^2 \quad \text{Eq 2-10}$$

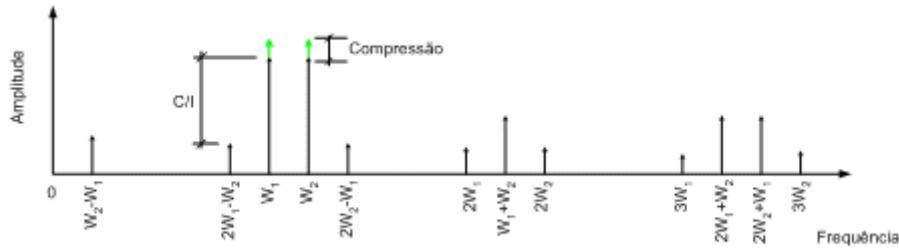


Fig. 2- Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 3ª ordem para uma entrada constituída por dois tons.

As componentes de distorção de ordem ímpar são responsáveis pela criação de componentes que caem próximo da banda de frequência da portadora. Este facto justifica a designação de *distorção não-linear na banda*. Este tipo de distorção é objecto de uma atenção especial na fase de projecto visto que não pode ser eliminada por filtragem em circuitos de banda estreita.

Além destas componentes, há ainda a referir a distorção gerada pelas componentes fundamentais sobre elas próprias designada por conversão AM/AM e AM/PM. Estas componentes somam-se vectorialmente às fundamentais e são impossíveis de observar de uma forma independente. Traduzem-se numa compressão ou expansão de ganho conforme as componentes de distorção estejam em fase ou em oposição de fase com as componentes fundamentais.

Uma outra forma de compressão ou expansão de ganho é induzida por sinais situados em canais adjacentes, que através de efeitos não-lineares geram componentes que caem sobre as fundamentais. Este efeito é designado por dessensibilização.

	Vector				Componente de Frequência	Amplitude de Saída	Tipo de Resposta
	m <sub>2</sub>	m <sub>1</sub>	m <sub>1</sub>	m <sub>2</sub>			
1ª Ordem	1	0	0	0	$-\omega_2$	$\frac{1}{2}a_1A_2$	Linear
	0	1	0	0	$-\omega_1$	$\frac{1}{2}a_1A_1$	
	0	0	1	0	$\omega_1$	$\frac{1}{2}a_1A_1$	
	0	0	0	1	$\omega_2$	$\frac{1}{2}a_1A_2$	
2ª Ordem	2	0	0	0	$-2\omega_2$	$\frac{1}{4}a_2A_2^2$	Distorção Harmônica de 2ª ordem
	0	2	0	0	$-2\omega_1$	$\frac{1}{4}a_2A_1^2$	
	0	0	2	0	$2\omega_1$	$\frac{1}{4}a_2A_1^2$	
	0	0	0	2	$2\omega_2$	$\frac{1}{4}a_2A_2^2$	
	1	1	0	0	$-\omega_1 - \omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	Distorção de intermodulação de 2ª ordem
	1	0	1	0	$\omega_1 - \omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	1	0	1	$\omega_2 - \omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	0	1	1	$\omega_1 + \omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	1	1	0	$\omega_1 - \omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A_1^2$	Alteração do ponto de polarização
	1	0	0	1	$\omega_2 - \omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_2^2$	
3ª Ordem	3	0	0	0	$-3\omega_2$	$\frac{1}{8}a_3A_2^3$	Distorção harmônica de 3ª ordem
	0	3	0	0	$-3\omega_1$	$\frac{1}{8}a_3A_1^3$	
	0	0	3		$3\omega_1$	$\frac{1}{8}a_3A_1^3$	
	0	0	0	3	$3\omega_2$	$\frac{1}{8}a_3A_2^3$	
	2	1	0	0	$-2\omega_2 - \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	Distorção de intermodulação de 3ª ordem
	1	2	0	0	$-2\omega_1 - \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	2	0	1	0	$-2\omega_2 + \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	0	2	0	1	$-2\omega_1 - \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	1	0	2	0	$2\omega_1 - \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	0	1	0	2	$2\omega_2 - \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	0	0	2	1	$2\omega_1 + \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	0	0	1	2	$2\omega_2 + \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	2	0	0	1	$-2\omega_2 + \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_2^3$	Conversão AM/AM e AM/PM
	0	2	1	0	$-2\omega_1 + \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1^3$	
	0	1	2	0	$2\omega_1 - \omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1^3$	
1	0	0	2	$2\omega_2 + \omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_2^3$		

Tabela 1- Quadro resumo da resposta de um sistema não-linear com componentes até à 3ª ordem

## 2.2 Impacto das Não-Linearidades nos Sistemas de Telecomunicações

Os sistemas de telecomunicações têm como objectivo principal a troca de informação entre os vários interlocutores. A informação é enviada através da variação de fase ou de amplitude de uma portadora. Um sistema não-linear afecta o processo de comunicação de várias formas conforme a ordem da distorção e a forma como se combinam os sinais de entrada. Do ponto de vista do sistema, a combinação de todos estes efeitos traduz-se num aumento da taxa de erros, numa redução da eficiência espectral e de potência.

### 2.2.1 Dessensibilização

Um das manifestações da distorção não-linear em sistemas de telecomunicações consiste na dessensibilização. Este efeito consiste em um sinal forte localizado fora da banda da portadora ser processado juntamente com um sinal fraco dentro da banda. Esta situação ocorre quando um receptor processa a informação de um transmissor distante na proximidade de um outro. Devido a efeitos não-lineares, o sinal mais fraco sofre um *efeito de bloqueio* [4]. A dessensibilização é um fenómeno que decorre da distorção de ordens ímpares. No caso de um sistema de terceira ordem, surge das combinações da forma:  $\omega_2 - \omega_1 + \omega_1$ ;  $\omega_1 + \omega_2 - \omega_2$  que caem sobre a portadora. A amplitude destes produtos é dada por:

$$\frac{3}{2}a_3A_1A_2^2 \text{ e } \frac{3}{2}a_3A_1^2A_2 \quad \text{Eq 2-11}$$

O sinal de distorção provoca uma redução de ganho e da potência de saída do sistema.

### 2.2.2 Intermodulação

As componentes de distorção geradas num sistema não linear são dadas por:

$$\omega = m\omega_1 \pm n\omega_2 \quad \text{Eq 2-12}$$

Em que m e n são números inteiros, sendo a ordem do produto definida por  $|m|+|n|$ . A intermodulação é um dos efeitos da distorção não linear de ordem impar. De entre as componentes de intermodulação, as mais problemáticas são as designadas por *in-band*

visto que caem junto da banda de passagem do sistema, e por isso, não podem ser removidas por filtragem [4]. O impacto mais notório nos sistemas de telecomunicações consiste na invasão dos canais adjacentes podendo impedir a sua recepção. Num sistema não linear de 3ª ordem excitado com dois tons, as componentes de intermodulação *in-band* são definidas por  $2\omega_2 - \omega_1$  e  $2\omega_1 - \omega_2$ .

Considerando um teste de dois tons com igual amplitude, a amplitude destes produtos é dada por:

$$\frac{3}{4}a_3A^3 \quad \text{Eq 2-13}$$

Sendo estes produtos de terceira ordem, a sua potência cresce 3 dB por cada dB de aumento da potência de entrada.

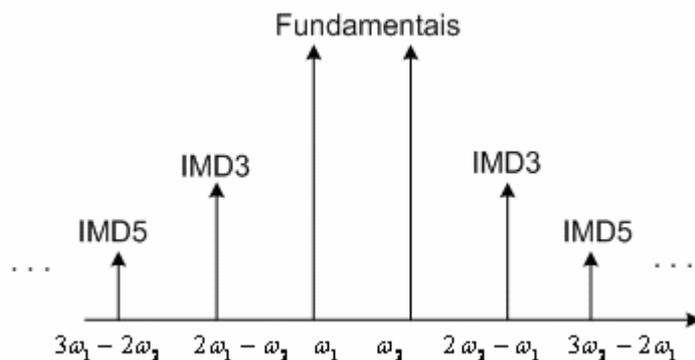


Fig. 3- Espectro de frequência evidenciando as componentes fundamentais e as componentes de intermodulação de 3ª e 5ª ordem.

### 2.2.3 Modulação Cruzada

O fenómeno de modulação cruzada consiste na transferência de potência de uma portadora para outra localizada num canal adjacente devido a efeitos não lineares de 3ª ordem [4]. Considere-se a título de exemplo, o caso de uma portadora  $\omega_2$  modulada em amplitude processada juntamente com um sinal sinusoidal  $\omega_1$ :

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 (1 + m \cos(\omega_m t)) \cos(\omega_2 t) \quad \text{Eq 2-14}$$

Em que:  $A_1, A_2$  – Amplitude das componentes fundamentais

$m$  – índice de modulação

$\omega_m$  – frequência de modulação

O resultado obtido depois do sinal ser processado por um sistema não linear é dado por:

$$a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 (1 + m \cos(\omega_m t))^2 \cos(\omega_1 t) \quad \text{Eq 2-15}$$

Devido à acção da distorção de 3ª ordem o sinal modulante da portadora 2 é transferido para a portadora 1. Este efeito é particularmente crítico em sistemas FDM (frequency division multiplex) multi-portadora.

#### 2.2.4 Geração de Harmónicos

Qualquer sistema não linear gera componentes múltiplas das fundamentais à sua saída. No entanto, devido à distância em relação à fundamental, estas componentes podem ser eliminadas por filtragem não sendo por isso problemáticas. Apesar disso, devem ser consideradas a nível de projecto pois da sua interacção com componentes de ordem inferior resultam componentes de intermodulação *in-band*.

#### 2.2.5 Distorção de Fase

Os sistemas não-lineares podem impor alterações de fase aos sinais a processar. Esta alteração pode ser crítica se a informação for codificada na fase do sinal. Uma das origens da distorção de fase reside nas capacidades e indutâncias das malhas de polarização que por serem elementos que armazenam energia impõem constantes de tempo que podem ser da ordem de grandeza do período do sinal a processar. Outra fonte de distorção de fase são as capacidades e as indutâncias não lineares intrínsecas dos dispositivos activos. Este tipo de distorção, cai sobre as componentes fundamentais e é vulgarmente designada por distorção correlacionada. Assim sendo, a soma é feita de uma forma vectorial podendo as componentes ser decompostas em módulo e fase. A componente de fase induz a distorção

AM/PM, i.e., as variações da amplitude do sinal fundamental traduzem-se em variações de fase [4].

Este tipo de distorção tem um grande impacto em modulações onde a informação é codificada na fase da portadora. A componente em módulo provoca alterações na amplitude podendo verificar-se expansão ou compressão de ganho. Neste caso, os sistemas mais afectados são os que transportam a informação codificada em amplitude. Considerando um sinal de teste de 1 tom aplicado a um sistema não linear representado por uma série de potências, a saída à componente fundamental é dada por:

$$(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3) \cos(\omega t) \quad \text{Eq 2-16}$$

As constantes  $a_1$  e  $a_3$  são os coeficientes de 1ª e 3ª ordens. Devido às características não lineares das capacidades e indutâncias do sistema, as componentes de 3ª ordem não estão em fase com as fundamentais sendo a soma vectorial dada por:

$$V_{Fund} = a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3e^{j\theta} \quad \text{Eq 2-17}$$

Em que:  $\theta$  é o desvio de fase da componente de 3ª ordem.

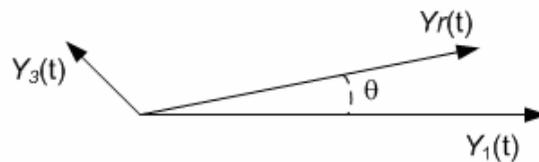


Fig. 4- Conversão AM/PM num sistema não linear. A resultante é constituída pela soma da componente de 1ª ordem com a de 3ª ordem.

### 2.3 Bancadas de Medida para Caracterização de Sistemas Não-Lineares

Para caracterizar um dado sistema dinâmico é usual efectuar um conjunto de medidas nas suas entradas e saídas com sinais de teste predefinidos. Essas medidas devem ser escolhidas de forma a representar de forma fidedigna a excitação real do sistema [6]. Este processo permite obter uma quantidade de parâmetros através dos quais se pode avaliar o comportamento do sistema. Os parâmetros extraídos podem também ser interpretados como coeficientes de um modelo que traduz a resposta física na gama de valores testada.

Fica claro que a validade, i.e., a sua capacidade de predição, depende da forma como ele é extraído. Contudo, a capacidade de predição de um modelo depende também da sua flexibilidade em aproximar a função de transferência pretendida. Nesse sentido, a caracterização através de parâmetros S é aceite como modelo linear para a caracterização de sistemas dinâmicos. Contudo, não é válida para níveis de excitação próximos da saturação uma vez que não permitem prever a regeneração de espectro. De seguida são apresentadas as topologias mais representativas na caracterização de sistemas não-lineares.

### 2.3.1 Teste de um tom

O teste de um tom consiste em concentrar toda a potência da banda de passagem em apenas uma componente de frequência. Este teste é o mais simples de efectuar, contudo, a capacidade de caracterização é muito reduzida. Com 1 tom é possível determinar o ganho e as componentes de distorção harmónica, AM/AM e AM/PM. As componentes AM/AM e AM/PM pertencem à classe de componentes *in-band*. Uma forma de caracterização destas grandezas consiste em utilizar um analisador de redes efectuando um varrimento da potência da fonte interna de sinal. Este equipamento permite efectuar medidas de módulo e fase para cada ponto de potência. Para caracterizar a distorção harmónica a topologia mais comum é a da figura 5.

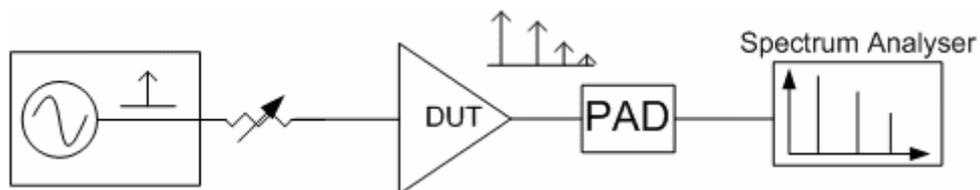


Fig. 5- Bancada de caracterização de 1 tom

Esta bancada é constituída por um gerador de radiofrequência e por um analisador de espectros. O gerador é ligado à entrada do sistema a testar através de um atenuador variável. Este atenuador permite variar a potência do sinal de teste, assim como melhorar a adaptação entre o gerador e a entrada do dispositivo. À saída existe também um atenuador que tem como função melhorar a adaptação no porto de saída do dispositivo e colocar o sinal dentro da gama dinâmica do analisador de espectros. No analisador é possível quantificar a potência à componente fundamental e às componentes harmónicas. A

bancada da fig. 5 apenas possibilita a caracterização da distorção AM/AM visto que o analisador de espectros não consegue efectuar medidas de fase.

### 2.3.2 Teste de dois tons

Um dos métodos mais vulgarizados na caracterização da resposta de sistemas não-lineares consiste no teste de dois tons [7-9]. Neste teste, são colocados à entrada do sistema a caracterizar dois tons localizados na banda de passagem do sistema. Assume-se que nesta banda o sistema apresenta uma resposta plana, não havendo variações de módulo nem de fase nas componentes fundamentais provocadas pelo sistema. Isto significa que a separação entre os dois tons é muito menor que a largura de banda do sistema. Neste teste, toda a potência na banda de passagem é concentrada nos dois tons. Assim sendo, este teste é mais completo que o de um tom visto que é possível caracterizar todos os produtos de mistura resultando num vasto conjunto de componentes de intermodulação. Tal como no teste de 1 tom, a distorção co-canal aparece sobreposta às componentes fundamentais não sendo possível medi-las de uma forma independente. Além disso, as componentes fundamentais têm uma potência muito superior às de distorção dificultando a caracterização. Visto que só são aplicados dois tons à entrada do dispositivo, a caracterização é efectuada nesses pontos, nada se conhecendo acerca da resposta no resto da banda. Em sistemas sem memória a resposta a sinais reais pode ser extrapolada da obtida com dois tons. O mesmo não acontece em sistemas com memória não-linear, os quais representam a maior parte dos sistemas de radiofrequência. Uma forma de extrair mais informação do sistema consiste em efectuar um varrimento da separação entre os tons de forma a cobrir toda a banda de interesse.

Apesar destas limitações, o teste de dois tons tornou-se um standard aceite no meio industrial.

A figura 6 apresenta a topologia de um sistema de medida de dois tons. Os dois tons são obtidos a partir de duas fontes independentes para que a pureza espectral do sinal seja maximizada. Os dois sinais são combinados passivamente e aplicados à entrada do dispositivo. A saída é observada num analisador de espectros onde a potência de cada componentes pode ser observada. Na entrada e na saída do dispositivo a testar são

aplicados atenuadores para melhorar a adaptação entre o dispositivo e os elementos de medida.

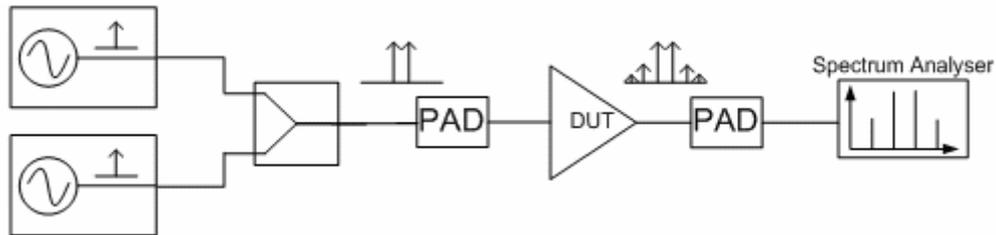


Fig. 6- Bancada de caracterização de 2 tons

### 2.3.3 Teste com Sinais Contínuos

O teste de dois tons, apesar de ser utilizado extensivamente, não traduz as condições reais de operação dos sistemas. Desta forma, é natural que os resultados obtidos com sinais reais e os resultados previstos sejam em certos casos díspares.

No sentido de melhorar a qualidade e a confiança dos testes efectuados, o sinal de teste pode ser aproximado às condições reais de operação [6]. O melhor sinal de teste consiste no sinal real com que o sistema vai operar. Contudo, nem sempre é possível sintetizar esse sinal em laboratório. Uma abordagem possível consiste em sintetizar um sinal com as mesmas propriedades estatísticas do real mas que seja fácil de caracterizar laboratorialmente. Uma implementação deste princípio consiste em fazer arranjos de sinais multi-tons de forma a conseguir as propriedades pretendidas [10]. Um outro sinal de teste também usado consiste em ruído de banda estreita.

A principal razão para utilizar sinais multi-tons prende-se com limitações práticas associadas ao processo de medida. Contudo, há várias figuras de mérito que se baseiam num teste com ruído de banda estreita.

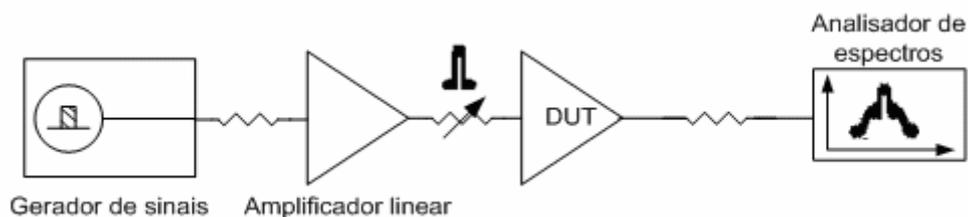


Fig. 7- Bancada de caracterização com sinais contínuos

A figura 7 apresenta uma configuração que permite efectuar a caracterização de dispositivos com sinais de espectro contínuo. Nesta topologia deve haver um cuidado especial no tipo de amplificador usado à saída do gerador de sinais arbitrários. Este amplificador deve ser usado na zona onde a sua característica é linear caso contrário a distorção induzida por este invalida qualquer medida sobre o dispositivo a caracterizar.

Com esta topologia é possível avaliar a distorção de intermodulação através da medição da potência integrada na banda de passagem comparativamente com a potência integrada nos canais adjacentes. Este tipo de medida é a base para a definição do *adjacent channel power ratio* (ACPR) que é uma medida da distorção de canal adjacente e que será abordado posteriormente.

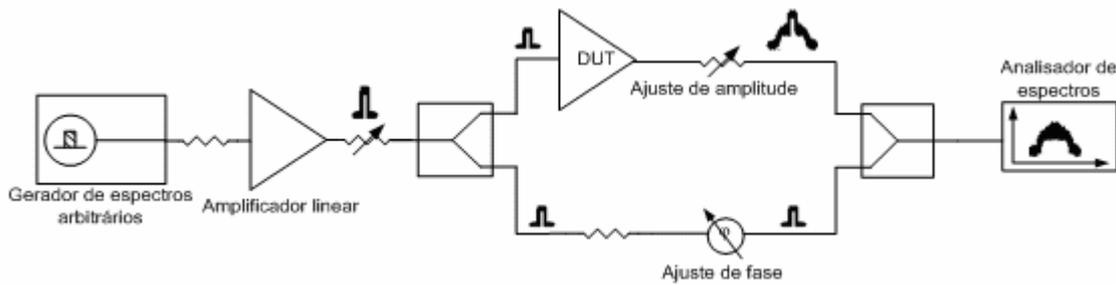


Fig. 8- Bancada de caracterização da distorção co-canal

A topologia da figura 8 permite caracterizar a distorção co-canal, i.e., a distorção que cai dentro da banda de passagem do dispositivo. Como esse tipo de distorção partilha a mesma banda da componente fundamental, é necessário que de alguma forma elas sejam separadas para que se possam avaliar independentemente. Nesse sentido, nesta configuração o sinal de teste é dividido em dois ramos. O ramo superior inclui o dispositivo a caracterizar seguido de um atenuador variável. O inferior inclui apenas um atenuador e um ajuste de fase. Assim, todo o processamento no ramo inferior é linear não acrescentando distorção ao sinal. Adicionando o sinal do ramo superior com o sinal do ramo inferior e, ajustando a amplitude e a fase de ambos, é possível minimizar o sinal linear ou correlacionado à saída de forma a ficar na saída com todas as componentes que não estavam presentes à entrada. Essas componentes constituem a distorção co-canal. As medidas efectuadas com esta topologia servem de base à definição do *co-channel power ratio* (CCPR) que será abordado posteriormente.

## 2.4 Figuras de Mérito para Caracterização de Sistemas Não-Lineares

### 2.4.1 Ponto 1 dB de Compressão

O ponto 1dB de compressão é definido como sendo a potência de saída onde o ganho do dispositivo em sinal fraco é degradado em 1dB [4]. Este valor é normalmente referido à saída e tem como unidades Watt (W). A determinação desta figura de mérito é efectuada através da aplicação de um tom localizado na banda de passagem ao dispositivo. Este teste pode ser efectuado recorrendo à topologia da figura 5 e consiste em varrer a amplitude do sinal de entrada até entrar na zona de compressão do dispositivo. Após efectuar este varrimento, basta extrapolar a característica de sinal fraco e analisar a diferença entre a característica ideal e a real, de acordo com a figura 9.

Considere-se o sinal de entrada composto por um tom:

$$y(t) = A \cos(\omega t) \quad \text{Eq 2-18}$$

Para um sistema não linear de 3ª ordem, a saída é dada por:

$$y(t) = \frac{1}{2} a_2 A^2 + (a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3) \cos(\omega t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos(3\omega t) \quad \text{Eq 2-19}$$

em que:  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  - coeficientes da expansão em série de potências do sinal.

O termo  $a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3$  representa o ganho de pequeno sinal do dispositivo. Mas, como  $a_1 \gg a_3$ , na zona de sinal fraco o ganho pode ser aproximado por  $a_1 A$ . Nos casos em que  $a_3 < 0$ , o ganho tende para zero à medida que o sinal de entrada aumenta. Uma compressão de 1 dB corresponde a um factor de redução de amplitude de  $10^{-0.05} = 0.89125$ .

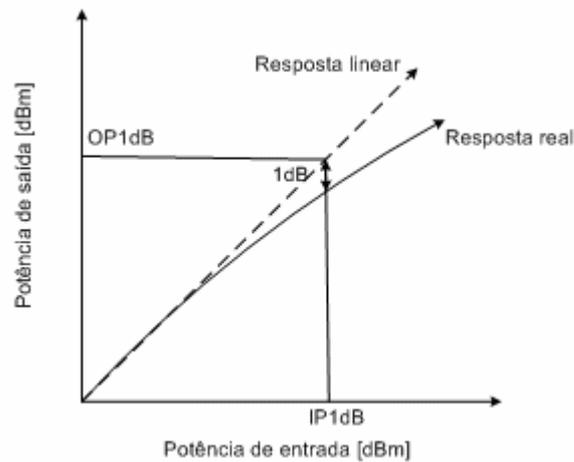


Fig. 9- Resposta linear e resposta real evidenciando ponto 1 dB de compressão

### 2.4.2 Ponto de Intercepção de 3ª Ordem

As componentes de distorção de intermodulação que se localizam junto da banda de passagem são designadas por distorção *in-band*. Os níveis de potência destes produtos de intermodulação são função da potência do sinal de entrada e da função de transferência do sistema. O ponto de intercepção é uma figura de mérito que caracteriza a distorção de uma dada ordem de um dispositivo tendo por base um teste de dois tons. Define-se ponto de intercepção de uma dada ordem como o ponto onde a potência das componentes de intermodulação de uma dada ordem iguala a componente linear à saída de um dado dispositivo. Na prática, este ponto nunca é atingido visto que muito antes o sistema comprime. Contudo, continua a ser válido pois a sua extrapolação permite caracterizar a distorção em qualquer ponto de funcionamento na região de sinal fraco do sistema. Esta figura de mérito pode ser referida à saída ou à entrada.

Considerando um sistema de 3ª ordem, no ponto de intercepção de 3ª ordem é válida a relação:

$$a_1 A = \frac{3}{4} a_3 A^3 \quad \text{Eq 2-20}$$

Resolvendo em relação à amplitude obtém-se:

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{a_1}{a_3}} \quad \text{Eq 2-21}$$

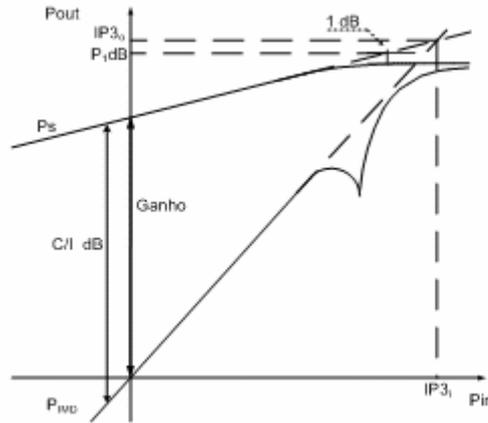


Fig. 10- Ponto de intercepção de terceira ordem

De acordo com a figura 10, a potência de saída linear é dada por:

$$P_s = G + P_{in} \quad \text{Eq 2-22}$$

Em que:  $P_s$  - Potência das componentes fundamentais

$G$  - Ganho do dispositivo

$P_{in}$  - Potência do sinal de entrada

A potência das componentes de intermodulação é dada por:

$$P_{IMD} = P_{IMDo} + 3(P_{in} - P_{ino}) \quad \text{Eq 2-23}$$

Em que:  $P_{IMD}$  - Potência das componentes de intermodulação

$P_{IMDo}$  - Potência das componentes de intermodulação num ponto de referência

$P_{ino}$  - Potência de entrada no ponto de referência

Sabendo que as componentes fundamentais crescem a 1 dB/dB e as componentes de distorção crescem a 3 dB/dB, o ponto de intercepção de 3ª ordem é dado por:

$$IP_3 = \frac{3P_{So} - P_{IMDo}}{2} \Rightarrow \frac{IMR_2}{2} + P_{So} \quad \text{Eq 2-24}$$

Para:

$$C / I_{dB_c} = IMR_2 = 2(IP_{3dB} - P_{So_{dB}}) \quad \text{Eq 2-25}$$

Em que:  $IP_3$  - Ponto de intercepção de terceira ordem referido à saída

$P_{So}$  - Potência de saída da componente fundamental por tom

$P_{IMDo}$  - Potência de saída da componente de intermodulação no ponto de referência

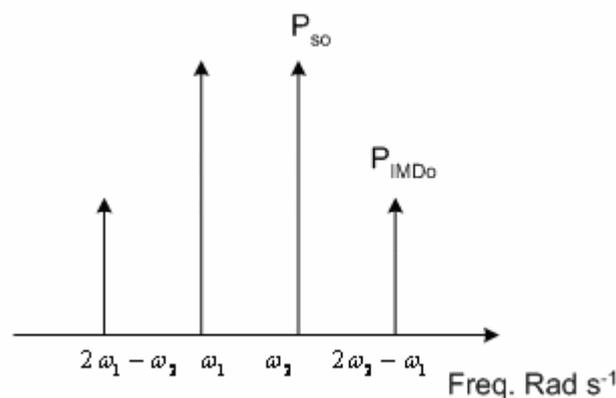


Fig. 11 – Espectro de saída de um sistema não-linear excitado por dois tons evidenciando as componentes de intermodulação

Este resultado é válido para potências expressas em unidades logarítmicas.

### 2.4.3 ACPR

O *Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)* é uma figura de mérito que permite caracterizar a distorção de intermodulação, traduzindo o grau de ocupação de canais adjacentes causado pelos efeitos não-lineares de um dado sistema [4, 11]. É definido pela razão entre a potência integrada numa determinada largura de banda, B1, centrada na portadora e a potência integrada no canal adjacente B2, distanciado de um determinado offset. O sinal de teste é constituído por ruído com a mesma largura de banda do sistema. As larguras de banda consideradas na integração não têm que ser iguais.

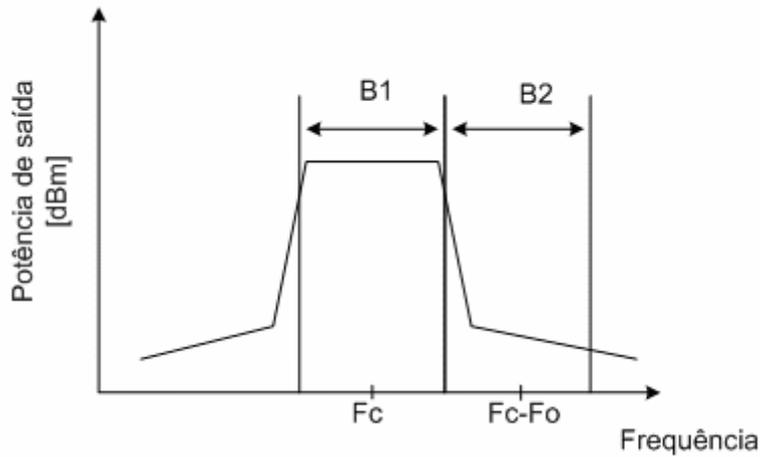


Fig. 12 – Bandas de integração para o cálculo do ACPR

A tradução matemática da definição de ACPR é dada por:

$$ACPR_{I,S} = \frac{\text{Potência do sinal de saída no canal}}{\text{Potência Integrada no Canal Adjacente}_{I,S}} = \frac{\int_{\omega_0 - B\omega/2}^{\omega_0 + B\omega/2} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_0 - B\omega/2 - B_I}^{\omega_0 - B\omega/2} S_d(\omega) d\omega}; = \frac{\int_{\omega_0 - B\omega/2}^{\omega_0 + B\omega/2} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_0 + B\omega/2}^{\omega_0 + B\omega/2 + B_S} S_d(\omega) d\omega}$$

Eq 2-26

Na zona de sinal fraco, o ACPR pode ser relacionado com um teste de dois tons pela expressão seguinte:

$$ACPR_{I,S} \approx \frac{3}{4} IMR_2$$

Eq 2-27

#### 2.4.4 NPR

O Noise *Power Ratio* (*NPR*) é uma medida da distorção que cai sobre o próprio canal [11, 12]. Para efectuar a sua medição é necessário extrair uma “fatia “ de sinal no centro da banda através de um filtro de banda estreita, e analisar o nível de distorção que cai nesse ponto. O NPR é definido como a razão entre a densidade espectral de potência medida com filtragem e sem filtragem. O sinal de entrada usado é constituído por ruído branco com a mesma largura de banda do sistema em teste e com a mesma potência de entrada em ambos os casos.

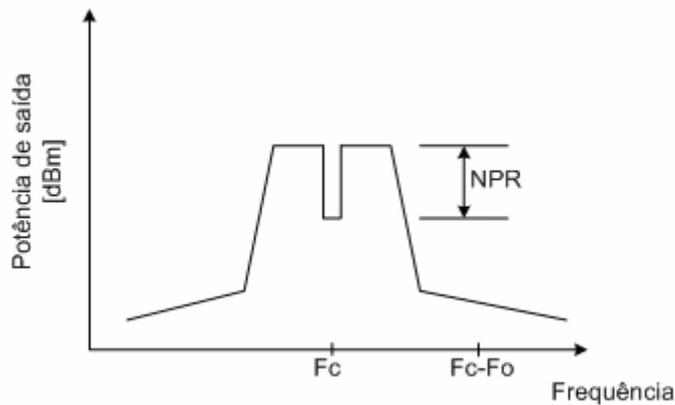


Fig. 13 – Espectro característico de um sinal de teste para determinação do NPR

Ao retirar uma fatia de sinal está-se a alterar as características do sinal de teste. Para que o efeito seja desprezável é necessário que a banda do sinal retirado seja a mais estreita possível. Ainda assim, as componentes de distorção devidas ao sinal retirado que cairiam sobre ele, não vão estar presentes. Assim sendo, o *noise power ratio* não traduz toda a distorção co-canal de um sistema. A definição do NPR é dada por:

$$NPR = \frac{\text{Densidade Espectral de Potência do sinal}}{\text{Densidade Espectral de Potência da Distorção Co - Canal}} = \frac{S_o(\omega)}{S_D(\omega)} \quad \text{Eq 2-28}$$

Na zona de sinal fraco, o NPR pode ser relacionado com um teste de dois tons por:

$$NPR(\omega_o) \approx \frac{1}{6} IMR_2 \quad \text{Eq 2-29}$$

Para um sinal centrado na banda de passagem. Para um sinal centrado na extremidade da banda temos:

$$NPR(\omega_o \pm B\omega/2) \approx \frac{1}{4} IMR_2 \quad \text{Eq 2-30}$$

### 2.4.5 CCPR

O *co-channel power ratio* é uma figura de mérito que traduz o nível de distorção co-canal de um sistema [11, 13]. Na medida do CCPR, todas as componentes do sinal de entrada são consideradas. Assim, esta figura de mérito é mais efectiva na caracterização co-canal do que o *noise power ratio*.

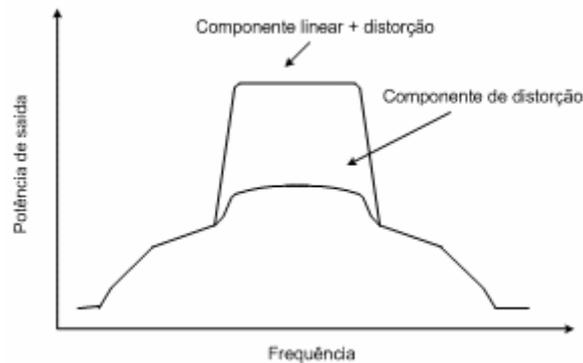


Fig. 14- Distorção co-canal

A sua medição é efectuada com base na topologia da figura 14, através da integração da banda de passagem à saída de um dado sistema para uma potência predefinida, com e sem cancelamento da componente linear. A definição de CCPR pode ser traduzida por:

$$CCPR = \frac{\text{Potência do sinal}}{\text{Potência Integrada da Distorção Co - Canal}} \quad \text{Eq 2-31}$$

Na zona de sinal fraco o CCPR relaciona-se com um teste de dois tons por:

$$CCPR = \frac{3}{4^3} IMR_2 \quad \text{Eq 2-32}$$

Neste capítulo foi apresentado um resumo dos principais tipos de sistemas de radiofrequência. A caracterização da sua dinâmica foi efectuada do ponto de vista da interacção com sistemas exteriores. Nesse sentido, foi apresentado um conjunto de figuras de mérito que permitem definir o funcionamento de cada sistema assumindo um papel

fundamental no projecto e interligação de sistemas. O projecto de linearizadores é um exemplo em que a caracterização completa do sistema é fundamental para a definição das características do linearizador e para a avaliação dos ganhos obtidos.

## Capítulo 3

# 3 Técnicas de Linearização

As técnicas de linearização constituem um conjunto de métodos de projecto de circuitos que permitem obter uma solução final cujo desempenho é mais próximo das características ideais. Estas características compreendem a distorção não-linear, o rendimento, a gama dinâmica, e a eficiência energética entre outras. Embora estas técnicas introduzam um maior nível de complexidade nos sistemas, os proveitos são normalmente superiores justificando plenamente a sua aplicabilidade.

### 3.1 Realimentação Negativa

Uma das técnicas mais usadas para minimizar a distorção baseia-se no princípio da realimentação negativa. Este método é usado extensivamente no controlo de processos industriais e em aplicações electrónicas de uso geral como é o caso dos amplificadores de baixa frequência [8]. A ideia base desta técnica consiste em injectar na entrada uma amostra do sinal de saída já processado pelo sistema. Este procedimento traduz-se no aumento da linearidade do circuito à custa da redução do ganho e da eficiência em potência. Outro aspecto a ter em conta no processo de linearização é o da estabilidade. Com efeito, as características de módulo e fase do sinal de saída re-injectado na entrada têm que ser controladas para que o circuito seja estável.

A cadeia de realimentação pode abranger apenas o andar de saída ou um sistema completo, sendo o sinal de realimentação tratado directamente na banda de frequência da portadora ou, em banda base decomposto nas suas componentes polares (módulo e fase) ou cartesianas (I e Q).

As principais desvantagens deste método quando aplicado a sistemas de RF são a pequena largura de banda e a redução de ganho do sistema. A limitação do ganho é um ponto

determinante que torna este método impraticável à medida que se sobe na frequência, visto que, diminui exponencialmente com o aumento da frequência. Desta forma, o projecto de sistemas de RF deve ser orientado no sentido da maximização do ganho disponibilizado por um dado dispositivo, sendo este objectivo difícil de conciliar com a linearização à custa de realimentação.

### 3.1.1 Realimentação Negativa – Conceitos Teóricos

O conceito de realimentação pode ser representado pelo diagrama da figura 12. Nesta figura estão representados um amplificador de potência ideal, uma fonte de distorção e a malha de realimentação. A fonte de distorção é modelada através de uma fonte externa embora na prática este processo seja intrínseco ao dispositivo. Na figura 15 é possível identificar duas malhas distintas: a malha de amplificação e a malha de realimentação. A malha de amplificação é constituída por um amplificador ideal com um ganho superior ao ganho pretendido para o sistema e por um somador onde é adicionada uma componente que modela a distorção gerada pelo sistema. A malha de realimentação pode englobar vários componentes activos ou passivos de maneira a formatar uma amostra do sinal de saída para ser injectado na entrada. A malha de entrada é constituída por um somador onde através do sinal de entrada e do sinal de realimentação é gerado um sinal de erro que é aplicado ao amplificador de potência.

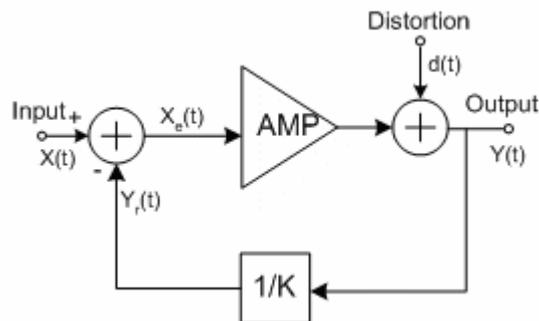


Fig. 15- Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa

O sinal à saída do sistema pode ser representado por:

$$y(t) = Ax_e(t) + d(t) \quad \text{Eq 3-1}$$

$$x_e(t) = x(t) - y_r(t) \quad \text{Eq 3-2}$$

em que A representa o ganho do amplificador. O sinal de realimentação é dado por:

$$y_r(t) = \frac{y(t)}{K} \quad \text{Eq 3-3}$$

em que K representa a razão de divisão da malha de realimentação. Combinando as duas equações obtém-se:

$$y(t) = \frac{K(Ax(t) + d(t))}{K + A} \quad \text{Eq 3-4}$$

Considerando o ganho do amplificador muito maior que o ganho da malha de realimentação, i.e.,  $A \gg K$ , então  $K + A \approx A$  pode-se simplificar a expressão:

$$y(t) = Kx(t) + \frac{Kd(t)}{A} \quad \text{Eq 3-5}$$

Esta expressão mostra que a distorção gerada pelo amplificador é reduzida por um factor de  $\frac{K}{A}$  devido à acção da malha de realimentação. Verifica-se também que a minimização da distorção é feita à custa da diminuição de ganho. Os ganhos de IMD são aproximadamente iguais à redução verificada no ganho o que limita esta técnica a sistemas de baixa frequência onde o ganho não é factor limitativo.

### 3.1.2 Realimentação Negativa à Frequência Fundamental

Este é um método bastante utilizado em electrónica analógica de baixa frequência especialmente na banda de áudio. O principal problema da implementação deste tipo de configuração para sinais de RF reside na máxima largura de banda permitida para se conseguir manter a estabilidade do circuito.

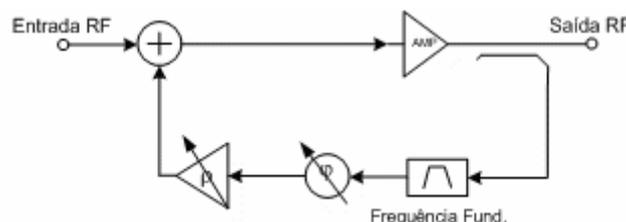


Fig. 16- Realimentação negativa à frequência fundamental

Assim sendo, esta técnica só é viável em sistemas de banda estreita. A linearização é conseguida à custa da degradação do ganho máximo admitido pelo dispositivo activo. A eficiência de potência também é degradada neste processo.

### 3.1.3 Realimentação Negativa à Segunda Harmónica

Uma variante ao circuito anterior consiste em fazer realimentação à segunda harmónica [14]. Este método consiste em reinjectar na entrada a segunda harmónica presente na saída do sistema. Este sinal, após ser ajustado em amplitude e fase vai interagir com o sistema criando componentes de terceira ordem que podem estar em oposição de fase com as originais. Desta forma, é teoricamente possível eliminar toda a distorção de intermodulação gerada no amplificador de potência ajustando a fase e a amplitude do sinal de realimentação o que, por sua vez, permite ajustar a fase da intermodulação. Outra das vantagens reside no facto do ganho à frequência fundamental não ser afectado pela malha de realimentação.

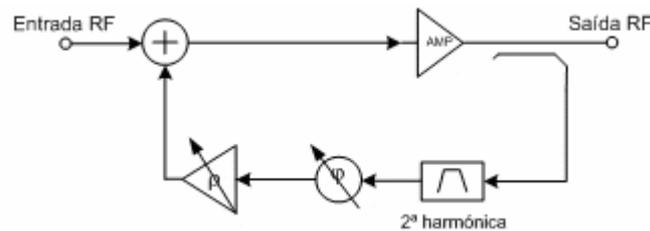


Fig. 17- Realimentação negativa à segunda harmónica

Contudo, a técnica de realimentação de segunda ordem tem limitações. Para que o cancelamento da distorção seja efectivo o erro máximo admitido na amplitude e na fase deve ser muito baixo. Outra das limitações reside no facto de apesar da distorção de intermodulação ter sido minimizada, as componentes de distorção co-canal não o são. Assim sendo este método pode não se traduzir numa melhoria da BER do sistema. Por outro lado, é fundamental que o sistema apresente distorção de 2ª ordem caso contrário não haverá sinal de compensação.

### 3.1.4 Realimentação Negativa por *Loop Polar*

Outra configuração baseada em realimentação consiste no *loop polar*. Neste método, o sinal de realimentação é decomposto nas componentes polares: módulo e fase assim como o sinal de entrada.

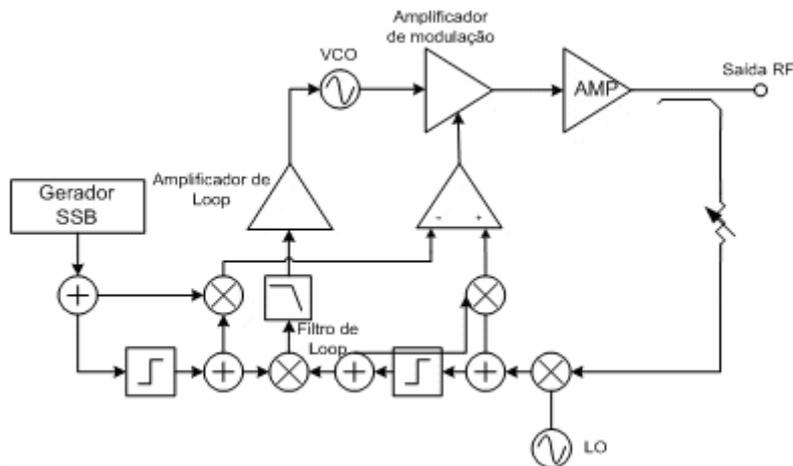


Fig. 18 – Linearização baseada realimentação negativa por *loop polar*

Os dois sinais são comparados através de amplificadores de erro e as componentes obtidas utilizadas para reconstruir o sinal de erro. O problema principal deste método reside no facto das larguras de banda para o módulo e para a fase serem diferentes e dependentes da modulação usada. Este facto limita o ganho da malha de realimentação visto que ambas ficam limitadas àquela que apresentar a maior largura, limitando assim o desempenho do sistema. A malha de realimentação é baseada numa PLL. Assim sendo, podem surgir problemas de sincronismo quando os sinais envolvidos têm baixa amplitude ou sofrem transições abruptas de fase não sendo por isso um método muito utilizado.

### 3.1.5 Realimentação por *Loop Cartesiano*

A técnica de realimentação negativa por *loop cartesiano* permite efectuar a linearização de um sistema de transmissão completo [15]. A realimentação é efectuada em banda base incluindo no *loop* de realimentação o andar de conversão. O sinal de realimentação é amostrado à saída do sistema e convertido para banda base nas componentes I e Q. Os sinais em banda base I e Q são comparados com os de realimentação de forma a gerar as

componentes de erro também em fase e em quadratura. Estes sinais são convertidos para a frequência da portadora e posteriormente amplificados até ao nível de potência desejada. Esta técnica permite a compensação de todas as não-linearidades ao longo da cadeia de transmissão. O processo de mistura e os vários andares de amplificação ficam automaticamente abrangidos.

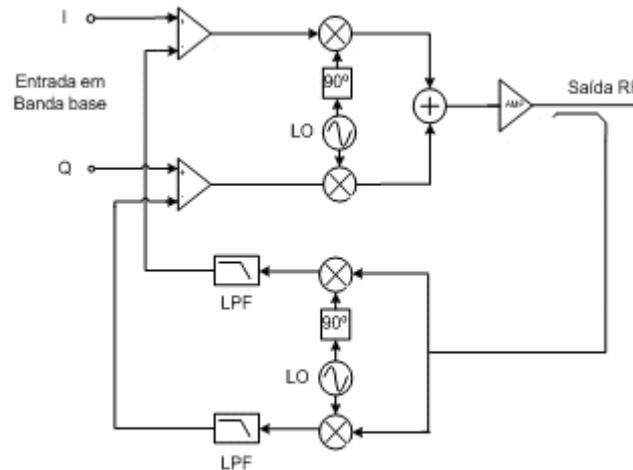


Fig. 19 - Linearização baseada realimentação negativa por *loop cartesiano*

Uma das vantagens deste método em relação à realimentação por *loop polar* reside na igual largura de banda nos dois ramos I e Q o que não se verifica nas componentes módulo e fase. Contudo, a máxima largura de banda permitida está limitada pelo atraso introduzido na malha de realimentação. Desta forma, existe um compromisso entre largura de banda e linearização. Tendo em conta a complexidade da malha de realimentação que inclui vários misturadores e amplificadores, a eficiência em potência do sistema não é melhorada.

### 3.1.6 Realimentação Negativa à Frequência da Envolvente

A realimentação à envolvente pode ser vista como uma variante da realimentação polar. Neste método, a realimentação de fase é abolida considerando que o seu efeito não é significativo no sistema [16].

Os sinais presentes na entrada e na saída do sistema são amostrados e posteriormente rectificadas com base em díodos para se obter o sinal à frequência envolvente.

As envolventes de ambos os sinais são comparadas e o sinal de erro é aplicado a um multiplicador presente na entrada do sistema. Desta forma, fica estabelecida a malha de realimentação entre a entrada e a saída do sistema.

A principal vantagem deste método consiste na sua simplicidade, uma vez que a envolvente pode ser detectada com base num díodo em vez de se utilizar um desmodulador de quadratura. Contudo, a linearidade do detector é um factor importante visto que se reflecte directamente no sinal de saída.

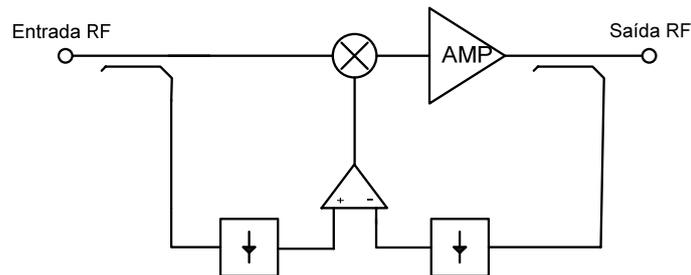


Fig. 20 – Realimentação negativa à frequência envolvente

Os níveis de cancelamento conseguidos são inferiores aos da realimentação polar. Contudo, a redução de ganho às componentes fundamentais não é tão acentuada como no método de realimentação à fundamental.

### 3.1.7 Realimentação - Considerações Gerais

A técnica de realimentação apresenta bons resultados de cancelamento. Contudo, a sua performance é conseguida à custa de uma redução da largura de banda e do ganho dos sistemas. Nos sistemas de radiofrequência a redução do ganho é um factor penalizador visto que o ganho disponibilizado pelos dispositivos activos é limitado. Este é um factor limitativo do uso de realimentação em radiofrequência. Por outro lado, a redução de ganho traduz-se numa redução da eficiência dos andares de saída dos sistemas de potência. Assim sendo, a realimentação negativa está mais direccionada para sistemas de baixa frequência.

### 3.2 Feedforward

A popularidade da técnica de *feedforward* deve-se ao facto de conseguir bons níveis de cancelamento de IMD para sinais de banda larga e multi-portadora [8]. A correcção é efectuada com base no sinal a cada instante. Assim sendo, a linearização é teoricamente independente do atraso nos vários elementos do sistema. Os conceitos que estão na base deste método são simples, contudo, a sua implementação prática pode tornar-se complexa e onerosa. A sua versão base é constituída por dois caminhos principais (c.f. figura 18); um em que flúi a componente principal do sinal, e outro dedicado ao sinal de cancelamento de erro.

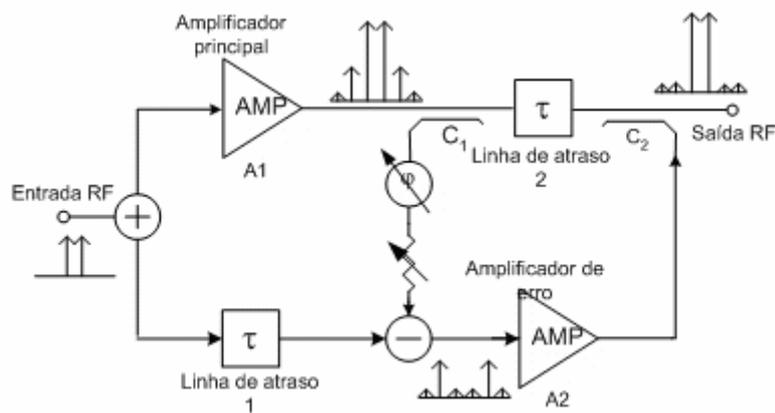


Fig. 21- Linearização por *feedforward*

O sinal à entrada do circuito é dividido em dois ramos. Uma parte da potência de entrada é injectada numa linha de atraso de 180°. A outra parte do sinal é injectada no amplificador de potência. A percentagem de potência que é injectada no ramo inferior deve ser baixa de forma a não afectar significativamente a performance do sistema. A distorção que se pretende cancelar é gerada no amplificador de potência. Todos os outros componentes do sistema são considerados lineares não contribuindo para as componentes de intermodulação. O sinal à saída do amplificador de potência é amostrado e combinado com a versão atrasada do sinal de entrada. O ajuste efectuado no sinal proveniente do amplificador tem como finalidade alterar o módulo e a fase para que após os sinais serem combinados, a componente fundamental desapareça restando apenas as componentes de distorção geradas no amplificador de potência. Este sinal é condicionado por um amplificador de erro que deve ser altamente linear, normalmente a operar em classe A. De

acordo com o diagrama da figura 21, o sinal de RF à saída do amplificador de potência, está contaminado com distorção. No ramo inferior à saída do subtractor, temos apenas o sinal de distorção gerado pelo amplificador de potência. A linha de atraso introduzida no ramo superior tem como função compensar o atraso provocado pelo amplificador de erro do ramo inferior. Os sinais de ambos os ramos são combinados à saída do sistema e, considerando que as componentes de distorção do sinal directo e do sinal de realimentação estão em oposição de fase, obtém-se uma saída sem distorção.

### 3.2.1 *Feedforward* – Conceitos Teóricos

Considere-se que o sistema é ideal, i.e., todos os componentes são lineares à excepção do dispositivo a linearizar. Assim sendo, podem deduzir-se as expressões que se seguem. Consideremos que o sinal de entrada é  $V_{in}(t)$  e que o acoplador híbrido de entrada faz uma divisão de potência igual para ambos os ramos. O sinal à saída do dispositivo a linearizar é dado por [8]:

$$V_{A1}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) e^{-j\omega\tau_{A1}} + V_{d(t)} \quad Eq\ 3-6$$

em que:  $\tau_{A1} \rightarrow$  Atraso de propagação do amplificador de potência  
 $A_{A1} \rightarrow$  Ganho do amplificador de potência  
 $V_d(t) \rightarrow$  Distorção adicionada pelo amplificador de potência

A amostra de sinal que chega ao subtractor depende do factor de acoplamento do acoplador direccionado C1. Considerando que o factor de acoplamento é  $\frac{1}{C_{C1}}$ , o sinal que chega ao subtractor é dado por:

$$V_{Sub1}(t) = \frac{A_{A1}}{2C_{C1}} V_{in}(t) e^{-j\omega\tau_{A1}} + \frac{V_d(t)}{C_{C1}} \quad Eq\ 3-7$$

O sinal que chega ao subtractor pela linha de atraso é dado por:

$$V_{Sub2}(t) = \frac{V_{in}(t)}{2} e^{-j\omega\tau_{T1}} \quad Eq\ 3-8$$

Em que:  $\tau_{T1} \rightarrow$  é o atraso introduzido pela linha de atraso 1.

A saída do subtractor é dada por:

$$V_{err}(t) = V_{sub1}(t) - V_{sub2}(t) = \frac{A_{A1}}{2C_{C1}} V_{in}(t) e^{-j\omega\tau_{A1}} + \frac{V_d(t)}{C_{C1}} - \frac{V_{in}(t)}{2} V_{in}(t) e^{-j\omega\tau_{T1}} \quad Eq\ 3-9$$

Fazendo  $\tau_{T1} = \tau_{A1}$ , e  $C_{C1} = A_{A1}$  obtém-se:

$$V_{err}(t) = \frac{V_d(t)}{C_{C1}} \quad Eq\ 3-10$$

A parte seguinte do circuito segue um processo idêntico. A saída do dispositivo a linearizar após ter passado pela linha de atraso é dada por:

$$V_{T2}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) e^{-j\omega(\tau_{A1} + \tau_{T2})} + V_d(t) e^{-j\omega\tau_{T2}} \quad Eq\ 3-11$$

em que:  $\tau_{T2} \rightarrow$  é o atraso introduzido pela linha de atraso 2.

Este sinal vai alimentar umas das entradas do acoplador direccional de saída. A outra entrada é alimentada com o sinal de erro que é dado por:

$$V_{A2}(t) = \frac{A_{A2}}{C_{C2}} V_d(t) e^{-j\omega\tau_{A2}} \quad Eq\ 3-12$$

O sinal de saída é obtido através da subtracção entre os dois sinais que entram no acoplador. Considerando que o factor de acoplamento é  $\frac{1}{C_{C2}}$ , o sinal de saída é dado por:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) e^{-j\omega(\tau_{A1} + \tau_{T2})} + V_d(t) e^{-j\omega\tau_{T2}} - \frac{A_{A2}}{C_{C1}C_{C2}} V_d(t) e^{-j\omega\tau_{A2}} \quad Eq\ 3-13$$

Para que as componentes de distorção sejam canceladas têm que se verificar as seguintes condições:

$$\tau_{A2} = \tau_{T2} \quad e \quad A_{A2} = C_{C1}C_{C2}$$

Nestas condições o sinal de saída é dado por:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) e^{-j\omega(\tau_{A1} + \tau_{T2})} \quad Eq\ 3-14$$

Idealmente as componentes de distorção são completamente eliminadas. Na prática, há vários factores que limitam o desempenho do sistema tais como: desajuste em módulo e em fase dos sinais, atraso nos vários ramos e variação das características dos componentes com o tempo e com a temperatura [17-19]. Para que o cancelamento das componentes de distorção seja total entre dois sinais, estas têm que estar em oposição de fase e terem uma amplitude igual. Na prática, para um cancelamento de 30 dB é tolerado um erro de 0.1dB em amplitude e de 2° em fase. A figura 22 mostra o nível de cancelamento obtido em função do erro de amplitude e de fase [20].

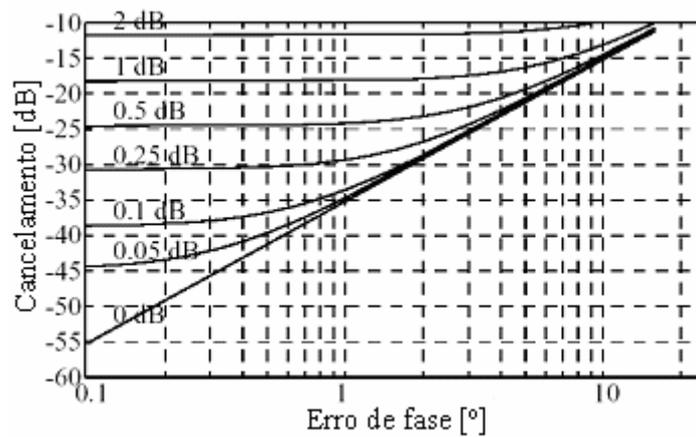


Fig. 22 – Nível de cancelamento em função do erro de amplitude e de fase

Tendo em conta as limitações impostas pelo facto dos componentes não serem ideais, em determinadas aplicações o nível de cancelamento conseguido com um *loop* pode não ser suficiente. Neste caso, é possível considerar uma configuração com vários *loops* de cancelamento. Nesta abordagem, podem ser encadeados várias hierarquias de cancelamento permitindo desta forma melhorar o desempenho global. Contudo, este método adiciona complexidade extra ao sistema conduzindo a uma redução da eficiência em potência por cada *loop* introduzido.

### 3.2.2 *Feedforward Adaptativo*

A técnica de *feedforward* consegue bons níveis de cancelamento em sinais de banda larga. Contudo, é extremamente sensível a desajustes provocados pelas variações das características dos elementos de circuito com o envelhecimento ou com variações térmicas o que constitui um factor limitativo do desempenho dos sistemas. Uma forma de manter o alinhamento consiste em introduzir realimentação negativa na configuração (c.f. figura 23). A principal diferença em relação à configuração base reside no ajuste contínuo dos valores de módulo e fase dos sinais de cancelamento em função da potência dos sinais de saída. Esta alteração torna o sistema mais estável. Contudo, a configuração fica sujeita a todos os problemas de instabilidade e de largura de banda originados pelo processo de realimentação.

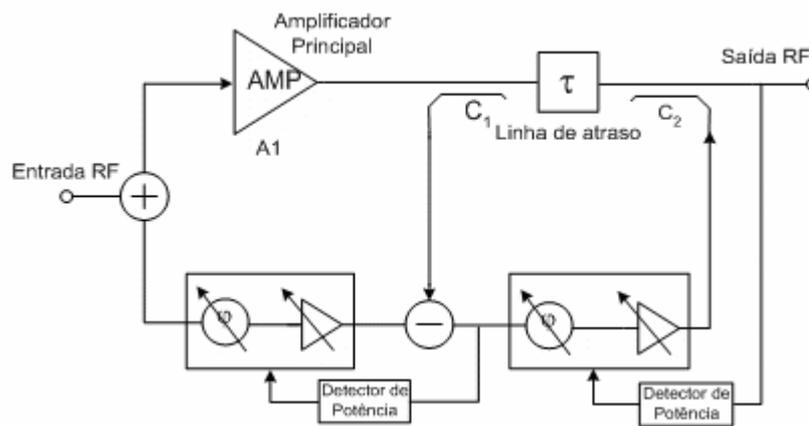


Fig. 23 – Linearização por feedforward adaptativo

A implementação prática dos módulos de ajuste do sistema pode ser efectuada com base em hardware ou recorrendo a processadores digitais de sinal. Estes últimos têm a vantagem de ser mais flexíveis em termos de reconfiguração e de tornar os sistemas mais leves e compactos o que para algumas aplicações pode ser um factor determinante.

### 3.2.3 *Feedforward* - Considerações Gerais

A técnica de linearização por *feedforward* apresenta como principais vantagens o facto de ser incondicionalmente estável [8]. A estabilidade é uma consequência da linearização se basear no processamento de sinal com base no instante presente e não com base em acontecimentos passados. Assim sendo, as variações das características dos componentes não são compensadas. Por outro lado, o nível de ajuste necessário para garantir a performance requerida pode ser muito elevado e, como o sistema funciona em malha aberta, fica vulnerável às variações das características dos componentes.

A largura de banda onde se verificam ganhos de linearização é muito abrangente permitindo que esta técnica seja usada em sistemas de banda larga. Uma outra vantagem do sistema reside na tolerância aos atrasos nos vários componentes visto que estes podem ser compensados nas linhas de atraso.

Esta técnica, apesar das boas características de linearização, acarreta alguma complexidade de implementação e pode tornar-se volumosa e onerosa conforme a aplicação em causa. Assim sendo, está mais vocacionada para linearização de amplificadores de potência de estações base ou de equipamentos de satélite.

### 3.3 Pré-distorção

A pré-distorção é uma das técnicas de linearização mais utilizadas em aplicações práticas. Este facto deve-se à simplicidade de implementação embora os resultados finais não sejam tão bons comparativamente com outros métodos. A ideia base deste método consiste em distorcer o sinal de entrada do dispositivo não linear para que a distorção gerada por este seja cancelada pela do sinal de entrada. A distorção do sinal de entrada é gerada num bloco a operar a baixa potência no caso de um sistema de amplificação. Assim, as perdas neste bloco não são críticas. Esta técnica tem algumas variantes em termos de implementação consoante o módulo de pré-distorção é implementado em RF, FI ou banda base.

#### 3.3.1 Pré-distorção – Conceitos Teóricos

A génese da pré-distorção consiste em criar à entrada do dispositivo a linearizar distorção de maneira a que esta seja inversa daquela gerada posteriormente pelo sistema [21, 22]. A característica ideal do bloco de pré-distorção deverá ser inversa à do bloco a linearizar para que o resultado final seja uma característica linear. Este processo é representado na figura 21.



Fig. 24- Resposta de um sistema de linearização por pré-distorção

A característica do pré-distorçor pode ser deduzida em função da resposta do sistema não-linear. Para isso, consideremos que o sistema pode ser representado por uma série de potências e que as componentes principais de distorção se estendem até à terceira ordem.

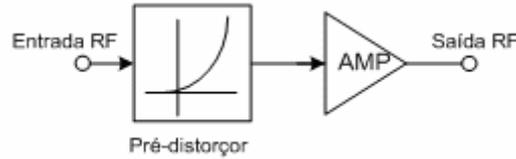


Fig. 25- Diagrama de blocos de um sistema de linearização

Para uma entrada de dois tons representada por:

$$V_{in}(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) \quad Eq\ 3-15$$

A saída do sistema é dada por:

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) \quad Eq\ 3-16$$

a saída é constituída pelas componentes até à terceira ordem. Consideremos que se pretende anular as componentes de intermodulação, uma vez que, as componentes harmónicas são passíveis de filtragem. Desta forma, as componentes de saída às frequências fundamentais são dadas por:

$$V_{o\_fund} = K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3 \quad Eq\ 3-17$$

Como o sistema é de terceira ordem também gera componentes de intermodulação dadas por:

$$V_{o\_IMD} = \frac{3}{4} K_3 A^3 \quad Eq\ 3-18$$

Estas componentes são indesejadas, e por isso devem ser anuladas por uma componente gerada pelo pré-distorçor. Assim, o sinal à entrada do sistema vai ser constituído por quatro tons:

$$V_{in}(t) = A_{Fund} \cos(\omega_1 t) + A_{Fund} \cos(\omega_2 t) - A_{Int} \cos(\omega_{INT\_L} t) - A_{Int} \cos(\omega_{INT\_U} t) \quad Eq\ 3-19$$

O sinal de saída à frequência fundamental é dado por:

$$V_{o\_fund} = K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3 + 4 K_3 A_{Int}^2 A \quad Eq\ 3-20$$

Por outro lado, as componentes de intermodulação são dadas por:

$$V_{o\_Int} = \frac{3}{4} K_3 A^3 - \frac{3}{4} K_3 A^2 A_{Int} - \frac{3}{2} K_3 A^2 A_{Int} - K_1 A_{Int} \quad Eq\ 3-21$$

As duas primeiras componentes resultam de intermodulação de terceira ordem. O terceiro termo corresponde a um batimento triplo e o quarto à componente linear do sinal de entrada a essa frequência.

Para que a linearização seja perfeita a componente  $V_{o\_Int}$  tem que ser nula. Para isso, a seguinte relação tem que se verificar:

$$\frac{A}{A_{Int}} = \frac{R_1}{R_2} \quad Eq\ 3-22$$

em que :

$$R_1 = \frac{3}{4} \frac{K_3 A^3}{K_1} \quad e \quad R_2 = \frac{V_{o\_fund}}{K_1 A} \quad Eq\ 3-23$$

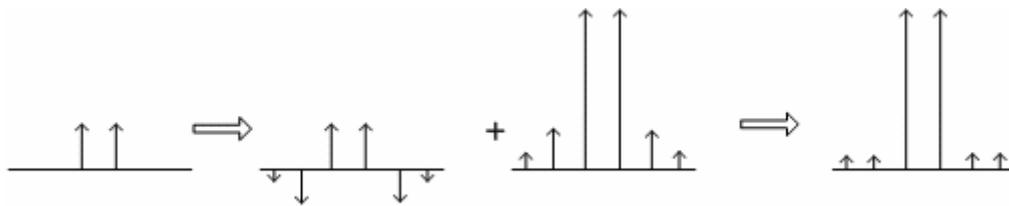


Fig. 26 – Componentes espectrais de um sistema de pré-distorção

Note-se que quando se anulam apenas as componentes de intermodulação de 3ª ordem não se inverte totalmente a característica do sistema pois não se consideraram as componentes de 2ª ordem. Este facto não é problemático visto que estas podem ser removidas por filtragem.

Esta formulação é válida quando se analisam as componentes de intermodulação de 3ª ordem. Contudo, verifica-se que a compensação das componentes de 3ª ordem se traduz na maior parte das vezes num reforço das componentes de 5ª ordem. Este facto limita o desempenho desta técnica pois não há nenhuma vantagem em compensar as componentes de 3ª ordem para valores de potência inferiores ao das componentes de 5ª ordem ficando o desempenho do sistema limitado a estas.

### 3.3.2 Pré-distorção em RF/FI

O método de linearização por pré-distorção em RF é dos mais simples de implementar e tem a capacidade de abranger toda a largura de banda de um sistema, possibilitando a correcção de sistemas de banda larga e multi-portadora [8]. A sua simplicidade torna viável a sua implementação em circuito integrado. Nesta abordagem, o pré-distorçor é implementado na banda de frequência da portadora. A linearização por pré-distorção

funciona em malha aberta o que torna este método sensível a fenómenos de alteração das características dos componentes por envelhecimento e por variação térmica.

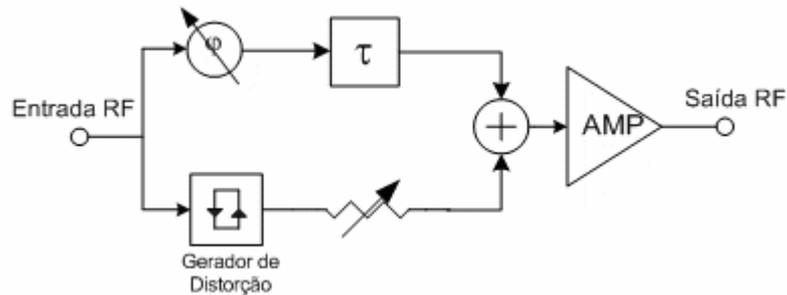


Fig. 27 – Linearizador baseado em dois ramos

O método de pré-distorção pode ser implementado na FI antes de efectuar a conversão para RF. Desta forma, várias bandas podem ser linearizadas com o mesmo pré-distorçor, variando apenas o oscilador local. No entanto, o ponto de ajuste óptimo para cada banda pode ser diferente o que requer uma afinação manual a cada mudança de banda.

### 3.3.3 Pré-distorção Harmónica

Outra forma de pré-distorção consiste na injeção de harmónicos da portadora na entrada do sistema [23-26]. Estes sinais são originados através da distorção de 2ª ordem. Combinados estes sinais com a frequência fundamental são geradas componentes de terceira ordem que dependem em amplitude e fase das componentes de 2ª ordem colocadas à entrada. Desta forma, basta controlar a entrada de 2ª ordem para que o sinal de intermodulação gerado cancele a distorção introduzida naturalmente devido à não linearidade de 3ª ordem do sistema.

A pré-distorção por injeção de harmónicos é um método amplamente estudado. Em [16] o sinal de envolvente é injectado juntamente com o sinal de RF num amplificador de potência. A injeção de banda base em conjunto com a 2ª harmónica é outra possibilidade referenciada em [23, 24].

### 3.3.4 Pré-distorção Cartesiana

A pré-distorção cartesiana é um método baseado em processamento digital de sinal e permite linearizar uma cadeia de transmissão completa. A largura de banda do sinal de banda base permite o uso de técnicas digitais de otimização e de controlo adaptativo de forma a maximizar a compensação da distorção. A pré-distorção é efectuada sobre o sinal de banda base separado nas componentes I e Q [27]. Um sinal de controlo é retirado da saída e é convertido para banda base e separado nas componentes I e Q. As duas componentes são convertidas para o domínio digital. As componentes do sinal obtido da saída são comparadas com as componentes do sinal de entrada permitindo otimizar os parâmetros do modelo de pré-distorção implementado e a pesquisa de tabelas de distorção. A saída da unidade de processamento é convertida para RF e aplicada à entrada do amplificador.

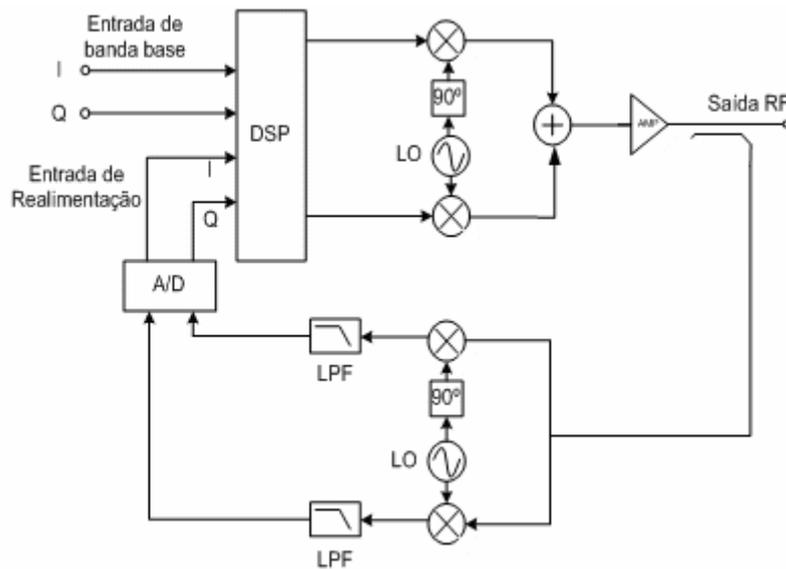


Fig. 28- Linearização por pré-distorção cartesiana

Este método utiliza vários componentes tanto na malha de realimentação como no processo de pré-distorção. Por outro lado o bloco de processamento de sinal dissipa uma potência considerável reduzindo a eficiência em potência do sistema. Assim sendo, a sua implementação torna-se volumosa e dispendiosa tendo aplicação prática apenas em sistemas de potência. Em contrapartida, os níveis de cancelamento e de estabilidade do sistema são atractivos. Devido à utilização de realimentação, este método compensa as

alterações das características dos componentes com a temperatura e com o envelhecimento. Contudo, a largura de banda disponível é limitada pela capacidade de processamento.

### 3.3.5 Pré-distorção Polar

A linearização por pré-distorção polar baseia-se na alteração das características do sinal de entrada separadas nas componentes de amplitude e fase [28-30]. A pré-distorção é efectuada com base em técnicas de processamento digital de sinal permitindo a optimização e a reconfiguração conforme as características do sinal de entrada. O algoritmo de Pré-distorção é baseado na pesquisa em tabelas previamente definidas indexadas pelas componentes do sinal de entrada e pelas componentes de uma amostra do sinal de saída. A separação do sinal nas componentes módulo e fase permite uma adaptação mais rápida comparativamente com o caso em que o sinal é utilizado de uma forma directa, (*“método de força bruta”*). Por outro lado, as alterações de fase na malha de realimentação não são críticas para a estabilidade do sistema. O tempo de convergência é baixo e a ocupação de memória é optimizada visto que a separação do sinal em componentes ortogonais se traduz numa eliminação de redundância. Devido à malha de realimentação, este método é insensível às variações das características dos componentes com o envelhecimento e com a temperatura. No entanto, a largura de banda disponível é limitada pela capacidade de processamento e pelas características da malha de realimentação. Este método envolve uma quantidade de componentes considerável. Para além disso, o facto de utilizar um bloco de processamento de sinal torna os sistemas pouco eficientes em potência.

### 3.3.6 Pré-distorção - Considerações Gerais

A técnica de pré-distorção é uma das mais utilizadas no meio industrial. Para isso contribuem os seus bons resultados de cancelamento numa largura de banda elevada, aliados à simplicidade e à facilidade de implementação. O funcionamento em malha aberta, é a maior desvantagem visto que os desvios das características provocadas pelo envelhecimento e pelas alterações de temperatura não são compensadas. Desta forma, a pré-distorção em RF ou baseada na injeção de componentes de distorção está mais vocacionada para implementações integradas visto que os componentes sofrem o mesmo

processo de envelhecimento e estão à mesma temperatura. Além disso, a concepção do bloco de linearização é extremamente simples.

As soluções baseadas em processamento de sinal são mais complexas contudo apresentam níveis de cancelamento superiores sendo mais facilmente implementadas em sistemas de potência onde a fonte de energia não é limitada.

### 3.4 Pós-Distorção

O conceito da pós-distorção é, em termos teóricos, muito semelhante ao conceito da pré-distorção. A ideia base consiste em colocar em cascata dois sistemas não lineares para que a distorção gerada pelo primeiro sistema, neste caso considerado principal, seja cancelada pela distorção gerada no segundo sistema. Nesta abordagem, o bloco principal é seguido pelo bloco de cancelamento.



Fig. 29 - Cascata de dois sistemas não lineares.

O diagrama de blocos acima apresenta, a cascata de dois sistemas não-lineares. Para avaliar os efeitos da distorção não-linear resultante da interação entre os dois blocos, considere-se o sinal de banda estreita:

$$X(\omega) = S(\omega) \quad \text{Eq 3-24}$$

Em que  $S(\omega)$  é a representação no domínio da frequência do sinal de entrada. A saída do bloco A é dada por:

$$Y_1(\omega) = G_A S(\omega) + D_A(\omega) \quad \text{Eq 3-25}$$

Em que:

$D_A(\omega)$  – Distorção gerada pelo bloco A.

$G_A$  – Ganho do bloco A.

Este sinal é aplicado ao bloco B onde gera o sinal dado por:

$$Y_2(\omega) = (G_A G_B)S(\omega) + G_B D_A(\omega) + D_B(\omega) \quad Eq\ 3-26$$

Em que  $D_B(\omega)$  – Distorção gerada pelo bloco B

$G_B$  – Ganho do bloco B

A distorção total à saída é dada por:

$$Y_2^D(\omega) = G_B D_A(\omega) + D_B(\omega) \quad Eq\ 3-27$$

Para se verificar um cancelamento total da distorção à saída do segundo bloco, este tem que gerar distorção com a mesma amplitude daquela gerada pelo bloco A mas com fase inversa.

$$G_B D_A(\omega) = -D_B(\omega) \quad Eq\ 3-28$$

Para uma entrada de dois tons representada por:

$$V_{in}(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) \quad Eq\ 3-29$$

A saída do sistema a linearizar é dada por:

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) \quad Eq\ 3-30$$

a saída é constituída pelas componentes até à terceira ordem. Consideremos que se pretende anular as componentes de intermodulação, uma vez que, as componentes harmónicas são passíveis de filtragem. Desta forma, as componentes de saída às frequências fundamentais são dadas por:

$$V_{o\_fund} = K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3 \quad Eq\ 3-31$$

Como o sistema é de terceira ordem também gera componentes de intermodulação dadas por:

$$V_{o\_IMD} = \frac{3}{4} K_3 A^3 \quad Eq\ 3-32$$

Estas componentes são indesejadas, e por isso devem ser anuladas por uma componente gerada pelo pós-distorçor. Assim, o sinal à entrada do pós-distorçor vai ser constituído por quatro tons:

$$V_{in}(t) = A_{Fund} \cos(\omega_1 t) + A_{Fund} \cos(\omega_2 t) - A_{Int} \cos(\omega_{INT\_L} t) - A_{Int} \cos(\omega_{INT\_U} t) \quad Eq\ 3-33$$

O sinal na saída do pós-distorçor à frequência fundamental é dado por:

$$V_{o\_fund} = K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3 + 4 K_3 A_{Int}^2 A \quad Eq\ 3-34$$

Por outro lado, as componentes de intermodulação são dadas por:

$$V_{o\_Int} = \frac{3}{4} K_3 A^3 - \frac{3}{4} K_3 A^2 A_{Int} - \frac{3}{2} K_3 A^2 A_{Int} - K_1 A_{Int} \quad Eq\ 3-35$$

As duas primeiras componentes resultam de intermodulação de terceira ordem. O terceiro termo corresponde a um batimento triplo e o quarto à componente linear do sinal de entrada a essa frequência.

Para que a linearização seja perfeita a componente  $V_{o\_Int}$  tem que ser nula. Para isso, a seguinte relação tem que se verificar:

$$\frac{A}{A_{Int}} = \frac{R_1}{R_2} \quad Eq\ 3-36$$

em que :

$$R_1 = \frac{3}{4} \frac{K_3 A^3}{K_1} \quad e \quad R_2 = \frac{V_{o\_fund}}{K_1 A} \quad Eq\ 3-37$$

Nas condições previstas anteriormente a distorção de 3ª ordem é cancelada. Contudo, as componentes de 5ª ordem não são compensadas pelo que o sistema fica limitado por estas.

### 3.5 LINC/CALLUM

A técnica LINC (“*linear amplification using nonlinear components*”) permite o processamento de sinais com envolvente não constante por amplificadores otimizados para ter a máxima eficiência em potência, apresentado contudo uma forte componente de distorção não-linear. A amplificação é efectuada recorrendo a dois amplificadores polarizados em classe C, D ou E. Em cada amplificador é injectado um sinal obtido através da separação em duas componentes com amplitude constante do sinal de entrada convertido para a banda de RF. Esta separação pode ser efectuada em banda base ou em qualquer banda intermédia, conforme o método utilizado.

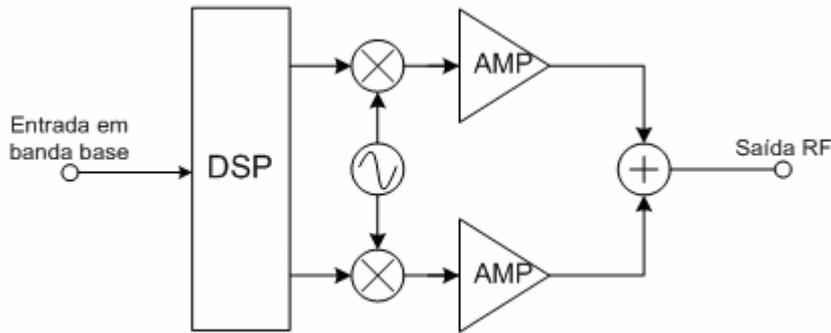


Fig. 30- Amplificação linear baseada na técnica LINC

Devido às capacidades de processamento existentes actualmente, é favorável efectuar esta operação em banda base recorrendo a técnicas digitais. A distorção gerada nos amplificadores é baixa visto que o sinal apresenta amplitude constante. Por outro lado, as componentes de distorção à saída encontram-se em oposição de fase cancelando-se mutuamente. O acoplador que adiciona a saída dos dois amplificadores é um componente crítico, uma vez que as perdas neste ponto limitam a eficiência em potência. Por outro lado, a desadaptação na saída dos amplificadores e o desajuste de amplitude e de fase na saída são factores críticos que limitam o nível de cancelamento de distorção.

Considere-se o sinal de entrada definido por:

$$S(t) = V(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad \text{Eq 3-38}$$

Em que:  $V(t)$  - modulação de amplitude presente no sinal

$\omega_c$  - frequência da portadora

$\phi(t)$  - modulação de fase do sinal

Este sinal de entrada é dividido em duas componentes de amplitude constante:

$$S_1(t) = V_{\max} \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad \text{Eq 3-39}$$

e,

$$S_2(t) = V_{\max} \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad \text{Eq 3-40}$$

Em que:

$$\phi(t) = \phi(t) + \alpha(t) \text{ e } \theta(t) = \phi(t) - \alpha(t) \quad \text{Eq 3-41}$$

Para que a recombinação destes sinais produza a saída amplificada linearmente, a seguinte relação tem que se verificar:

$$\alpha(t) = \cos^{-1} \left[ \frac{V(t)}{V_{\max}} \right] \quad \text{Eq 3-42}$$

$$2S(t) = S1(t) + S2(t)$$

Eq 3-43

Como se pode verificar, a separação dos sinais é um factor crítico no bom funcionamento do sistema.

Uma forma de compensar o desajuste de amplitude e de fase na saída dos amplificadores consiste em adicionar um mecanismo de realimentação à topologia dando origem a uma técnica designada por CALLUM (“*combined analogue-locked loop universal modulator*”). O sinal de saída é convertido para banda base e separado nas componentes I e Q. Estas são comparadas com as componentes do sinal de entrada e é gerado um sinal de erro que permite controlar os desalinhamentos na saída do sistema.

Apesar do bom desempenho, estes métodos não são muito utilizados devido à complexidade das topologias associadas e consequentemente, à dificuldade de implementação. Outro factor que os torna pouco atractivos prende-se com o consumo de energia e com a dificuldade de integração em equipamentos portáteis. Outra limitação consiste na largura de banda das duas componentes do sinal que é cerca de dez vezes superior ao original.

### 3.5.1 Eliminação e Restauo de Envolvente

A técnica de eliminação e restauo da envolvente (EER), também conhecida por técnica de Kahn apresentada na figura 31, é baseada nos conceitos de pré-distorção polar. A ideia base consiste em retirar ao sinal de entrada toda a informação de amplitude. Desta forma, ficamos com um sinal de amplitude constante e com o sinal de envolvente. O sinal de amplitude constante contém a informação de fase e pode ser amplificado sem qualquer problema por um amplificador não-linear. A informação de amplitude é reposta no sinal de saída através da malha de polarização do amplificador. Na prática, esta técnica está limitada a pequenas variações de envolvente de forma a não colocar o amplificador na zona de corte provocando distorção acrescida. Este método apresenta um nível de eficiência em potência bastante elevado visto que o amplificador pode funcionar em classe C, D, E ou F.

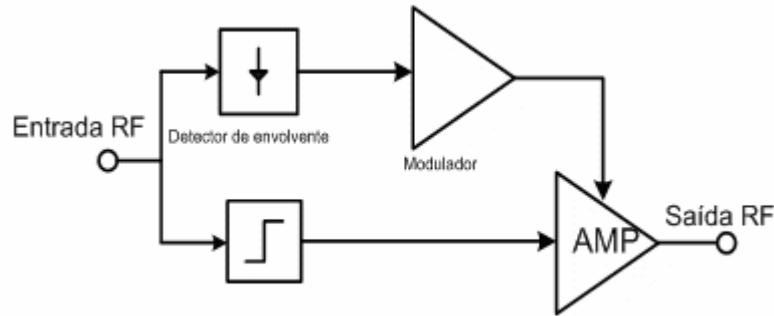


Fig. 31 – Linearização baseada na eliminação e restauro da envolvente

### 3.6 Linearização de Misturadores

Os misturadores são dispositivos que pode ser encontrados na maior parte dos equipamentos de telecomunicações. Estes desempenham um papel essencial efectuando a conversão dos sinais de banda base para RF e vice-versa. A sua origem remonta ao início dos primeiros aparelhos de recepção de rádio por volta do ano de 1900. Contudo, a sua aplicação massiva ocorreu na 2ª grande guerra em aplicações militares em especial no desenvolvimento do radar. Existem técnicas de projecto que podem ser usadas para obter uma resposta mais linear. Contudo, quando se opera o dispositivo perto da zona de saturação a distorção está sempre presente e pode ter um impacto fundamental no desempenho de um sistema.

Os misturadores operam, do ponto de vista do sinal de RF, em sinal fraco. Assim sendo, faz sentido estender a zona de funcionamento até à saturação de forma a aumentar a gama dinâmica do dispositivo. Este ponto é importante nos novos métodos de modulação com envolvente não constante e com multi-portadora. Neste tipo de sinais a potência de pico pode ser muito superior à potência média do sinal evidenciando a necessidade de uma gama dinâmica elevada [31].

#### 3.6.1 Técnica de *Feedforward*

A figura 32 apresenta uma topologia baseada em *feedforward* aplicado a um sistema de conversão de frequência.

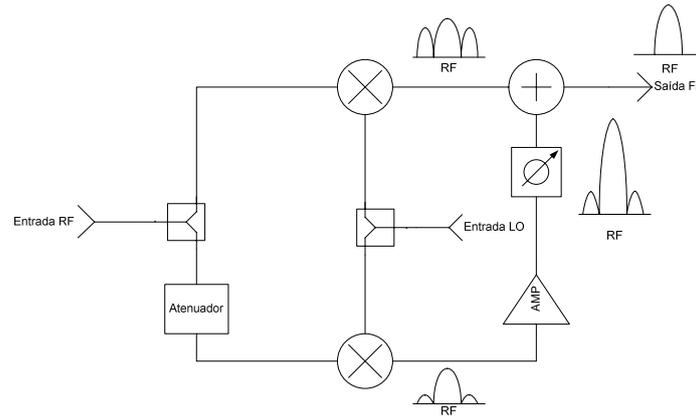


Fig. 32 – Topologia do sistema de linearização de misturadores por *feedforward*

Este método tem por base dois misturadores com características semelhantes colocados em ramos independentes. O sinal de RF é aplicado a ambos os misturadores com níveis de potência diferentes. Estes sinais são obtidos através da separação da entrada em dois ramos. Em cada ramo é incluído um misturador sendo o sinal do ramo inferior atenuado previamente. O misturador do ramo superior está a operar em sinal forte colocando na saída componentes de distorção geradas internamente. Por outro lado, o misturador do ramo inferior, está a operar na zona linear não gerando distorção. O sinal de frequência intermédia do ramo inferior é posteriormente amplificado e ajustado em amplitude e fase de forma a ficar em oposição de fase com o sinal do ramo superior. No processo de adição dos dois sinais, se as componentes de distorção forem ajustadas de forma a ficarem exactamente em oposição de fase com as do ramo superior, o cancelamento será total. Em realizações práticas, os resultados não são tão promissores devido à precisão necessária no ajuste dos sinais. O nível de distorção anunciado para esta técnica é de 30 dB [32]. O ponto crítico desta topologia reside na distorção gerada pelo amplificador auxiliar que não é compensada pelo sistema e na baixa gama dinâmica devido à sensibilidade com as alterações de amplitude do sinal de entrada.

### 3.6.2 Técnica de Pré-distorção

A técnica de pré-distorção aplicada a misturadores apresenta uma configuração similar à descrita no caso geral.

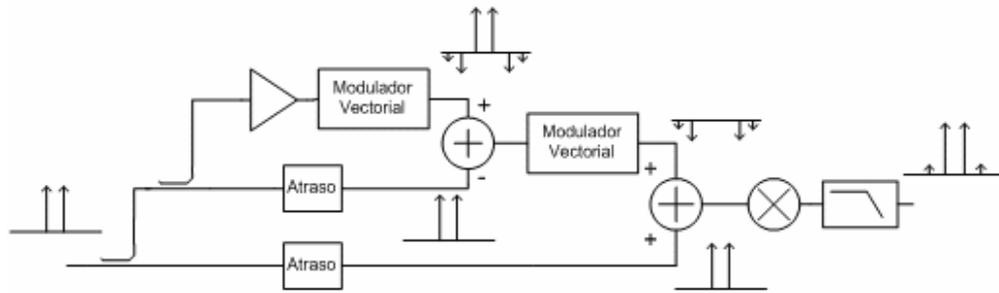


Fig. 33 - Topologia de linearização por pré-distorção

A figura 33 mostra a topologia básica e o espectro em cada ponto do circuito. A principal diferença reside na banda de frequência do sinal à entrada e à saída. Considerando que o misturador está a converter um sinal de radiofrequência para frequência intermédia, o pré-distorçor opera na banda de RF.

Os resultados anunciados para o nível de cancelamento nesta configuração são de 15 dB. A introdução do bloco de pré-distorção introduz uma redução da potência do sinal o que globalmente se traduz numa redução de ganho do sistema completo.

A principal desvantagem desta técnica consiste na instabilidade do sistema devido a desvios do ponto de ajuste causados pela variação de temperatura e pelo envelhecimento dos componentes, uma vez que esta configuração funciona em malha aberta.

### 3.6.3 Reconversão de Frequência

Outra topologia alternativa é apresentada na figura 34. Apesar de ser muito complexa apresenta níveis de compensação bastante elevados.

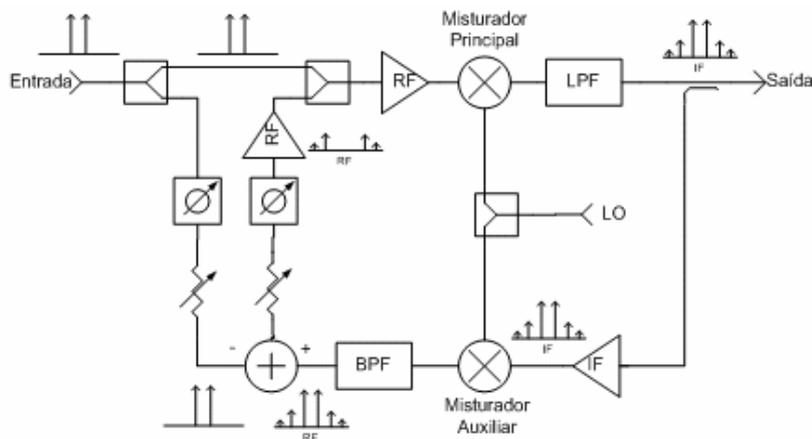


Fig. 34 – Topologia do sistema de linearização por reconversão de frequência

Esta topologia envolve dois dispositivos misturadores. Um deles efectua a conversão da banda de RF para a banda de FI. O outro efectua a conversão do sinal de FI distorcido novamente para a banda de RF. O misturador do ramo superior funciona perto do ponto de saturação. Assim sendo, o sinal à saída deste misturador tem uma forte componente de IMD. Este sinal de FI é convertido novamente para RF e subtraído de uma amostra do sinal de entrada de forma a gerar um sinal de erro composto apenas pela distorção gerada. Este sinal de erro é ajustado em amplitude e fase e adicionado ao sinal de entrada do misturador principal. O sinal de FI resultante após nova conversão apresenta um nível de distorção inferior àquele verificado sem o *loop* de realimentação. Apesar da sua complexidade, esta topologia apresenta um bom nível de cancelamento de IMD. O nível de cancelamento é da ordem de 25 dB, para um ajuste de ganho e de fase da ordem de 0.1dB e 0.1°. Visto que esta configuração se baseia na obtenção de um sinal de erro a partir do sinal de saída, apresenta todos os problemas que resultam da realimentação. Além disso, utiliza vários componentes extra que devem apresentar boas características de linearidade, sendo este um factor limitativo do nível de cancelamento. Este requisito também deve ser cumprido pelo misturador auxiliar. Assim sendo, este misturador tem que funcionar com uma potência de entrada muito inferior à do misturador principal para ter uma resposta aceitável em termos de linearidade, limitando a gama dinâmica do sistema.

### **3.7 Linearização – Análise Comparativa**

O principal objectivo de qualquer método de linearização consiste em eliminar as componentes de intermodulação. Como a grande parte dos dispositivos de radiofrequência são fracamente não-lineares, as principais componentes de intermodulação são de terceira ordem. Assim sendo, uma forma de avaliar o desempenho de uma dada técnica consiste em analisar o seu nível de cancelamento da distorção. A tabela 2 apresenta a performance no cancelamento da distorção de intermodulação de 3ª ordem para as principais técnicas de linearização mencionadas na literatura.

Técnica de linearização	Cancelamento da componente de 3ª ordem	Referência
Realimentação a RF	12 dB	[33]
Realimentação à envolvente	10 dB	[2]
Realimentação por <i>loop</i> polar	30 dB	[2]
Realimentação por <i>loop</i> cartesiano	30 dB	[8]
Realimentação para a frente	22 dB	[34, 35]
Pré-distorção a RF/IF	15 dB	[8]
Pré-distorção a banda base adaptativa ( <i>loop</i> cartesiano e polar)	30 dB	[36]
Eliminação e restauro de envolvente (EER)	30 dB	[37]
LINC	35 dB	[38]

Tab. 2 – Análise comparativa da performance das várias técnicas de linearização

As técnicas de pré-distorção cartesiana e por *loop polar* apresentam bons níveis de cancelamento. Para além disso, como têm capacidade de se adaptar ao sinal de entrada e aos desvios das características do sistema apresentam níveis de fiabilidade que justificam a sua utilização em estações base. A realimentação por *loop* cartesiano ou por *loop* polar apresenta os mesmos níveis de compensação, contudo, provocam uma degradação do ganho que não é tolerável na maior parte das aplicações de radiofrequência. A linearização por *feedforward* apresenta níveis de compensação atractivos contudo, a sua implementação é complexa e onerosa. A linearização por pré-distorção analógica (em RF, por injeção de banda base e de harmónios) apresenta níveis de compensação modestos. Contudo, a sua implementação é extremamente simples, o que justifica a sua grande disseminação no meio industrial. Devido à sua simplicidade, esta técnica é por vezes utilizada em conjunto com outros métodos de forma a melhorar o desempenho final.

A linearização de misturadores pode ser implementada do ponto de vista de sistema ou de circuito. A abordagem seguida foi a de sistema em que o misturador é considerado uma

caixa preta com características especiais, i.e., os sinais de entrada e de saída estão em bandas diferentes. Assim sendo, as técnicas apresentadas são adaptações dos métodos utilizados no caso de sistemas cujos sinais estão na mesma banda espectral.



## Capítulo 4

# 4 Fase – Definição e Processo de Medida

O projecto de sistemas de linearização pressupõe o conhecimento das características dos sistemas a linearizar entre as quais, o módulo e a fase de todas as componentes espectrais envolvidas. A medição de fase é um processo simples no caso de sinais sinusoidais e pode ser efectuada recorrendo a um simples osciloscópio. Contudo, quando os sinais envolvidos são mais complexos do ponto de vista espectral, o processo de medida requer mais cuidado. Este facto é particularmente relevante em sistemas não-lineares de radiofrequência em que as componentes de distorção aparecem juntamente com o sinal de interesse sendo difícil separá-las por filtragem.

Um exemplo paradigmático da utilidade das medidas de fase é o caso do projecto de linearizadores. Nestes sistemas os sinais do bloco linearizador têm que estar perfeitamente ajustados em módulo e em fase com os sinais do bloco a linearizar para que o cancelamento seja perfeito.

### 4.1 Definição de Fase

Um sinal harmónico é o resultado da realização temporal de uma classe de funções denominadas harmónicas: seno, co-seno. Estas funções são periódicas em relação à variável independente tempo, i.e.,  $f(t) = f(t+T)$  em que T é o período. O argumento destas funções é designado por fase e tem uma variação linear em relação ao tempo. Considere-se o sinal  $x(t)$  dado por:

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_0) \quad \text{Eq 4-1}$$

Em que:  $\theta_0$  - é a fase em  $t=0$  s

$\omega_1$  - constante que representa a taxa de variação temporal da fase.

A variação de fase é linear visto que,  $\alpha = \omega_1 t + \theta_0$  que é a equação matemática de uma recta. Sabendo que as funções harmónicas repetem o seu conjunto de saída a cada variação de fase de  $2\pi$ , só é necessário caracterizar a resposta neste intervalo visto que todo o desenrolar subsequente será uma réplica deste. Matematicamente, este resultado é expresso por:

$$(\omega t + \theta_0) \bmod 2\pi \quad \text{Eq 4-2}$$

## 4.2 Relação de Fase entre Sinais Harmónicos

O conceito de fase entre sinais a frequências diferentes não é tão óbvio. Considere-se um sinal constituído por dois tons a frequências diferentes. Uma forma de obter um invariante de fase, consiste em considerar um terceiro elemento que funciona como referência de fase. Este elemento pode ser outro sinal ou um dispositivo não linear que gere um conteúdo espectral com as todas as componentes de distorção.

No caso de uma referência temporal, i.e., um sinal sinusoidal, este deve ter uma frequência tal que a relação entre cada tom e este seja um valor não irracional de forma a não haver nenhum grau de ambiguidade. Para exemplificar este conceito, considere-se um sinal constituído por dois tons definido por:

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) \quad \text{Eq 4-3}$$

Com  $\omega_1 < \omega_2$

Como se pode observar, a soma de dois tons é um sinal periódico cujo período é dado por:

$$\omega_2 - \omega_1.$$

Para se obter a relação de fase entre os dois tons, eliminou-se a variável tempo:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \omega_1 t + \theta_1 \\ \alpha_2 = \omega_2 t + \theta_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} t = \frac{\alpha_1 - \theta_1}{\omega_1} \\ t = \frac{\alpha_2 - \theta_2}{\omega_2} \end{cases} \Rightarrow \frac{\alpha_1 - \theta_1}{\omega_1} = \frac{\alpha_2 - \theta_2}{\omega_2} \Rightarrow \alpha_1 = \alpha_2 \frac{\omega_1}{\omega_2} - \theta_2 \frac{\omega_1}{\omega_2} + \theta_1 \quad \text{Eq 4-4}$$

Em que:

$$\alpha_1 = 0 \Rightarrow \alpha_2 = \theta_2 - \theta_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad \text{Eq 4-5}$$

A relação entre as fases dos dois sinais é única, i.e., para cada  $\alpha_1$ , existe apenas um  $\alpha_2$  correspondente. Contudo, se a razão  $\frac{\omega_2}{\omega_1}$  não for um valor inteiro, vai existir ambiguidade na definição da fase visto que esta é diferente a cada instante, mesmo que a forma como essa variação se traduz seja única. Isto significa que não se pode definir um instante periódico em que a diferença de fase seja um valor constante.

Os valores de fase medidos não são constantes para uma dada condição inicial quando amostrados de uma forma arbitrária, o que traz mais complexidade à análise.

Uma forma de solucionar a questão consiste em considerar um dado ponto periódico no tempo e comparar as fases nesse ponto onde elas são constantes considerando que os sinais em causa são harmonicamente relacionados. Quando os tons não são harmonicamente relacionados, i.e., a frequência mais baixa não é um múltiplo da frequência dos outros tons envolvidos vai-se verificar uma ambiguidade na medida de fase. No entanto, é possível encontrar uma referência de maneira a que cada tom seja um múltiplo inteiro desta. Este é o caso genérico e, sob estas condições, cada ponto da referência constitui um invariante de fase.

Para exemplificar este conceito considere-se os sinais complexos  $x_i$  e  $y_j$  harmonicamente relacionados [39]. Os índices  $i$  e  $j$  representam os termos  $i$ -ésimo e  $j$ -ésimo de uma referência comum. Na forma fasorial, estes sinais são representados por:

$$x_i = |x_i| \angle \theta_{x_i} \quad e, \quad y_j = |y_j| \angle \theta_{y_j} \quad \text{Eq 4-6}$$

A razão entre dois fasores harmonicamente relacionados pode ser expressa por:

$$z_{ij} = \frac{|x_i|}{|y_j|} \angle \left( \theta_{x_i} - \frac{i}{j} \theta_{y_j} \right) \quad \text{Eq 4-7}$$

O factor  $i/j$  efectua a translação da fase do harmónico  $i$ -ésimo do divisor para o harmónico  $j$ -ésimo do dividendo. O resultado representa a fase do quociente  $z_{ij}$  normalizada ao harmónico  $j$ -ésimo. Caso  $i/j$  não seja um inteiro, existirá uma ambiguidade de fase de  $360^\circ/j$ . Para evitar esta ambiguidade, cada tom é normalizado a um terceiro  $R_n$ .

$$E_{ij} = \frac{|x_i|}{|y_j|} \angle \left( \theta'_{x_i} - \frac{i}{j} \theta'_{y_j} \right) \quad \text{Eq 4-8}$$

Onde:

$$\theta'_{x_i} = \theta_{x_i} - \frac{i}{n} \theta_{R_n} \quad e, \quad \theta'_{y_j} = \theta_{y_j} - \frac{j}{n} \theta_{R_n} \quad \text{Eq 4-9}$$

O factor  $i/n$  normaliza a fase ( $0^\circ < \phi_{R_n} < 360^\circ$ ) do harmónico n-ésimo de  $R_n$  para o harmónico i-ésimo de  $x_i$ . Por outro lado, o factor  $j/n$  faz a normalização da fase do harmónico n-ésimo de  $R_n$  para o harmónico  $j$ th de  $y_j$ . Combinando estas duas equações obtém-se:

$$E_{ij} = \frac{|x_i|}{|y_j|} \angle \left[ \left( \theta_{x_i} - \frac{i}{n} \theta_{R_n} \right) - \frac{k}{j} \left( \theta_{y_j} - \frac{j}{n} \theta_{R_n} \right) \right] \quad \text{Eq 4-10}$$

Contudo, se os coeficientes  $i/n$  e  $j/n$  não forem inteiros, da equação acima resulta um valor de fase inconsistente. Considerando o caso de sinais amostrados, será o tom de mais baixa frequência detectado, definido pela frequência de amostragem e pelo número de pontos. Se o sinal de referência  $R_n$  for o tom de frequência mais baixa do sinal considerado, a equação assume a seguinte forma:

$$E_{ij} = \frac{|x_i|}{|y_j|} \angle \left[ \left( \theta_{x_i} - i \theta_{R_n} \right) - \frac{i}{j} \left( \theta_{y_j} - j \theta_{R_n} \right) \right] \quad \text{Eq 4-11}$$

Outra solução para obter uma referência invariante no tempo é apresentada em [40]. Aqui, um método para estimar as fases das componentes de uma multisine amostradas arbitrariamente é apresentado. Neste caso, as fases de cada tom são especificados à partida. A fonte começa a gerar o sinal multi-tom em  $t_{ref}$ . Considerando que o sinal multi-tom é igualmente espaçado na frequência de  $\Delta f$ , o período T do sinal é dado por  $1/\Delta f$ . De forma a obter toda a informação de fase, o sinal tem que ser amostrado a um ritmo maior que o dobro da frequência do tom de frequência mais elevada (teorema de Nyquist) durante um tempo mínimo de um período da multisine. O objectivo consiste em encontrar o tempo  $t_M$  decorrido entre o início do sinal  $t_{ref}$ , ou um múltiplo deste, e o início da amostragem do sinal. Após esta quantia ser conhecida, uma componente linear de fase tem que ser removida em cada tom de forma a reflectir as medidas para o ponto  $t_{ref}$ , o qual pode ser visto como um atraso temporal. Assim sendo, é equivalente a multiplicar cada componente por  $e^{-j2\pi f t_M}$  no domínio da frequência. O valor decorrido pode ser estimado considerando

que dois tons adjacentes só passam uma vez pelo valor pretendido num período do sinal de entrada. A fase de  $\theta_n(t)$  da componente  $n_{th}$  do sinal multi-*tom* no instante  $t$  em termos do seu valor medido pode ser definido por:

$$\theta_i(t) = \theta_i(t_M) + 2\pi f_i(t - t_M) \quad \text{Eq 4-12}$$

Em que  $f_i$  é a frequência da componente  $i_{th}$  do sinal multi-*tom*. A estimativa inicial  $t_{ref} - t_M$  é baseada na expressão analítica que retorna um instante em que a fase de dois tons adjacentes estão próximos dos seus valores iniciais. Este valor é dado por:

$$(t_{ref} - t_M)_{est} = \frac{[\theta_1(t_M) - \theta_{1,targ et}] - [\theta_0(t_M) - \theta_{0,targ et}]}{2\pi(f_0 - f_1)} \quad \text{Eq 4-13}$$

Os ângulos  $\theta_1(t_M)$  e  $\theta_0(t_M)$  referem-se às fases medidas das componentes de frequência e o índice “target” refere ao valor de fase esperado. A equação acima relaciona a diferença de fase de dois tons adjacentes com o período da envolvente. Devido a erros de medida, ruído e distorção, o valor obtido pode ser refinado por optimização. Pode ser definida uma função de erro como sendo a diferença quadrática média entre os valores de fase esperados e os valores medidos:

$$E(t) = \sum_{i=1}^N |\theta_i(t) - \theta_i(t_{arg et})|^2 \quad \text{Eq 4-14}$$

Em que  $N$  é o número de harmónicos do sinal multi-*tom*.

Com este método, o tempo  $t_M$  pode ser estimado com um limite de erro definido *à priori*.

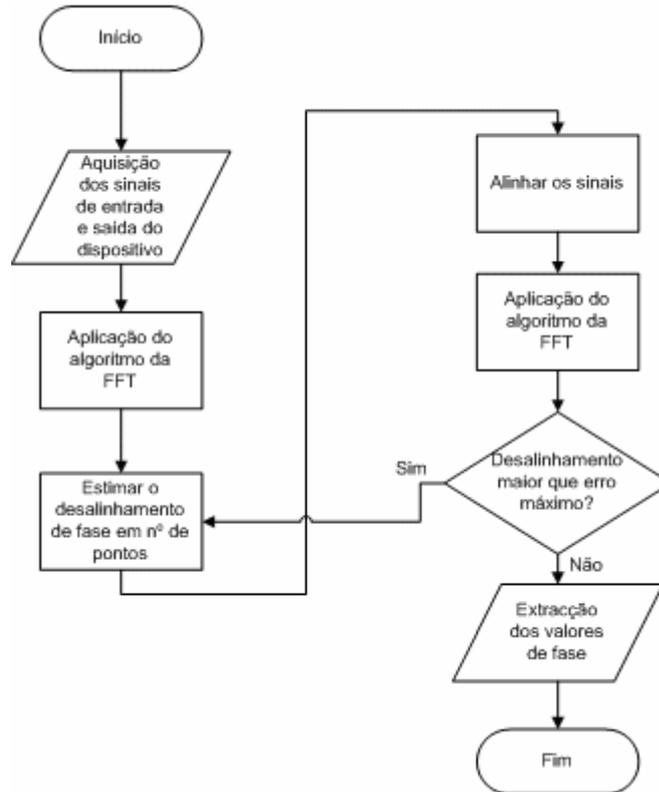


Fig. 35 – Fluxograma do método de alinhamento espectral para a obtenção das fases relativas.

### 4.3 Técnicas de Medida de Fase

Existem vários instrumentos laboratoriais disponíveis para medir fase de sinais de um tom como é o caso dos analisadores de redes e dos analisadores vectoriais de sinal. No caso de sinais multi-tom, a medida de fase é efectuada recorrendo a osciloscópios digitais, analisadores de redes de sinal forte e configurações baseadas em referências de fase não lineares. Contudo, estes métodos não reúnem o consenso de toda a comunidade científica especialmente no caso de sinais multi-tom.

### 4.3.1 Diferença Temporal – 1 tom

O método de diferença temporal baseia-se na medida do tempo decorrido entre as passagens por zero dos dois sinais em que um é o sinal referência e o outro é o sinal de interesse ambos à mesma frequência. Esta configuração é composta por um contador temporal e um divisor colocado em cada porto em cada porto de acordo com a figura 36. O contador temporal é iniciado numa transição posição do sinal de referência escolhida arbitrariamente. A contagem é terminada na transição positiva subsequente do sinal a caracterizar. A fase medida é obtida por:

$$\theta = \frac{2\pi \Delta t}{T} \text{ [Rad]} \quad \text{Eq 4-15}$$

Em que  $T$  é o período do sinal depois da divisão por  $N$  e  $\Delta t = t_2 - t_1$

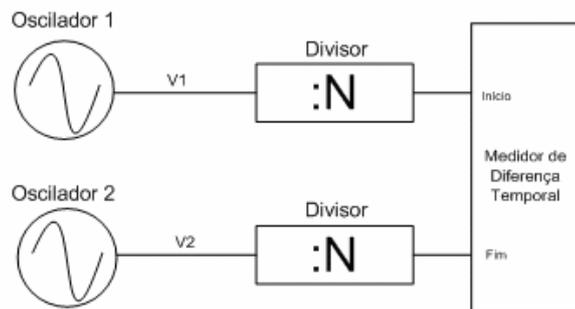


Fig. 36 – Medida de fase de 1 tom através de diferença temporal

O efeito dos divisores nesta topologia consiste em aumentar a resolução do intervalo de tempo na medida, permitindo a caracterização de sinais de alta-frequência. Este método é muito simples, contudo, é limitado pela relação sinal ruído devido à grande largura de banda necessária para medir sinais com tempos de subida muito baixos. O desempenho deste método pode ser aumentado através da média de várias medidas. Devido aos problemas de estabilidade e de ruído apresentados pelos divisores, a precisão e estabilidade das medidas podem ser afectadas. Para além disso, este método é sensível aos comprimentos dos cabos e à desadaptação verificada nas conexões.

### 4.3.2 Diferença Temporal Baseada em dois Misturadores – 1 tom

Esta configuração é largamente usada visto que permite a medida de diferenças temporais e, conseqüentemente fase, combinando versatilidade, baixo ruído, desempenho e precisão. A estabilidade de medida é boa não apresentando tempos de atraso.

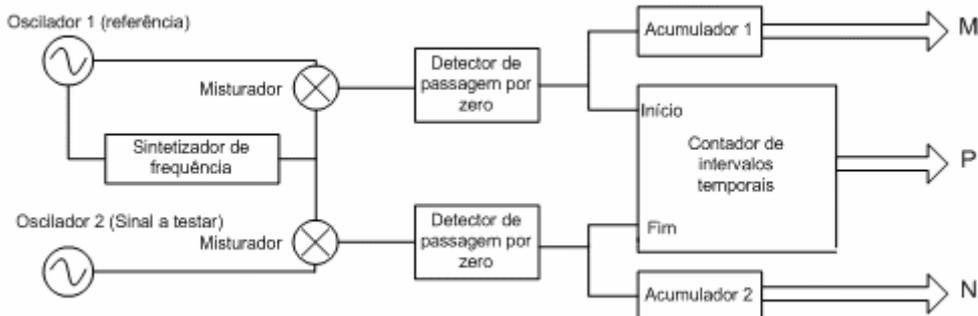


Fig. 37- Configuração da bancada de medida de fase de 1 tom

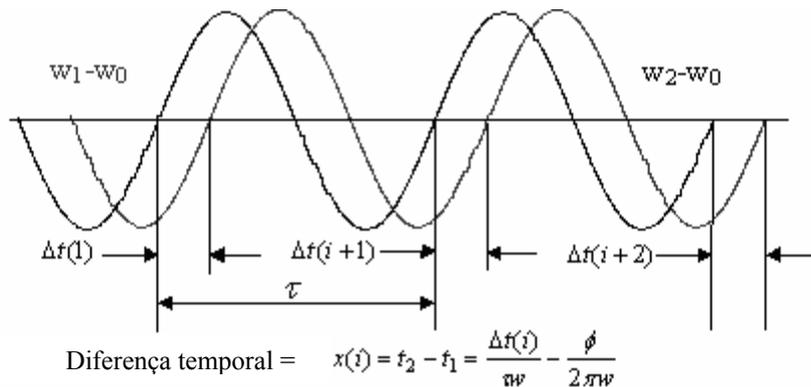


Fig. 38- Visualização das formas de onda evidenciando a diferença temporal entre transições por zero

Esta configuração é composta por dois osciladores cujas saídas são aplicadas a um par de misturadores duplamente balanceados, ambos alimentados pela mesma referência no porto do oscilador local. Esta referência é sintetizada com base no oscilador 1 de acordo com a figura 38. O oscilador 2 representa o sinal a ser testado, ou seja, o sinal proveniente de um dado dispositivo em teste.

Os sinais que entram nos misturadores são convertidos para uma FI conveniente e são podem ser representados por:

$$V_1(t) = V_1 \sin[\omega_1 t + \theta_1(t)], \text{ Sinal do oscilador 1 (referência)} \quad \text{Eq 4-16}$$

$$V_2(t) = V_2 \sin[\omega_2 t + \theta_2(t)], \text{ Sinal do oscilador 2 (Sinal a testar)} \quad \text{Eq 4-17}$$

$$V_s(t) = V_s \sin[\omega_s t + \theta_s(t)], \text{ Sinal do oscilador local} \quad \text{Eq 4-18}$$

Onde:

$$\omega_s = \omega_1 \left(1 - \frac{1}{R}\right) \quad \text{Eq 4-19}$$

A constante R é o factor de conversão, o qual pode ser obtido a partir da frequência de batimento entre o oscilador 1 e o sintetizador. A frequência do sintetizador é deslocada um dado valor dos dois osciladores. Desta forma, dois batimentos diferentes são gerados em cada misturador sendo apenas filtrado o de mais baixa frequência. Os sinais obtidos em FI estão desfasados de um valor proporcional à diferença de fase entre os osciladores 1 e 2. O valor obtido vem normalmente afectado de um factor introduzido no processo de conversão. Contudo, este valor é constante podendo ser contabilizado no processo de calibração. As saídas de baixa frequência são dadas por:

$$V_{B1} = V_{B1} \sin[\theta_1(t) - \theta_s(t)] \quad \text{Eq 4-20}$$

$$V_{B2} = V_{B2} \sin[\theta_2(t) - \theta_s(t)] \quad \text{Eq 4-21}$$

$$\theta(t) = \omega_0 t + \theta \quad \text{Eq 4-22}$$

O contador temporal inicia a contagem em  $t_M$  quando ocorre uma transição positiva em  $V_{B1}$  e termina no instante  $t_N$ , em que ocorre uma transição positiva do sinal  $V_{B2}$ . Desta forma:

$$\theta_1(t_M) - \theta_s(t_M) = 2M\pi \quad \text{Eq 4-23}$$

$$\theta_2(t_M) - \theta_s(t_M) = 2N\pi \quad \text{Eq 4-24}$$

Em que M e N são constantes inteiras. A diferença de fase entre os dois osciladores pode ser expressa em função da contagem dos três contadores (c.f. figura 30), em que N é a leitura do acumulador 2, M a leitura do acumulador 1, P é a leitura do contador de intervalo temporal e  $\tau$  é o período da base de tempo. A função dos acumuladores consiste em registar as diferenças de fase superiores à escala do contador temporal. A diferença

entre os acumuladores e o contador temporal está na resolução da contagem e no alcance da escala.

Subtraindo as duas equações para comparar as fases do oscilador 1 e 2 obtém-se:

$$\theta_2(t_N) - \theta_1(t_M) = \theta_S(t_N) - \theta_S(t_M) + 2(N - M)\pi \quad \text{Eq 4-25}$$

A fase de um oscilador no instante  $t_N$  pode ser escrita em termos da sua fase em  $t_M$  e da sua frequência média no intervalo  $t_M < t_N$

$$\theta(t_N) = \theta(t_M) + 2\pi \left[ \overline{\omega}(t_M : t_N) \right] (t_N - t_M) \quad \text{Eq 4-26}$$

Quando esta equação é aplicada a  $\theta_2$  e  $\theta_S$  é obtida a seguinte relação:

$$\theta_2(t_M) - \theta_1(t_M) = 2(n - M)\pi - \left[ \overline{\omega}_{B2}(t_M : t_N) \right] (t_N - t_M) \quad \text{Eq 4-27}$$

Em que:

$$\omega_{B2} = \omega_2 - \omega_S \quad \text{Eq 4-28}$$

O período do contador temporal é dado por  $\tau_C$  e o numero de contagens registadas numa medida por P. A diferença de fase entre os dois osciladores é dada por:

$$\theta_2(t_M) - \theta_1(t_M) = 2(N_0 - M_0)\pi + 2(N - M)\pi - \left[ \overline{\omega}_{B2}(t_M : t_N) \tau_C P \right] \quad \text{Eq 4-29}$$

A frequência média de batimento pode não ser obtida com exactidão. Contudo, esta pode ser estimada com precisão suficiente através das medidas efectuadas anteriormente. A frequência média pode ser expressa por:

$$\overline{\omega}_{B2} = (t_M : t_N) = (N'' - N') / \left[ R(M'' - M') / \omega_{10} + \tau_C (P'' - P') \right] \quad \text{Eq 4-30}$$

Considerando que a variação é suficientemente lenta no intervalo  $t_M < t_N$ . A vantagem desta técnica em relação ao método anterior consiste na melhoria do desempenho em termos de ruído por um factor igual à razão de conversão permitindo o melhoramento da resolução temporal.

Este método de medida permite medir a fase de sinais sinusoidais correlacionados. O sinal de referência e o sinal de teste são obtidos do mesmo sintetizador garantindo que ambos os sinais têm a mesma frequência

### 4.3.3 Aquisição de Formas de Onda em Sistemas a Operar em Sinal Forte – Tons Harmonicamente Correlacionados – multi-tom

Uma forma de determinar a fase das componentes espectrais de um sinal multi-tom consiste em efectuar a conversão do sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência através da transformada de Fourier. Quando estes sinais estão harmonicamente relacionados eles tornam-se periódicos, sendo por isso susceptíveis de ser representados de uma forma digital, permitindo a flexibilidade do processamento digital. A aquisição e correcção de erros deste sinais é descrita em [41-43]. Todos eles seguem o mesmo princípio sendo o último o mais completo e por isso analisado neste ponto.

A configuração da figura 39, é baseada na arquitectura de teste de um analisador de redes de 1 porto permitindo a separação dos sinais envolvidos e o uso de um método de calibração baseado em procedimentos comuns. A fase e a amplitude das componentes fundamentais são medidas com um analisador de redes vectorial. Além disso, uma representação temporal dos sinais é adquirida com um sinal de trigger adequado que impõe uma referência temporal. O sinal de excitação aplicado a esta unidade de teste é obtido de um gerador de varrimento de radiofrequência a funcionar no modo contínuo, permitindo um ajuste passo a passo. Todo o sinal de RF aplicado à unidade de teste é transferido ao porto desconhecido (c.f. figura 39) que faz a ligação com o DUT. O porto de referência disponibiliza uma amostra do sinal incidente no DUT, enquanto o porto de teste disponibiliza uma amostra do sinal transmitido ou reflectido na saída do DUT.

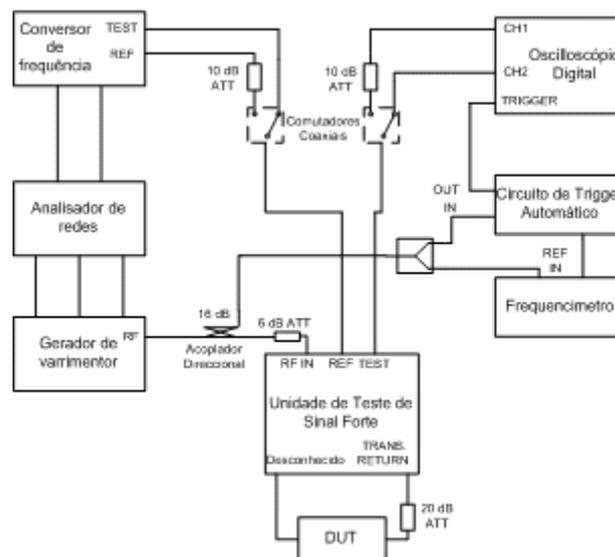


Fig. 39- Bancada de aquisição de formas de onda de sistemas a operar em sinal forte

Estes sinais são seleccionados na bancada de teste através de comutadores coaxiais e separados através de acopladores direccionais. O atenuador de 6 dB localizado na saída do gerador melhora a adaptação entre o gerador e a unidade de teste. Ambas as saídas da unidade de teste, são conectadas alternadamente ao conversor de frequência do analisador de redes ou aos módulos de aquisição dependendo da posição dos comutadores. O analisador de redes permite efectuar medidas de amplitude e de fase do sinal fundamental. Apesar dos harmónicos estarem sobrepostos ao sinal, eles não prejudicam a medida devido à pequena largura de banda do conversor de frequência. A amostragem das formas de onda obedece a um processo de trigger, sincronizando o início da amostragem com o início de um novo período do sinal à saída do *DUT*. Ajustando a frequência do contador no gerador de varrimento, obtém-se uma razão inteira entre a frequência do sinal de entrada e a frequência do gerador de trigger. Este é o procedimento fundamental que assegura que o início da amostragem coincide com o início de um período do sinal de entrada. A aplicação da transformada de Fourier em ambos os sinais amostrados, permite efectuar a correcção de erros e a determinação da fase e da amplitude dos vários harmónicos presentes nos sinais de entrada e de saída. Os atenuadores asseguram uma boa adaptação nos vários ramos da configuração e asseguram que todos os elementos estão a operar na zona linear. Este ponto é extremamente importante visto que a bancada de medida não deve contribuir com componentes de distorção de forma a não interferir na medida. O modelo de calibração da bancada de medida é baseado na calibração de dispositivos de quatro portos gerando matrizes de calibração de parâmetros S. Assim sendo, parte-se do princípio que todos os elementos da configuração operam na zona linear. O processo de calibração segue o método SOLT (*short, open, line, through*). Inicialmente, os padrões de medida são conectados nos portos da unidade de teste e são efectuadas as medidas respectivas no analisador de redes. Depois, os portos de teste e de referência são trocados e o padrão de curto-circuito é medido novamente. Este passo permite a determinação dos erros sistemáticos do analisador de redes. Depois, os módulos de amostragem são caracterizados através da comparação da resposta obtida com uma referência de potência. Finalmente, os erros sistemáticos dos acopladores são contabilizados através da caracterização da resposta entre os portos de “referência” e “desconhecido”. Estes são os passos fundamentais da caracterização da resposta da bancada de medida.

Esta configuração permite a caracterização, de dispositivos a operar num regime de grande sinal e apresenta um método sistemático de calibração. O sinal de teste é composto por um único tom e ambos os sinais, fundamentais e harmónicos, são caracterizados à saída. A referência de fase é baseada numa sincronização temporal implementada por hardware. Nesta configuração, o erro de fase dos módulos de amostragem não é contabilizado o que impõe limitações à validade das medidas.

Outra solução baseada em amostragem do sinal temporal consiste na aquisição de sinais independentemente do instante de início da aquisição. Neste processo, assume-se que frequência de amostragem é conhecida, e considera-se que todas as componentes espectrais são correlacionadas de forma a evitar “*spectral leakage*”. O processo de aquisição deve obedecer a um processo de calibração de forma a corrigir os erros introduzidos pela configuração. Finalmente, um dos algoritmos descritos na secção 4.2 pode ser aplicado de forma a determinar o ponto onde a sequência deve começar a ser considerada. A forma de onda resultante, reúne as condições necessárias para aplicar a transformada de Fourier e determinar a amplitude e a fase de cada tom que compõe a sequência.

#### **4.3.4 Cancelamento de Sinal – multi-tom**

A medição da fase de tons harmonicamente não correlacionados não pode ser efectuada através da utilização da transformada de Fourier. Esta impossibilidade resulta de não ser possível encontrar uma grelha de pontos de amostragem que inclua simultaneamente um período de todas as componentes envolvidas.

Uma forma de contornar esta questão consiste em obter uma referência independente do tempo. Esta referência pode ser um conteúdo espectral com características fixas, gerado por um dispositivo não-linear alimentado com o mesmo sinal de entrada que é aplicado ao sistema em teste. Contudo, este tipo de referência só permite efectuar medidas de fase relativas. Ainda assim, este método continua a ser válido na caracterização de sistemas, visto que, somente as mudanças de fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada são importantes [44, 45].

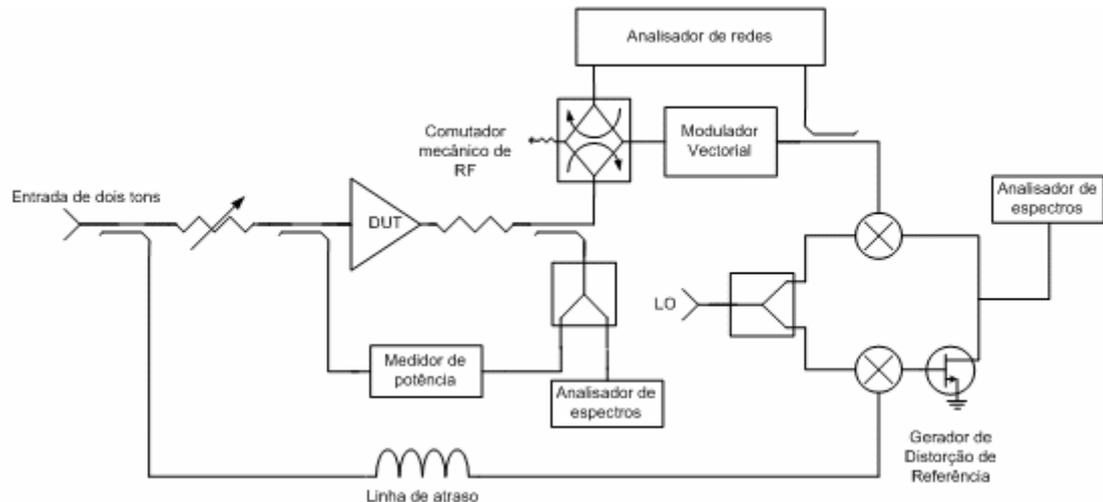


Fig. 40. Bancada de medição de fase de sinais harmonicamente descorrelacionados

Esta configuração é complexa pois utiliza numerosos instrumentos de medida. O sinal de entrada é constituído por dois tons, contudo, o sistema continua a ser válido para sinais mais complexos. Antes de efectuar qualquer medida é necessário proceder à calibração da configuração. Desta forma, o *DUT* é substituído por um circuito “*passa tudo*” para que o sinal flua directamente para a saída. Este sinal é aplicado a um misturador através de um modulador vectorial que permite controlar a amplitude e a fase.

No ramo inferior, o sinal de entrada é aplicado a outro misturador que deve ser “emparelhado” com o do ramo superior. Ambos os sinais dos ramos superiores e inferior são convertidos para uma FI e posteriormente adicionados, sendo o resultado da adição visualizado num analisador de espectros. O processo de calibração consiste em ajustar a amplitude e a fase do sinal proveniente do ramo superior até que a amplitude visualizada no analisador de espectros atinja um valor mínimo. Quando esse ponto é atingido, é alterada a posição do comutador de RF e medido o  $S_{21}$  do modulador vectorial. Os valores de amplitude e de fase obtidos são usados para calibrar as medidas posteriores. Neste momento, para determinar a diferença de fase entre a entrada e a saída de um *DUT* é apenas necessário coloca-lo na bancada e minimizar a saída do tom desejado no analisador de espectros. O valor pretendido é a diferença entre o valor medido e o valor de calibração previamente obtido.

Num sistema não-linear existem componentes espectrais na saída que não estão presentes na entrada. Recorrendo à análise de Volterra pode concluir-se que a fase da IMD em sinal fraco pode estar em fase ou em oposição de fase em relação às componentes fundamentais

(considerando que o DUT não apresenta memória). Assim sendo, é apenas necessário efectuar uma análise qualitativa do sistema de maneira a caracterizar o comportamento da IMD.

As vantagens de efectuar o cancelamento a baixa frequência são evidentes visto que nesta banda espectral não se verificam rotações de fase nem efeitos de memória induzidos pelas capacidades parasitas do dispositivo de referência que são desprezáveis na banda de FI. Esta bancada necessita que os misturadores tenham boas características em relação a largura de banda e distorção e que as suas respostas sejam o mais próximas possível.

#### 4.3.5 Técnica de Injecção de Sinal – multi-tom

Esta bancada permite efectuar a medida de fase de tons harmonicamente relacionados de uma forma automática [46]. A montagem desta bancada utiliza três geradores, um deles com controlo externo de fase através de um PC. O princípio de funcionamento desta bancada consiste em adicionar ao sinal de entrada, um tom à frequência a caracterizar de forma a cancelar a saída a essa frequência. Ajustando a amplitude e a fase do tom a ser medido, é possível anular a saída de um determinado tom monitorizando o resultado no analisador de espectros. O valor de fase pretendido consiste na variação imposta ao gerador para que o sinal de saída seja minimizado. A calibração é obtida quando a soma dos dois sinais convertidos para banda base é minimizada, i.e., os sinais estão em oposição de fase.

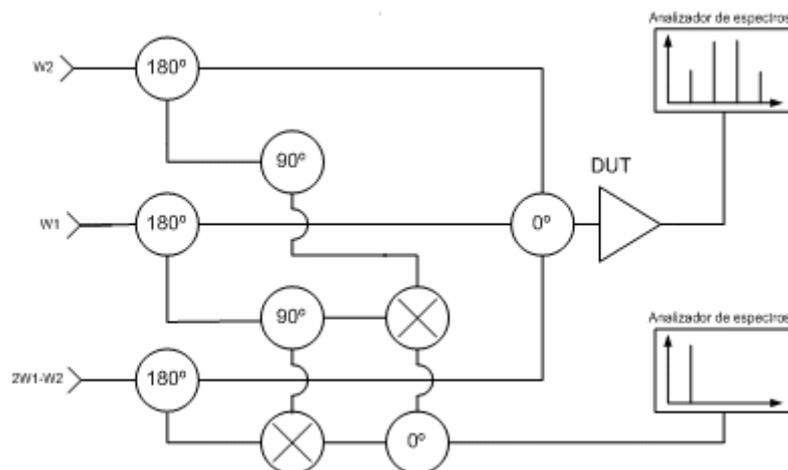


Fig. 41. Bancada automática de medida de fase de sinais correlacionados

Os geradores de sinal devem ter boas características de estabilidade de fase e de ruído para que o nível de cancelamento permita obter resultados fiáveis. Note-se que para 30 dB de cancelamento é necessário garantir que os erros de medida sejam inferiores a 1° e 0.25 dB. A principal inovação desta bancada reside no facto das medidas poderem ser controladas por software e, como a fase está reflectida à entrada, pode ser usada directamente no projecto de pré-distorçores.

#### 4.3.6 Aquisição de Formas de Onda em Sistemas a Operar em Sinal Forte – Tons Harmonicamente Descorrelacionados – multi-tom

O método apresentado neste ponto baseia-se numa abordagem estatística da análise espectral de tons harmonicamente não correlacionados ou formas de onda quasi-periódicas [47]. Como foi referido anteriormente, o algoritmo da FFT tem plena aplicação na análise de sinais harmonicamente correlacionados. Quando esta condição não é verificada os resultados vêm afectados de “*spectral leakage*”. A forma tradicional de solucionar esta questão consiste em aplicar uma janela de formatação aos dados. Contudo, esta solução não é aceitável visto que provoca alterações de fase e a gama dinâmica obtida não é suficiente para a maioria das aplicações. No caso de formas de onda quasi-periódicas, a estimativa espectral requer sequências infinitas, devido ao período infinito do sinal, o que se torna impraticável. O método estatístico descrito, é aplicável a formas de onda que cumprem o critério de Nyquist e com as correcções de calibração já efectuadas. Apesar de ser um método genérico, apenas o caso de dois tons é descrito por simplicidade.

O algoritmo descrito baseia-se na descrição dos sinais num domínio de tempo virtual. Nesse domínio, um sinal  $x(t)$  pode ser representado por:

$$x(t) = \sum_{n_1=-H_1}^{H_1} \dots \sum_{n_j=-H_j}^{H_j} \dots \sum_{n_m=-H_m}^{H_m} X_{n_1..n_j..n_m} e^{j(n_1\omega_1 + \dots + n_j\omega_j + \dots + n_m\omega_m)t} \quad Eq\ 4-31$$

Este sinal pode ser transformado em:

$$x(\tau_1, \tau_j, \dots, \tau_m) = \sum_{n_1=-H_1}^{H_1} \dots \sum_{n_j=-H_j}^{H_j} \dots \sum_{n_m=-H_m}^{H_m} X_{n_1..n_j..n_m} e^{jn_1\omega_1\tau_1} \dots e^{jn_j\omega_j\tau_j} \dots e^{jn_m\omega_m\tau_m} \quad Eq\ 4-32$$

Em que:  $H_1, H_j, H_m$  - representam números naturais correspondendo aos harmónicos considerados em cada dimensão.

$X_{n_1, n_j, n_m}$  - representam os coeficientes das várias componentes espectrais

$$n_1\omega_1 + \dots + n_j\omega_j + \dots + n_m\omega_m$$

Quando  $\tau_1 = \dots = \tau_j = \dots = \tau_m$  a equação 4-31 é equivalente à equação 4-32. Esta abordagem possibilita o uso directo da FFT em sequências que somente têm que cumprir o critério de Nyquist em cada dimensão considerada. A principal dificuldade desta abordagem reside na construção da matriz multi-dimensional a partir de uma forma de onda quasi-periódica e unidimensional.

No caso de dois tons, os coeficientes podem ser descritos por:

$$\begin{aligned} X_{n_1, n_2} &= \frac{1}{T_1} \frac{1}{T_2} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} x(\tau_1, \tau_2) e^{-jn_1\omega_1\tau_1} e^{-jn_2\omega_2\tau_2} d\tau_1 d\tau_2 = \\ &= \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[ \frac{1}{T_2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} x(\tau_1, \tau_2) e^{-jn_2\omega_2\tau_2} d\tau_2 \right] d\tau_1 \end{aligned} \quad \text{Eq 4-33}$$

Inicialmente  $x(t)$  é amostrado em intervalos de tempo múltiplos de um período de um tom. Vamos assumir que a sequência é amostrada nos pontos  $kT_1$ , sendo  $k$  um valor inteiro. Este processo de amostragem, resulta num sinal que apenas tem variações devido ao tom 2 visto que a periodicidade em relação ao tom 1 apenas afecta os valores de um factor constante. O início da amostragem é arbitrário e é representado por  $\theta$ . Assim, a sequência temporal pode ser descrita por  $x_{\theta_1}[k]$ . Como consequência da quasi-periodicidade dos sinais, o resultado da amostragem coerente com o tom 1 é uma sequência amostrada aleatoriamente na escala  $\tau_2$  com comprimento finito. O calculo do integral dentro de parêntesis é dado por:

$$\tilde{X}_{n_2}(\theta_1) = \frac{1}{N} \sum_k x_{\theta_1}[k] e^{-jn_2\omega_2kT_1} \quad \text{Eq 4-34}$$

Em que:  $N$  O número de pontos amostrados,

$\tilde{X}_{n_2}$  representa a estimativa espectral da componente forçada pelo gerador 2.

Se o início da amostragem representado por  $\theta_1$  puder variar no intervalo  $\theta_1 = t_k \in ]-T_1, t]$ , e obedecer a uma grelha de amostragem definida por  $t_k = kT_s$  em que  $T_s$  é um sub-múltiplo de  $T_1$ , pode ser construída uma matriz bidimensional em que o algoritmo da FFT pode ser aplicado directamente.

A precisão das medidas depende directamente do nº de pontos amostrados. Assim, continua a verificar-se algum “*spectral leakage*” que pode tornar este método impraticável para algumas aplicações.

### 4.3.7 O Analisador de Redes de Sinal Forte – multi-tom

O analisador de redes de sinal forte é uma solução completa para a caracterização do comportamento não linear de um dado sistema cobrindo os pontos de funcionamento da zona linear e não linear [48-50]. Este instrumento de medida é capaz de caracterizar os sinais de tensão e corrente em ambos os portos de teste, nas direcções incidente e reflectida. O sinal utilizado na caracterização dos sistemas pode ser um tom sinusoidal ou um sinal mais complexo composto por vários tons ou modulações, desde que se verifique periodicidade. As terminações de carga e da fonte podem ser uma carga de referência ou um sintonizador de forma a recriar as condições reais de funcionamento no processo de medida.

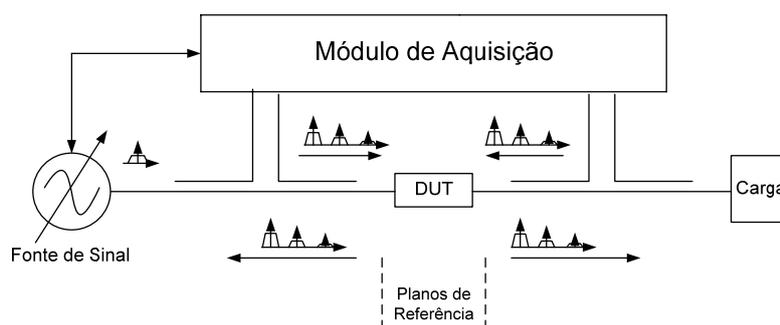


Fig. 42 - Analisador de redes de sinal forte

A periodicidade do sinal de teste é também verificada no sinal de saída, o qual permite a conversão entre o tempo e a frequência através da transformada de Fourier. Este é um grande benefício visto que a fase e a amplitude de cada tom dos sinais de entrada e de saída

podem ser facilmente conhecidos assim como a relação entre eles. Este processo de medida requer uma calibração em amplitude e fase incluindo uma calibração absoluta através de referências. Todas estas características e potencialidades traduzem-se numa caracterização completa do funcionamento de um sistema não linear em condições próximas da realidade. Neste capítulo fez-se a explanação do conceito de fase assim como a sua representação matemática. As principais técnicas de medida foram apresentadas tanto para o caso de um tom como no caso de sinais multi-tom. A medida de fase em sinais multi-tom não correlacionados é mais complexa que no caso em que os sinais são correlacionados, uma vez que não é possível aplicar o algoritmo da transformada de Fourier.



## Capítulo 5

# 5 Medida de Fase Por Filtragem Espectral

As técnicas de medida estudadas anteriormente estudadas, ou só permitem efectuar medidas de tons correlacionados, ou então baseiam-se no cancelamento espectral. Além disso, baseiam-se em configurações difíceis de automatizar e vocacionadas apenas para sinais de dois tons.

A medição de fase de sinais multi-tons através de filtragem espectral apresenta algumas vantagens práticas. Tem por base o *setup* de medida de sinais de 1 tom que é simples e eficiente. O processo de filtragem e medida é efectuado a baixa frequência o que torna os resultados imunes aos efeitos das capacidades parasitas e de erros provocados pela alteração das características dos componentes.

A medição de fase através de filtragem espectral tem por base a separação dos vários sinais envolvidos através de filtragem de banda estreita.

### 5.1 *Setup* de medida

Esta configuração tem a capacidade de medir a fase de sinais harmonicamente descorrelacionados gerados num sistema não-linear. O sinal de teste é composto por dois tons gerados em fontes distintas, adicionados num combinador passivo. Juntamente com estes dois sinais, um sinal de referência contendo todos os harmónicos que se pretende medir é sintetizado. Os sinais de saída juntamente com o sinal de referência são convertidos para uma FI conveniente recorrendo a um par de misturadores duplamente balanceados que devem ser “*emparelhados*”. Na banda da FI, a componente espectral pretendida deve ser seleccionada através de um filtro de banda muito estreita.

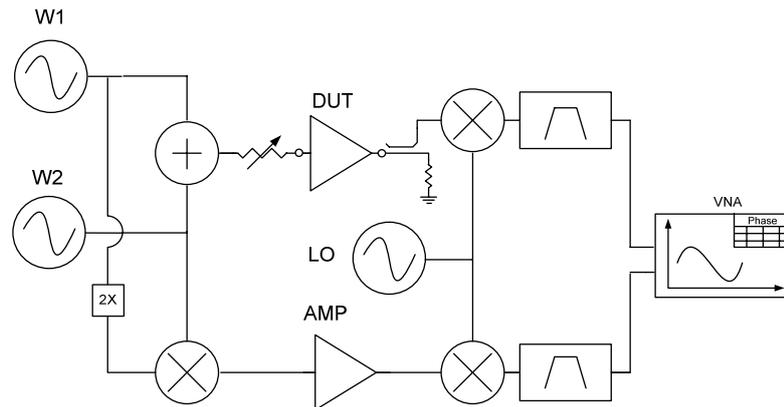


Fig. 43 – Setup de medição de fase para sinais não correlacionados

Outro filtro com as mesmas características é aplicado ao sinal de referência na banda de FI de forma a remover as componentes espectrais não desejadas geradas no processo de conversão e de forma a manter a configuração balanceada. Ambos os misturadores são alimentados por um oscilador local que deve ser extremamente preciso e estável para que o sinal de FI se mantenha dentro da banda de passagem do filtro. O ruído de fase do oscilador local, é anulado devido às características de balanceamento da configuração. Após a filtragem, somente o tom pretendido está presente em ambos os ramos os quais podem ser comparados directamente por um analisador vectorial de redes.

O sinal de entrada é dividido em dois ramos. No ramo superior, o sinal de dois tons é aplicado ao dispositivo a testar apenas com uma alteração no nível de potência. Na saída do dispositivo a testar obtém-se uma versão amplificada do sinal de entrada assim como um conjunto de produtos de mistura cuja potência depende do nível de saturação do dispositivo. Este sinal pode ser representado por:

$$x_2(t) = G_1 K (\cos(w_1 t) + \cos(w_2 t)) + G_n (n^{th} \text{ order distortion products}) \quad Eq 5-1$$

Em que:  $G_n$  = Ganho dos produtos de n-ésima ordem

$n$  = Ordem dos produtos de distorção considerada

O ramo inferior aplica o sinal de uma versão do sinal de entrada a uma referência não linear cuja resposta é conhecida. A saída da referência não linear permanece constante ao longo do tempo e á medida que se varia a potência de entrada do dispositivo em teste. Este sinal pode ser representado por:

$$x_3(t) = G_1 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + G_n (n^{th} \text{ order distortion products}) \quad Eq 5-2$$

Com : n = Ordem da distorção da referência não-linear

A saída do DUT juntamente com o sinal de saída da referência são convertidos através de misturadores duplamente balanceados para uma FI conveniente. Variando a frequência do oscilador local é possível seleccionar a componente espectral que se pretende caracterizar em termos de fase.

Os sinal na Banda de frequência intermédia são representados por:

Ramo superior

$$x_4(t) = G_{mix} \left( G_1 K (\cos((\omega_1 - \omega_{lo})t) + \cos((\omega_2 - \omega_{lo})t)) + G_n K (n^{th} \text{ order distortion products converted to IF}) \right) \quad Eq 5-3$$

Ramo inferior

$$x_5(t) = G_{mix} \left( G_{1,ref} (\cos((\omega_1 - \omega_{lo})t) + \cos((\omega_2 - \omega_{lo})t)) + G_{n,ref} (n^{th} \text{ order distortion products converted to IF}) \right) \quad Eq 5-4$$

Após efectuar a filtragem do tom pretendido obtém-se:

Ramo superior

$$\begin{aligned} x_6(t) &= G_{Filt} G_{mix} (G_n K (n^{th} \text{ order distortion product converted to IF})) = \\ &= Gain \times \cos \omega_n t \end{aligned} \quad Eq 5-5$$

Ramo inferior

$$\begin{aligned} x_7(t) &= G_{Filt} G_{mix} (G_n (n^{th} \text{ order distortion product converted to IF})) = \\ &= Const \times \cos \omega_n t \end{aligned} \quad Eq 5-6$$

Os sinais de saída têm a mesma frequência, amplitudes e diferenças de fase constantes. A medição destas quantidades é uma tarefa fácil de efectuar recorrendo a um simples osciloscópio ou a um analisador vectorial de sinal.

O componente mais crítico em todo o sistema é o filtro de FI que deve ter uma excelente atenuação para garantir uma boa gama dinâmica.

De modo a contabilizar os erros introduzidos pela bancada, deve ser seguido um método de calibração antes efectuar qualquer medida. Inicialmente, para contabilizar os erros sistemáticos, o DUT é substituído por referências conhecidas e a bancada caracterizada. Após este processo, a bancada permite efectuar medidas de fase e amplitude relativas. Para efectuar medidas absolutas é necessário proceder à calibração de fase da referência não linear. Um método de calibração de fase consiste na técnica “nose-to-nose” [51]. É necessário efectuar ainda uma calibração de amplitude para que o processo esteja completo. A calibração de amplitude consiste na comparação do sinal obtido com uma medida efectuada por um medidor de potência ou por um analisador de espectros.

## 5.2 Simulação do sistema

Para verificar a validade do sistema foi montado o circuito da figura 44 no simulador de circuitos ADS [52].

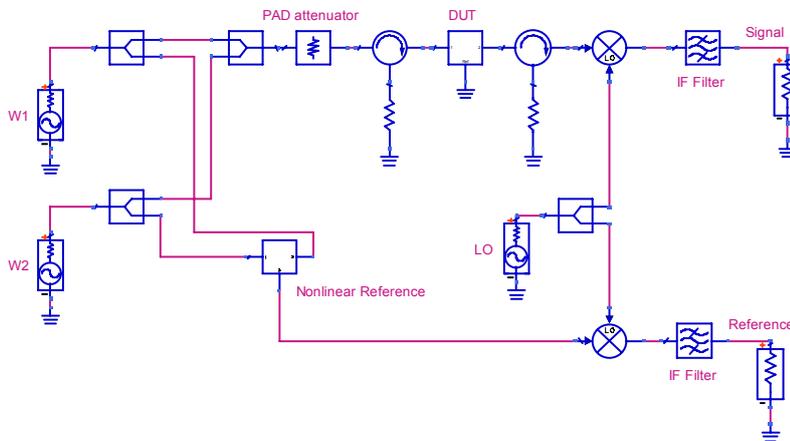


Fig. 44 – Circuito implementado no simulador ADS

O sinal de entrada é composto por dois tons centrados em 1 GHz e separados de 100 kHz. O dispositivo de teste considerado foi um amplificador baseado num modelo de 5ª ordem. A referência foi sintetizada directamente a partir do sinal de entrada. Ambos os sinais foram convertidos para a banda de FI de 10.7 MHz e filtrada posteriormente.

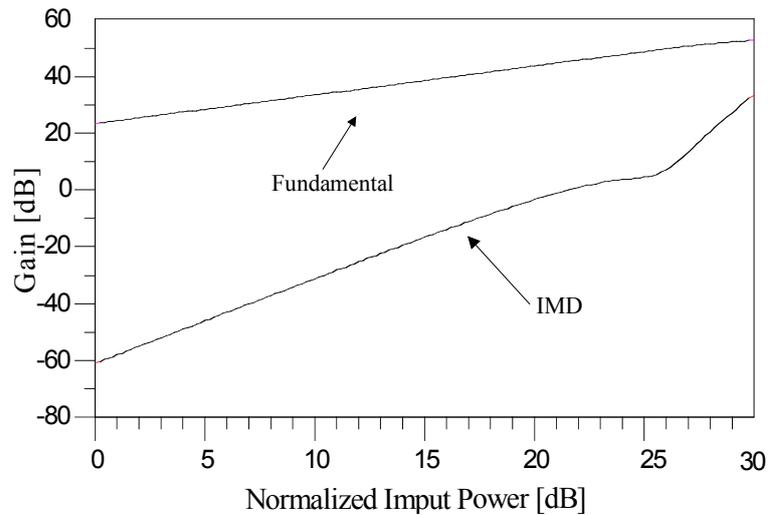


Fig. 45 – Potência de saída para as componentes fundamentais e de IMD em função de um varrimento da potência de entrada.

A figura 45 apresenta a potência de saída das componentes fundamentais e de distorção para um varrimento da potência do sinal de entrada. A potência das componentes fundamentais cresce a 1 dB/dB enquanto que as componentes de distorção crescem a 3dB/dB inicialmente e a 5dB/dB quando o sistema entra em compressão. Este comportamento está de acordo com a estrutura do modelo utilizado.

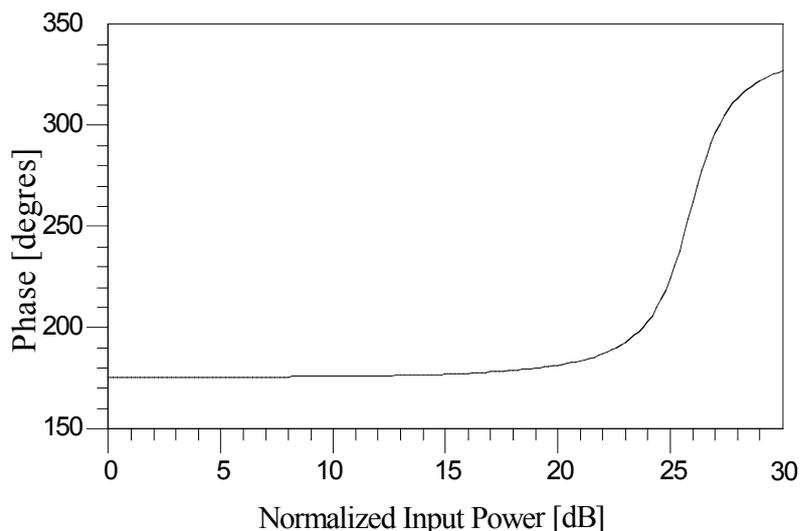


Fig. 46 – Fase das componentes de distorção em função de um varrimento da potência do sinal de entrada.

Na figura 46 são apresentadas as fases das componentes de distorção em função de um varrimento de potência do sinal de entrada. Para potências de entrada baixas, a fase das componentes de distorção são impostas pela 3ª ordem resultando numa fase de 180°. Quando as componentes de 5ª ordem se tornam relevantes verifica-se uma rotação de fase, o que confirma os resultados teóricos [4].

### 5.3 Validação Experimental

Para efectuar a validação do sistema experimentalmente, efectuou-se a montagem do circuito da figura 47.

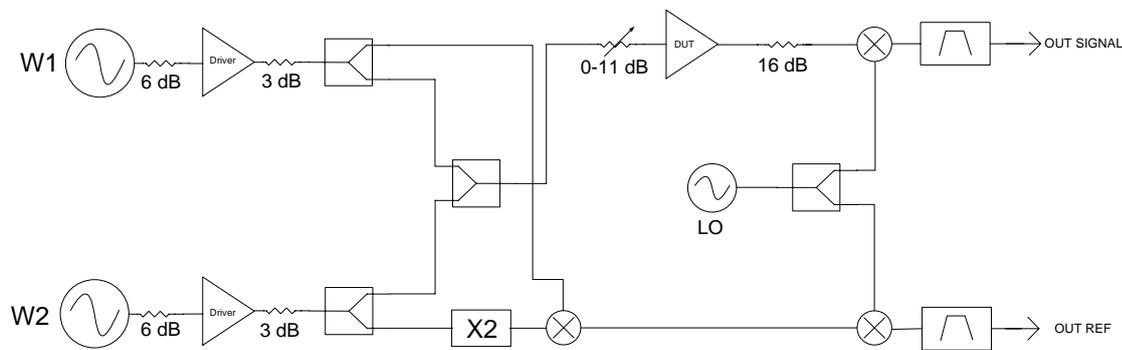


Fig. 47 –Circuito de teste implementado em hardware

O circuito implementado é composto por dois geradores independentes seguidos por dois amplificadores com um IP3 elevado. A adaptação dos portos de entrada e de saída dos amplificadores é melhorada através da inclusão de atenuadores garantindo a pureza espectral dos sinais.

O sinal de referência é sintetizado através de um duplicador e de um andar de mistura. Embora os sinais de entrada sejam descorrelacionados, o sinal de referência e o sinal de distorção correspondente gerado no dispositivo a testar são correlacionados. A potência do ramo inferior é constante garantindo que a potência e a fase do sinal de referência são também constantes. O dispositivo de teste utilizado foi um amplificador de banda larga. Antes de iniciar o processo, o *setup* foi calibrado com um standard “*through*”. Este processo permite calibrar o erro relativo de amplitude entre os dois ramos. O sinal de teste usado é composto por dois tons centrados em 1 GHz com uma separação de 100 kHz.

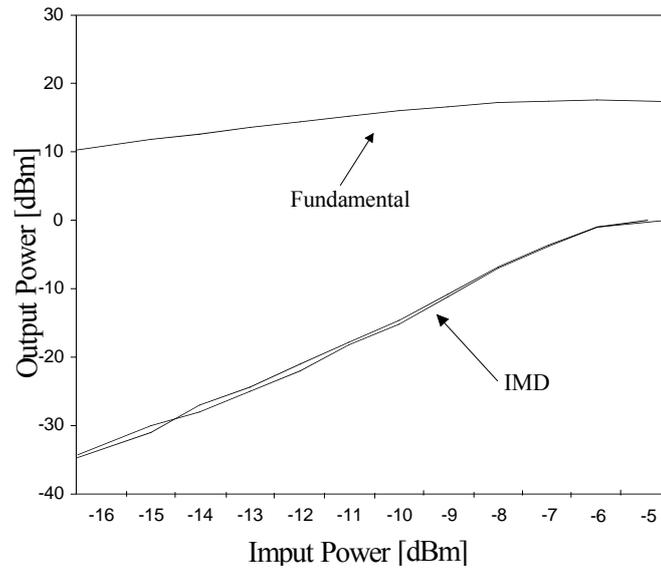


Fig. 48 – Potência de saída para as componentes fundamentais e de IMD em função de um varrimento da potência de entrada.

Na figura 48 verifica-se que a potência das componentes de distorção sofrem uma expansão à medida que a potência do sinal de entrada aumenta. Desta forma, pode-se afirmar que a fase relativa das componentes de distorção é  $0^\circ$  em sinal fraco. Na zona de compressão o valor da fase da distorção tende para  $180^\circ$  [45]. Esta relação foi usada para efectuar a calibração das medidas.

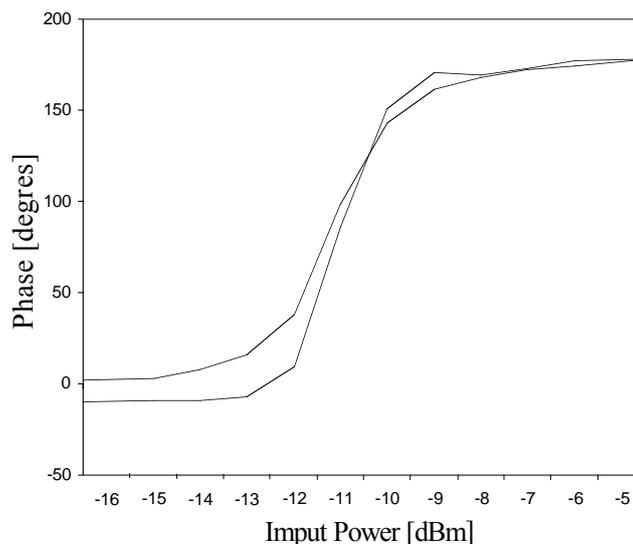


Fig. 49 – Fase das componentes de distorção em função de um varrimento da potência do sinal de entrada.

Como se pode verificar através dos resultados obtidos, os valores experimentais estão de acordo com os resultados simulados embora tendo em conta o modelo do amplificador simulado e o comportamento do amplificador de teste. Assim, confirma-se a validade deste método para efectuar medidas de fase em sinais descorrelacionados e multi-tom. A topologia apresentada é simples e permite efectuar automação do sistema o que tem vantagem na caracterização de sistemas com sinais multi-tom. Para além disso, a selecção do tom a medir é feita apenas através da alteração oscilador local, e a medida é efectuada a baixa frequência o que torna o processo simples. A gama dinâmica do *setup* é ditada essencialmente pela atenuação do filtro de frequência intermédia e é superior à conseguida com os métodos de amostragem.

## Capítulo 6

# 6 Linearização de um Misturador através de Pós-Distorção

Neste ponto considerou-se que para efeitos de linearização cada um dos blocos é uma caixa preta em que apenas as características macroscópicas de entrada/saída são importantes. Para projectar o bloco linearizador basta conhecer a resposta do misturador. A implementação e estrutura interna do misturador não são relevantes no processo de linearização visto que esta é efectuada a nível de sistema. Contudo, as principais características e estrutura deste bloco são descritas de seguida.

### 6.1 Bloco Misturador

#### 6.1.1 Análise Teórica (Misturador Ideal)

Os misturadores continuam a desempenhar um papel fundamental nos sistemas de *RF* e de microondas principalmente quando é necessário efectuar conversão de frequência. Um misturador apresenta um interface constituído por três portos usualmente denominados por: *RF*, *OL* e *FI*. O sinal a ser convertido é aplicado ao porto *RF*. O porto *OL* recebe o sinal do oscilador local que funciona como sinal auxiliar no processo de conversão. No porto de *FI* obtêm-se os sinais soma e diferença. Para que se obtenha conversão de frequência de um sinal de frequência  $f_R$  para outra banda espectral, é necessário que este seja modulado por um outro sinal auxiliar periódico de frequência  $f_L$ . A corrente resultante do sinal de *RF* modulado pelo sinal auxiliar contém os produtos soma e diferença:  $f_R + f_L$  e  $f_R - f_L$ . Outros

produtos indesejados, designados por produtos de intermodulação, são também criados às frequências de  $nf_L \pm f_R$ , em que  $n$  é um inteiro. No caso de um misturador passivo a díodos, a conversão é baseada na condutância dos díodos. Para efeitos de análise considere-se o misturador da figura 50, descrito pelo modelo de inversão de fase linear [53].

Este modelo assume que o diodo é não reactivo e actua como um rectificador, apresentando uma resistência com um valor de zero na zona de condução e um valor de infinito na zona de corte. O misturador é considerado linear visto que os valores dos elementos de circuito, incluindo a condutância do diodo, são independentes dos níveis de sinal a RF e a LO. Este modelo, apesar de ser muito simples, aproxima suficientemente a característica de um diodo para que se possam retirar algumas conclusões teóricas em relação aos desempenhos para as perdas de conversão e supressão de intermodulação.

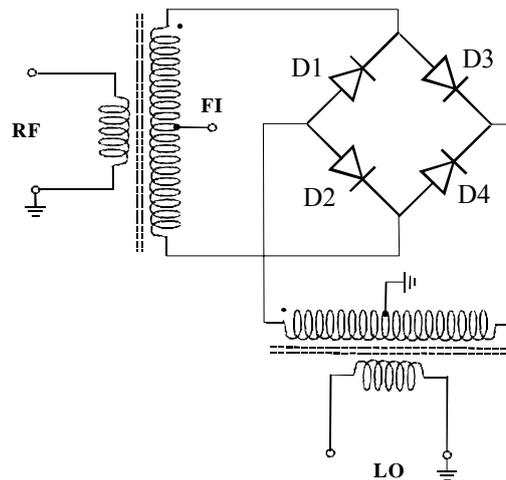


Fig. 50- Misturador a díodos duplamente balanceado

Considere-se o misturador da figura 50. Durante um ciclo positivo do oscilador local, os díodos  $D1$  e  $D2$  estão em condução enquanto que os díodos  $D3$  e  $D4$  estão cortados. O oposto é verificado para um ciclo negativo do oscilador local. Este facto obriga a que o sinal de  $RF$  do ponto de vista de  $FI$  altere a sua fase ao mesmo ritmo que o oscilador local. O mecanismo descrito pode ser representado matematicamente pela multiplicação de um sinal sinusoidal pela expansão em série de Fourier da função de comutação que se assume quadrada:

$$V_{out} = V_{RF} \text{sen}(\omega_R t) \left[ \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \text{sen}(n\omega_L t) \right] = \quad \text{Eq 6-1}$$

$$V_{RF} \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} [\text{sen}(\omega_L - \omega_R)t - \text{sen}(\omega_L + \omega_R)t] + \frac{1}{6} [\text{sen}(3\omega_L - \omega_R)t - \text{sen}(3\omega_L + \omega_R)t] + \dots \right\}$$

As perdas de conversão são numericamente iguais ao simétrico do ganho de conversão e são definidas por:

$$L = \frac{\text{Potencia de RF disponível à entrada}}{\text{Potencia de FI disponível à saída}} \quad \text{Eq 6-2}$$

Desta forma, as perdas de conversão são dadas por:

$$L = 20 \text{Log} \frac{V_{RF}}{V_{FI}} = -20 \text{Log} \frac{2}{\pi} = 3.92 \text{dB} \quad \text{Eq 6-3}$$

O termo  $\frac{2}{\pi}$  é a razão entre a tensão do sinal de *RF* e a tensão do sinal a *FI*.

Este resultado assume que os portos de *RF* e *FI* estão adaptados e que não existem perdas resistivas ou reactivas.

No caso em que, todos os produtos de intermodulação e a frequência imagem estão terminados reactivamente, a *FI* está adaptada e o sinal de *RF* está terminado da mesma forma que a frequência imagem, as perdas de conversão teóricas são de 3 dB, sendo a energia perdida dividida entre a frequência imagem e a desadaptação a *RF*. Estes resultados tendem a ser mais elevados devido às características não ideais do díodo tais como a geração de componentes de distorção para além das de segunda ordem. Desta forma, as perdas típicas de um misturador passivo situam-se entre 5 e 8 dB.

### 6.1.2 Figuras de Mérito dos Misturadores

A avaliação do desempenho de um misturador é feita com base num conjunto de figuras de mérito definidas para o efeito. O desempenho apresentado está relacionado com a topologia de mistura utilizada assim como com o nível de optimização do projecto. Os principais parâmetros a optimizar no projecto de misturadores são as perdas de conversão, o factor de ruído, a distorção, a adaptação dos vários portos e a distorção de intermodulação.

### 6.1.3 Perdas de Conversão

As perdas de conversão traduzem a relação entre a potência do sinal de entrada a  $RF$  e a potência do sinal obtido à frequência  $FI$ , dada pela equação 6-4. Tem como componentes principais a desadaptação nos portos de  $RF$  e de  $FI$ , as perdas no diodo e as perdas inerentes ao processo de mistura. No caso de um misturador a diodos, as perdas por inserção são dadas por:

$$\begin{aligned} \text{Perdas} = & \text{Perdas por mistura} + \text{Perdas no transformador} + \\ & + \text{Perdas por geração de harmônicas} + \text{Perdas no diodo} + \text{Perdas por desadaptação} \end{aligned}$$

Eq 6-4

As perdas por mistura não se devem a uma falta de rigor no projecto do sistema mas, de um resultado matemático que prevê, no caso ideal, que a potência de  $RF$  é igualmente repartida pelas frequências soma e diferença. Além destas perdas, é necessário contabilizar a influência do transformador e do diodo.

O modelo de perdas de um diodo de  $RF$  é apresentado na figura 42.

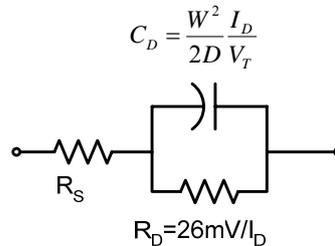


Fig. 51 – Modelo de um diodo de RF

Este é constituído por uma resistência série constante associada aos terminais, por uma resistência dinâmica denominada por resistência de difusão e por uma capacidade não-linear denominada capacidade de difusão. Esta capacidade é dada por:

$$C_D = \frac{W^2 I_D}{2D V_T} \quad \text{Eq 6-5}$$

Em que:  $D$  – Constante de difusão dependente do material

$W$  – Largura do dispositivo

$I_D$  – Corrente no diodo

$V_T$  – Tensão de threshold (26 mV)

As perdas devidas às características não ideais do diodo são aproximadas por [53]:

$$Perdas(dB) = \log \left( \frac{50 + (2 \times R_s)}{50} \right) \quad Eq\ 6-6$$

Este cálculo considera uma topologia em que estão dois diodos em condução em cada ciclo.

As perdas por desadaptação têm valores típicos de cerca de 1dB. Num misturador duplamente balanceado, o sinal de *RF* e os sinais imagem partilham o porto de *RF* enquanto que em *FI*, os produtos soma e diferença partilham o mesmo porto. Verifica-se que variando a impedância à frequência imagem consegue-se variar as perdas de conversão em 2 dB. Em [54] mostra-se que colocando um curto ou uma terminação capacitiva à frequência imagem se obtém o melhor compromisso entre perdas de conversão, figura de ruído e intermodulação de terceira ordem.

As perdas de conversão podem variar cerca de 5 dB fazendo as impedâncias apresentadas à frequência soma, a  $2f_L$  e à frequência imagem reactivas [55].

Assim sendo, a optimização do projecto de um misturador passa pela escolha cuidada da terminação dos vários portos.

As perdas típicas num misturador a diodos são [55]:

$$\begin{aligned} Perdas(dB) = & 3 \text{ (perdas de conversão)} + 1.5 \text{ (perdas no transformador)} + \\ & + 1 \text{ (perdas por geração de harmónicos)} + 0.5 \text{ (perdas no diodo)} = 6dB \end{aligned} \quad Eq\ 6-7$$

#### 6.1.4 Factor de Ruído

Um misturador adiciona uma componente de ruído ao sinal de saída. O factor de ruído em banda lateral única é definido como:

$$NF = 10 \log \left[ \frac{P_{n\ out}}{P_{n\ in} \times G} \right] \quad Eq\ 6-8$$

Em que:

$P_{n\ out}$  – Potência de ruído disponível à saída à FI

$P_{n\ in}$  – Potência de ruído disponível à entrada a RF

$G$  – Ganho disponível do misturador

$NF$  – Factor de ruído

O factor de ruído em banda lateral única pode também ser expresso em função da temperatura equivalente de ruído  $T_{mSSB}$  [56]:

$$NF = 1 + \frac{T_{mSSB}}{T_0} \quad Eq\ 6-9$$

Em que:

$$T_0 = 290^\circ K$$

Em dispositivos passivos, o factor de ruído é o simétrico do ganho disponível, desde que a fonte de ruído e o dispositivo estejam à mesma temperatura. Teoricamente, o factor de ruído de um misturador é igual ao factor de ruído de um dispositivo passivo em que a temperatura efectiva é dada por:

$$T_M = n \frac{T}{2} \quad Eq\ 6-10$$

Em que:  $n$  – factor de idealidade do díodo.

$T$  – temperatura física do díodo.

Assim sendo, o factor de ruído de um misturador ideal em banda lateral única, adaptado a  $FI$  e terminado reactivamente às outras componentes, é dado por:

$$T_{mSSB} = \left( n \frac{T}{2} \right) (L-1) \quad Eq\ 6-11$$

Em que:  $L$  – Perdas de conversão.

O factor de ruído definido em função da temperatura de ruído apenas contabiliza o ruído térmico. Na prática os valores obtidos são superiores devido a outras fontes de ruído existentes no díodo tais como ruído *flicker* e *shot*.

### 6.1.5 Gama Dinâmica

A gama dinâmica de um misturador é definida como a diferença entre a potência máxima admitida à entrada que ainda garante uma determinada relação sinal ruído e o mínimo sinal

detectável à saída. À medida que a potência de entrada aumenta a distorção que cai sobre a banda também sofre um aumento o que dificulta o processamento do conteúdo informativo

### 6.1.6 Intermodulação

Os produtos de intermodulação aparecem na saída de um misturador e podem cair suficientemente próximos da banda de interesse de forma que a sua eliminação por filtragem seja impossível. Os produtos de intermodulação aparecem às frequências definidas por:

$$f = \pm n f_L \pm m_1 f_{R1} \pm m_2 f_{R2} \quad \text{Eq 6-12}$$

Os produtos de intermodulação aparecem devido à característica não-linear do díodo e ao mecanismo de sobrecarga do misturador. Este mecanismo, verifica-se quando a amplitude do sinal de RF se aproxima da amplitude do oscilador local tornando o tempo de comutação dependente de ambos os sinais. Verifica-se que o produto de intermodulação dado por:

$$f = f_L + 2f_{R1} - f_{R2} \text{ em que } P_{RF1} = P_{RF2} \ll P_{Lo} \quad \text{Eq 6-13}$$

varia a 3 dB por dB. Assim sendo, é possível definir o ponto de intercepção à entrada para um teste de dois tons em RF, como sendo a potência de cada tom de RF necessária para que a potência de intermodulação iguale a potência o sinal na banda da FI.

O ponto de intercepção à entrada é dado por:

$$IIP_n \text{ (dBm)} = \frac{IMR_{n-1}}{IM_{ordem-1}} + P_{RF \text{ in}} \quad \text{Eq 6-14}$$

Em que:  $IMR_{n-1}$  - razão de intermodulação de ordem n-1

$IIP_n$  - Ponto de intercepção à entrada de ordem n

$IM_{ordem-1}$  - Ordem da intermodulação -1

O ponto de intercepção à saída pode ser obtido através do ponto de intercepção à entrada adicionando-lhe o ganho disponível do dispositivo. Nos casos práticos de misturadores a díodos, o ponto de intercepção de terceira ordem é superior à potência do oscilador local entre 0 e 5 dB [55].

Os factores que interferem com o nível dos produtos de intermodulação são a potência do oscilador local e a adaptação dos portos. Um nível elevado de potência reflectida nos portos gera tensões elevadas que se traduzem num aumento dos produtos de intermodulação.

### **6.1.7 Isolamento entre Portos**

O isolamento entre portos traduz a relação entre a potência do sinal de entrada de um dado porto e a potência com que ele aparece nos outros portos. O isolamento entre portos pode ser conseguido através de filtragem pela inversão de fase dos sinais a eliminar. A técnica de filtragem é efectiva quando o sinal a *FI* está suficientemente afastado do sinal a *RF* e *LO*. A técnica de inversão de fase tira proveito das características resultantes de esquemas de montagem típicos como é o caso dos misturadores simplesmente balanceados e duplamente balanceados.

Neste últimos, a limitação do isolamento surge devido às características não ideais dos componentes de circuito. Nesse sentido, é importante verificar as características de balanceamento dos transformadores usados assim como o grau de emparelhamento dos díodos.

### **6.1.8 Projecto de um Misturador**

O misturador desenvolvido baseia-se numa topologia balanceada e utiliza dois díodos *schottky* como elementos não lineares. É um misturador passivo, apresentando por isso perdas de conversão. De acordo com a figura 52, o sinal de entrada é aplicado aos díodos com uma diferença de fase de  $180^\circ$ , enquanto que o oscilador local é aplicado aos díodos em fase. Tendo em conta as características de simetria da configuração, o sinal do oscilador local é suprimido da *FI*, assim como os produtos de intermodulação de ordem par.

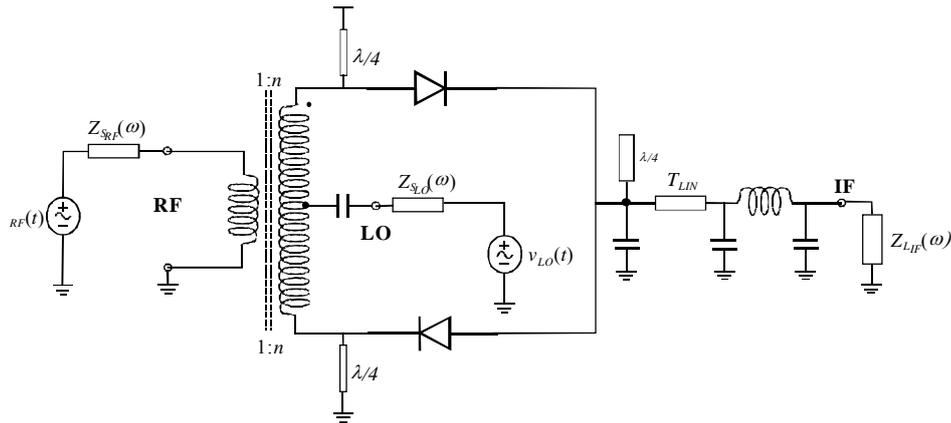


Fig. 52 – Esquema do misturador implementado

A corrente nos díodos é adicionada e aplicada à malha presente no porto de *FI* que tem como função filtrar o sinal de interesse e adaptar o misturador para que as características deste cumpram os requisitos do projecto. Devido a imperfeições no balanceamento da topologia, o sinal do oscilador local não é totalmente cancelado no porto de *FI*. Assim sendo, o stub em aberto neste porto tem como função atenuar o sinal de *RF*, do oscilador e os seus harmónicos do sinal de saída. Os stubs em curto-circuito situados entre os díodos e o transformador têm como função permitir o escoamento das correntes *DC* geradas no processo de mistura, e por isso, devem apresentar uma impedância elevada a *RF* e ao *OL*. Por outro lado, estes stubs apresentam uma impedância muito baixa à *FI* contribuindo para o isolamento entre os portos. O misturador foi desenvolvido recorrendo ao software ADS [52] da Agilent. Efectuou-se uma simulação de balanço harmónico até à 15ª ordem com três tons, dois de *RF* e um a *OL*. Para verificar o efeito da potência do oscilador local no sinal de saída fez-se um varrimento em potência apresentado na figura 53.

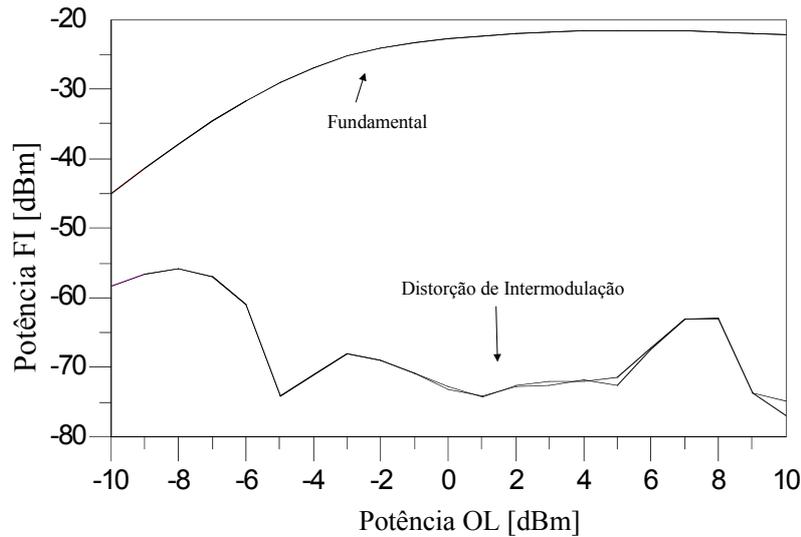


Fig. 53 – Variação da potência do sinal de *FI* com a potência do *OL*

Como se pode observar pela figura, o efeito do oscilador no sinal de *FI* é muito baixo para valores de potência acima de -2 dBm. Isto deve-se ao facto do sinal do oscilador local colocar os díodos a funcionar como comutadores sendo o tempo de comutação independente do sinal de *RF*. Verifica-se também que nessa zona a intermodulação é menor. O valor de potência escolhido para o oscilador local foi 0 dBm.

Tendo por base esse valor, fez-se um varrimento da potência de *RF* de forma a determinar a resposta do misturador em relação a intermodulação.

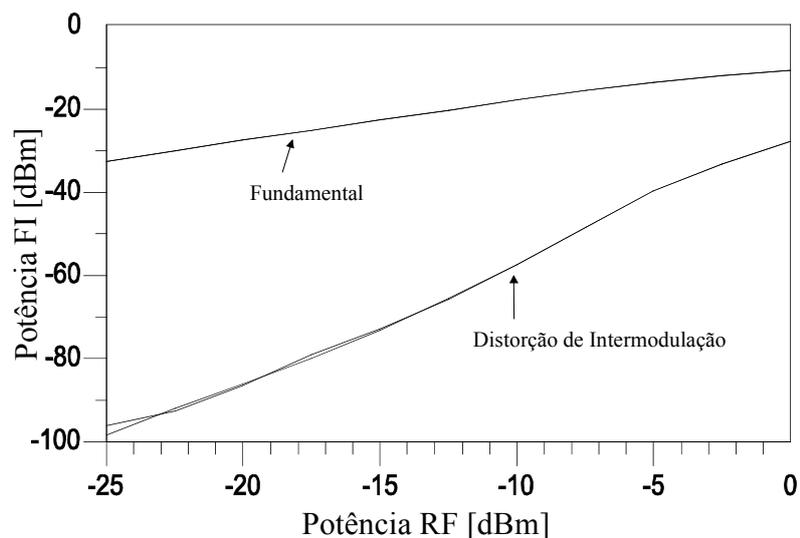


Fig. 54 – Variação da potência do sinal de *FI* e da intermodulação com a variação do sinal de *RF*

Como se pode verificar na figura 54, a distorção de intermodulação sobe a 3dB/dB até -10 dBm de potência à entrada, depois verifica-se uma zona de expansão e finalmente uma zona de compressão. Na figura 55 é apresentada a variação de fase da *IMD* em relação à fundamental. Verifica-se que a fase se mantém próximo de 180° na zona em que a *IMD* cresce a 3dB/dB. As perdas de conversão são de 8 dB na zona de sinal fraco.

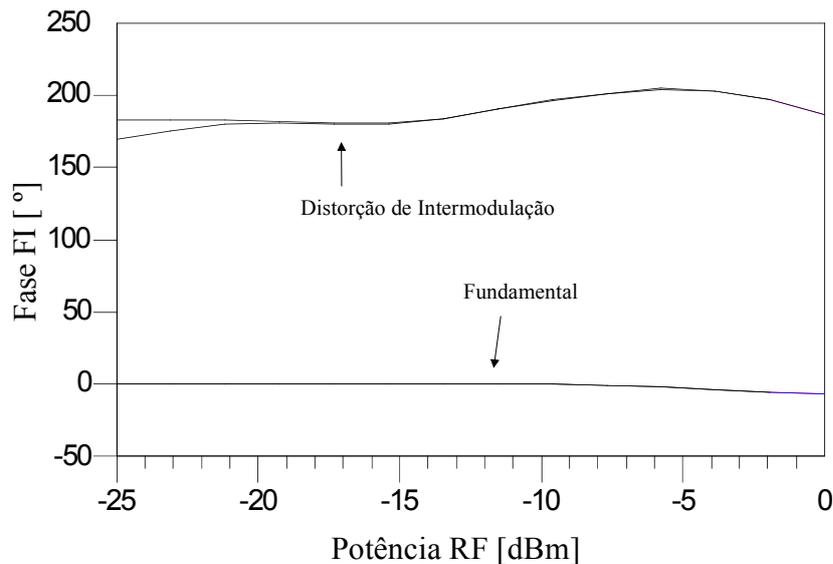


Fig. 55 – Variação da fase da FI e da distorção de intermodulação com a variação da potência de RF

Esta é a zona onde um linearizador de terceira ordem pode funcionar, visto que apresenta uma característica que cresce a 3dB/dB com a potência de entrada.

O filtro aplicado no porto de *FI*, tem como função filtrar a banda de frequência de interesse assim como rejeitar as componentes indesejadas. Por outro lado, o filtro deve apresentar uma impedância conveniente em cada banda de frequências de acordo com as especificações do projecto. Neste caso o filtro deve deixar passar a *FI* e rejeitar todas as outras componentes. A figura 56 apresenta a resposta do filtro de *FI*. Este é um filtro passa baixo e apresenta uma banda de passagem de 200 MHz.

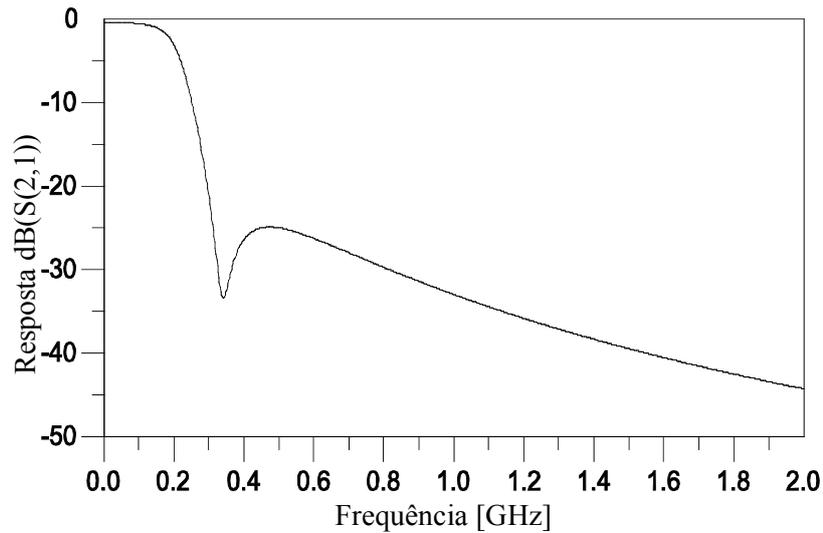


Fig. 56 – Resposta do filtro de *FI*

A impedância de entrada do filtro é real e apresenta um valor de 50 ohm até 200MHz. A partir desse ponto a impedância de entrada torna-se nula tanto na componente real como na componente reactiva. Estas condições asseguram um bom desempenho em termos de perdas de conversão.

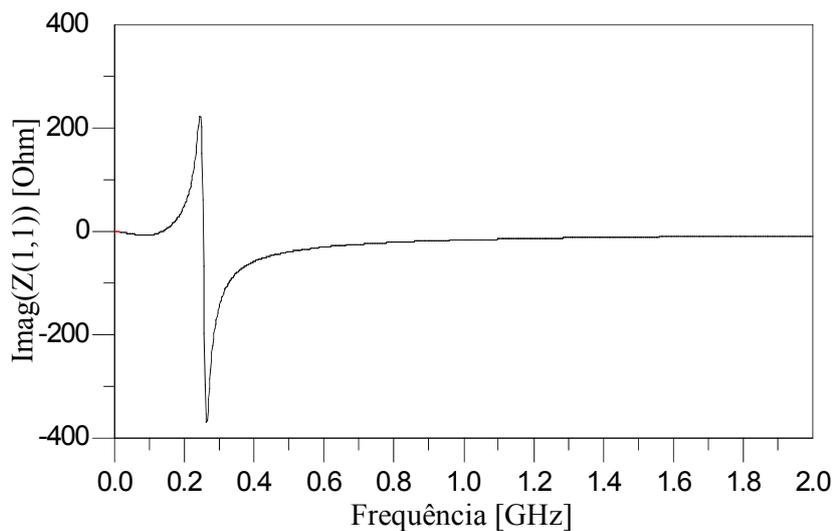
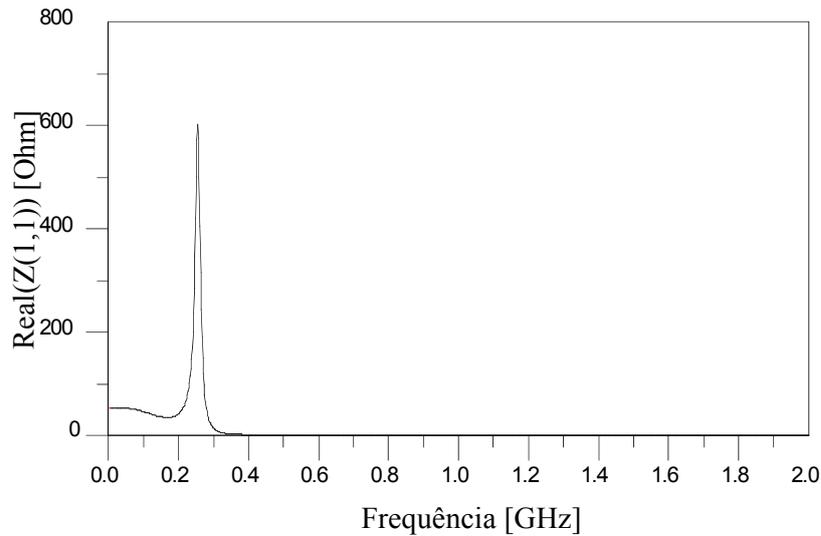


Fig. 57 – Componente imaginária da resposta do filtro de *FI*

Fig. 58 – Componente real da resposta do filtro de *FI*

O misturador projectado apresenta características de intermodulação típicas da tecnologia utilizada. Apesar disso, este desempenho pode ser melhorado através de um bloco linearizador.

## 6.2 Bloco de Pós-Distorção

Para linearizar o misturador projectado na secção anterior utilizou-se a técnica de pós-distorção. Esta técnica permite linearizar um sistema localizado a montante e, neste caso, apresenta algumas vantagens. Como o linearizador vai operar na banda de *FI* o seu projecto é mais simples. Além disso, os componentes utilizados não têm que ter quaisquer requisitos especiais visto operarem a baixa frequência. A estabilidade do sistema é melhorada e a dependência das características dos componentes com o envelhecimento é menor comparativamente com métodos que operam na banda de *RF*.

### 6.2.1 Topologia

A topologia adoptada baseia-se na separação do sinal em dois ramos paralelos. Com o bloco pós-distorçor, pretende-se eliminar a distorção de intermodulação de terceira ordem do sinal à entrada do dispositivo. Assim sendo, o bloco linearizador deve gerar distorção de intermodulação com a mesma amplitude e fase inversa daquela que é colocada à entrada. Por outro lado, a potência das componentes fundamentais deve ser atenuada o mínimo possível para não degradar a performance do sistema.

De acordo com a figura 59, o sinal de entrada é dividido em dois ramos através de um divisor de potência. A potência em cada ramo é 3 dB inferior à da entrada considerando as condições óptimas de adaptação e de divisão. O sinal do ramo superior é afectado apenas de um factor de ganho mantendo-se a fase considerando que estamos a operar a baixa frequência. Desta forma, é colocado à saída uma réplica do sinal de entrada apenas afectado de um factor de ganho e com a mesma fase.

O sinal do ramo inferior é aplicado a um elemento não-linear, de forma a criar distorção extra. O sinal à saída do ramo inferior deve conter distorção de intermodulação com a mesma amplitude e fase oposta à do sinal de entrada. Para gerar a distorção extra, é necessário usar dispositivos não lineares, vulgarmente um *FET* ou díodos. O sinal gerado é ajustado em módulo e fase de forma a garantir um cancelamento perfeito no combinador de potência à saída.

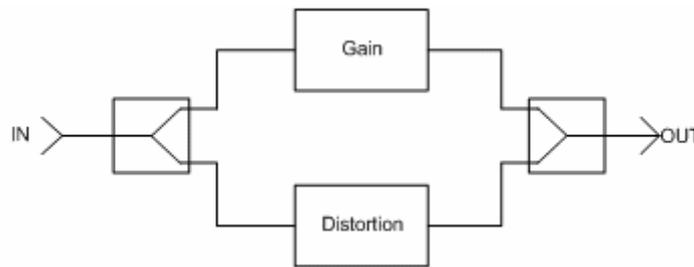


Fig. 59 – Topologia do bloco de Pós-distorção

Assim sendo, o ramo superior permite o controlo do ganho do sinal, enquanto que o ramo inferior permite controlar o nível e a fase da distorção.

### 6.2.2 Projecto do Pós-distorçor

O projecto do pós-distorçor foi efectuado com base na ferramenta de simulação *ADS* da Agilent [52]. O sinal de entrada é dividido em dois ramos. Assume-se para o ramo superior um ganho de 0 dB. Assim sendo, o sinal chega à saída com uma potência 6 dB inferior à do sinal à entrada visto que perde 3 dB em cada divisor de potência, uma vez que os sinais no divisor de saída não estão em fase. O ramo inferior é constituído por um diodo em série com o sinal. Nesta configuração são geradas componentes de distorção devidas ao sinal fundamental uma vez que a potência da distorção é muito inferior podendo assim ser

desprezada. Pretende-se que a fase da distorção do ramo inferior seja oposta à da distorção do ramo superior.

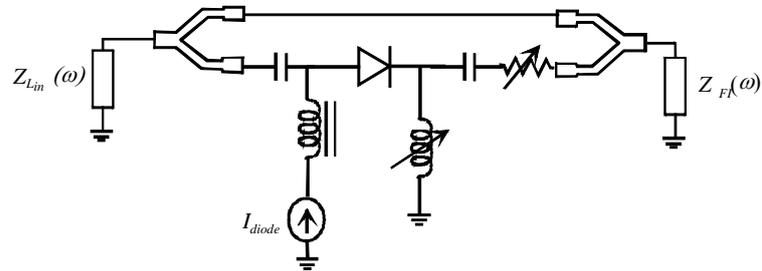


Fig. 60- Esquema do linearizador implementado

Verifica-se que controlando a corrente de polarização, a fase e a amplitude da distorção são também alteradas. Pela análise dos resultados do misturador, verifica-se que a distorção está em oposição de fase em relação às componentes fundamentais. Assim sendo, a distorção gerada no ramo inferior tem que estar em fase com as componentes fundamentais para que se verifique cancelamento. Fazendo um varrimento em corrente (c.f. figura 61) verifica-se que a distorção se mantém em fase com as componentes fundamentais até cerca de 200  $\mu\text{A}$ .

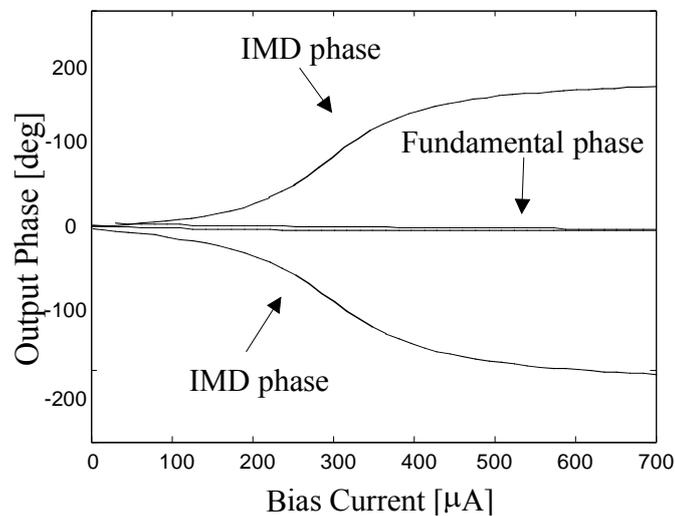


Fig. 61 – Resposta de fase do pós-distorçor em função da corrente de polarização

Nesse ponto, a amplitude do sinal de distorção apresenta um mínimo. Assim sendo a corrente de polarização do diodo deve ser inferior a 200  $\mu\text{A}$ .

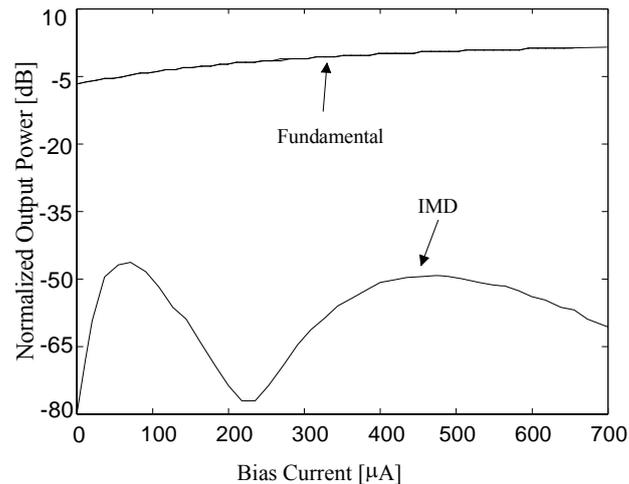


Fig. 62 – Resposta do pós-distorçor em potência

Para que haja cancelamento perfeito é necessário controlar duas variáveis independentes, a amplitude e a fase do sinal auxiliar. Controlando a corrente de polarização do diodo controla-se a fase relativa entre a distorção e as componentes fundamentais. Contudo, juntamente com a fase, a amplitude também é alterada. Para controlar a amplitude independentemente da fase foi intercalado um atenuador no ramo inferior permitindo assim o controlo das duas variáveis de uma forma independente. A bobina de polarização do diodo (C.F. figura 60) permite também ter algum controlo sobre a fase dos sinais.

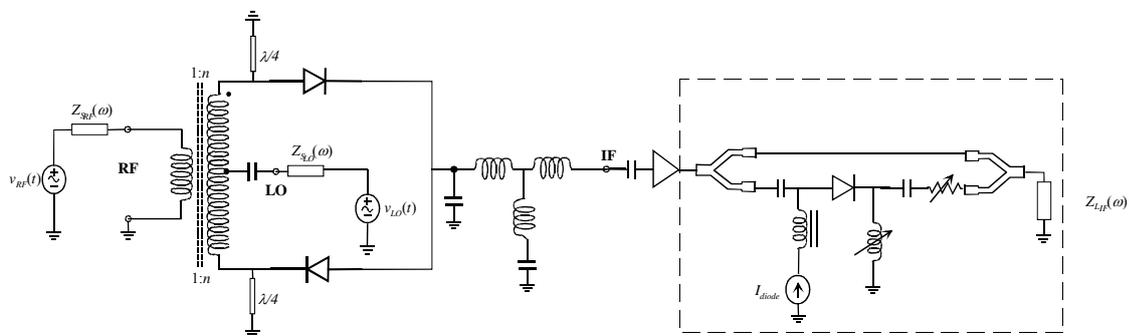


Fig. 63 – Sistema completo incluindo misturador e pós-distorçor

O sistema completo é apresentado na figura 63. Entre o misturador e o linearizador foi incluído um amplificador. O amplificador, permite ajustar o nível de potência de saída do misturador para que o linearizador funcione no ponto de melhor desempenho. O amplificador utilizado tem um  $IP3$  suficientemente elevado para que possa ser considerado linear na gama de sinal de entrada aplicado.

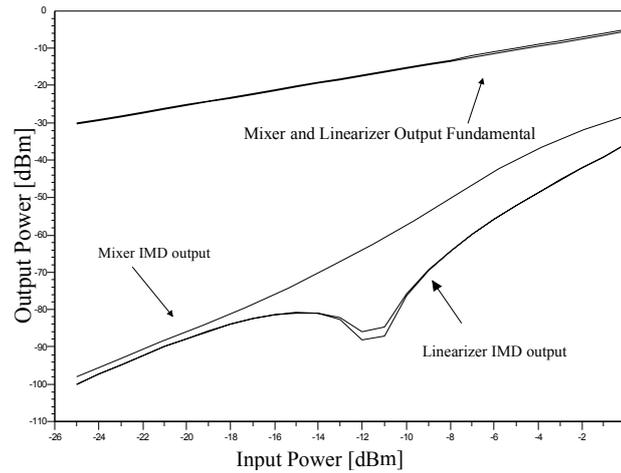


Fig. 64 – Resposta simulada do sistema de linearização

Os resultados da simulação do sistema completo são apresentados na figura 64. Verifica-se um cancelamento mínimo de 15 dB para uma potência de entrada entre -14 e -10 dBm. Estes valores foram obtidos após terem sido contabilizadas as perdas no bloco de linearização sendo os ganhos efectivos.

### 6.2.3 Implementação Prática / Laboratorial

O sistema projectado na secção anterior foi implementado em hardware. Para testar o desempenho do sistema real efectuou-se um teste de dois tons. Considerou-se como sinal de entrada dois tons separados de 200 kHz com 10 dBm de potência por tom. Para este sinal de entrada, ajustou-se a corrente de polarização do díodo e o nível de atenuação do sinal de cancelamento. A figura 65 apresenta o sinal à saída do misturador que funciona como sinal de entrada do linearizador. O sinal à saída do linearizador é apresentado na figura 66.

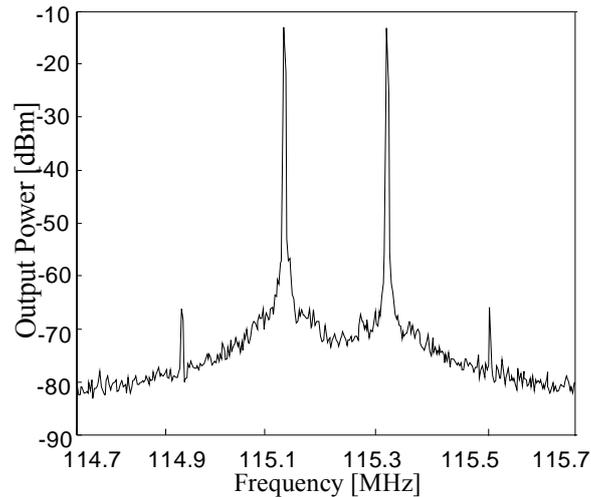


Fig. 65 – Saída do misturador para um sinal de dois tons

Para compensar as perdas do linearizador aumentou-se a potência de entrada até que a potência à saída igualasse a colocada á entrada. Desta forma, compensam-se as perdas do linearizador tornando os ganhos medidos efectivos. Comparando as duas figuras verifica-se um ganho de 12 dB.

Foi também considerado um sinal de teste com a mesma largura de banda, com a mesma potência distribuída nessa largura de banda e com as características estatísticas de um sinal CDMA. A figura 67 apresenta o sinal à entrada do linearizador e a saída normalizada. Verifica-se que neste caso o ganho em ACPR é de 5 dB.

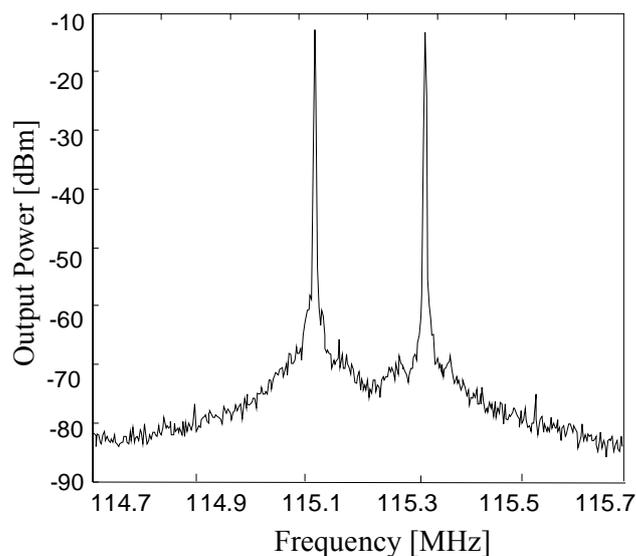


Fig. 66 – Sinal de saída do linearizador para um teste de dois tons

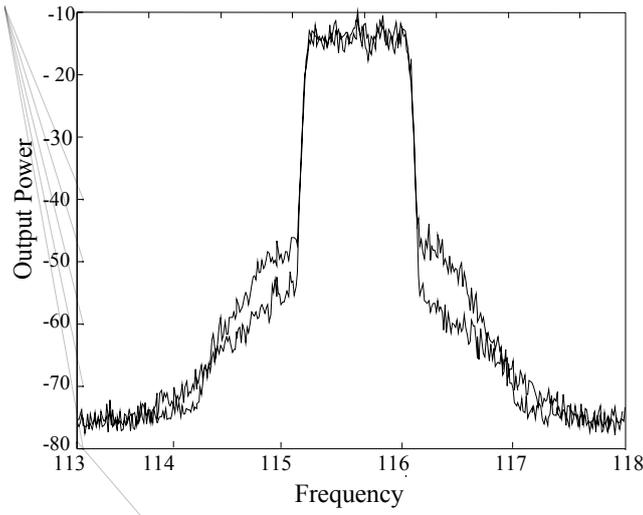


Fig. 67 – Resposta do sistema de linearização a um sinal CDMA

Para avaliar a extensão da zona de linearização fez-se um varrimento de potência à entrada do sistema. Os resultados são apresentados na figura 68. Verifica-se que existe compensação entre -12.5 dBm e -9.5 dBm de sinal de entrada.

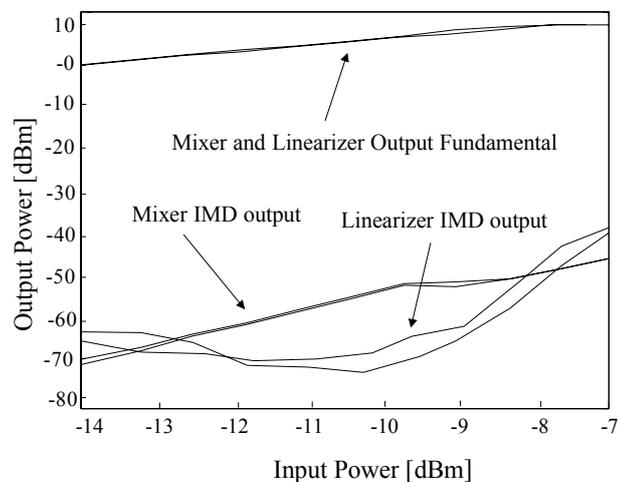


Fig. 68 – Sinal à saída do sistema em função da potência de entrada

Os resultados obtidos para um teste de dois tons estão dentro dos limites referidos em [35]. O método de pré-distorção é teoricamente similar ao da pós-distorção. O mesmo acontece em relação aos valores de compensação obtidos.

Num teste constituído por um sinal real o nível de compensação diminuiu. Este resultado deve-se ao facto das características estatísticas do sinal serem diferentes. Por outro lado

como o espectro é compacto, há muito mais produtos de mistura a serem contabilizados o que não acontece no caso de um teste de dois tons.

Na resposta do misturador a um teste de dois tons verifica-se que na zona de sinal fraco a distorção apresenta uma característica que sobe a 3dB/dB. Nesta zona, a distorção pode ser cancelada por um linearizador de terceira ordem visto que a sua característica também sobe a 3 dB por dB. Quando se entra numa zona da característica em que o declive é diferente de 3dB por dB deixa de haver cancelamento e, ao invés há um reforço da distorção. Este comportamento pode ser verificado na figura 68.

## Capítulo 7

### 7 Conclusões

O objectivo principal desta dissertação consiste em estudar o impacto das características não lineares dos dispositivos de radiofrequência e de microondas nos sistemas de telecomunicações. Inicialmente foi analisada a formulação matemática da descrição dos sistemas e a identificação das consequências das não-linearidades no seu funcionamento. De entre todos os efeitos não-lineares o que coloca maiores dificuldades ao projecto de sistemas é a distorção de intermodulação, visto que não pode ser removida por filtragem. É este o tipo principal de distorção que os sistemas de linearização pretendem compensar.

No contexto da linearização, a medida de fase assume um papel fundamental, visto que, tem que haver concordância entre os vários sinais em amplitude e fase para que os sistemas cumpram os requisitos. Assim, foram estudados os sistemas de medição de fase nos casos de um tom e multi-tom. Verificou-se que para sinais multi-tom a medição da fase é mais complexa devido à dificuldade em estabelecer uma referência de medida. Neste ponto foi apresentado uma nova topologia que permite medir a fase de sinais multi-tom não correlacionados. Este sistema foi validado por simulação e implementado em hardware. Os resultados experimentais confirmam a validade desta topologia.

No ponto seguinte foram estudadas as várias técnicas de linearização de dispositivos. Verificou-se que há grandes diferenças no que diz respeito a complexidade, desempenho, custo e eficiência. Assim, é necessário enquadrar cada técnica segundo as exigências do projecto em causa. A pré-distorção é a técnica mais simples de implementar apesar dos resultados de compensação serem modestos. A linearização por realimentação não é uma técnica aconselhável em sistemas de radiofrequência visto que provoca diminuição de ganho e apresenta uma largura de banda muito limitada. A técnica de *feedforward* é uma das que apresenta melhor *performance* de cancelamento contudo é bastante complexa e a sua implementação volumosa, o que a torna pouco atractiva para equipamentos portáteis.

Com o aumento da capacidade de processamento, apareceram novos métodos resultantes da adaptação dos conceitos das técnicas anteriores que possibilitam esquemas de cancelamento adaptativo que compensam não só a distorção como mantêm o ponto de ajuste do sistema. Estas técnicas apresentam boa capacidade de cancelamento e de auto-adaptação e reprogramação o que é vantajoso visto que o nível de cancelamento também depende das características do sinal de entrada. Estas técnicas digitais, apesar de serem exigentes em termos de consumo de potência, têm como área de aplicação a linearização de amplificadores de potência de estações base.

Dando seguimento aos conceitos de linearização, foi proposta uma nova topologia de linearização de misturadores baseada em pós-distorção. A pós-distorção é, conceptualmente, semelhante à pré-distorção embora o bloco linearizador se situe a jusante do sistema a linearizar.

O linearizador proposto baseia-se numa topologia constituída por dois ramos e tem como objectivo o cancelamento da distorção de intermodulação de terceira ordem. A utilização desta técnica em misturadores, especialmente quando efectuam conversão para baixa frequência, apresenta vantagens visto que o linearizador funciona a uma frequência mais baixa. Assim sendo, a estabilidade do circuito é maior e a sua implementação muito mais simples.

O nível de cancelamento obtido para um teste de dois tons foi de 12 dB, o que está dentro dos níveis previstos para sistemas de pós-distorção. Para um sinal CDMA verificou-se uma melhoria de 5 dB em ACPR. Estes resultados confirmam a validade desta técnica na linearização de sistemas conversores de frequência.

## 7.1 Perspectivas de Trabalho Futuro

A implementação do sistema proposto assume que o sistema não apresenta assimetria nas componentes de intermodulação. Na prática, muitos sistemas, em especial os amplificadores de potência, apresentam componentes de intermodulação assimétricas o que configura uma manifestação de memória [5, 57]. O desempenho dos sistemas de linearização convencionais perante estas condições fica muito limitado [46, 58].

Em [20], são referidas três técnicas que permitem reverter a memória apresentada por um sistema, filtragem da envolvente, injeção de envolvente e optimização da impedância de carga. No método de filtragem de envolvente, é utilizado um filtro que controla as

características de amplitude e fase do sinal à frequência da envolvente. Esta informação é posteriormente utilizada em pré-distorção cartesiana.

A técnica de optimização da impedância de carga tem como objectivo obter uma resposta simétrica às componentes de intermodulação independentemente do seu valor. Estas componentes podem ser minimizadas com eficiência por uma técnica convencional de linearização.

O método de injeção de sinal à envolvente adiciona uma componente de sinal à frequência envolvente à entrada do sistema. Como nem todos os efeitos de memória são provocados pela resposta à frequência envolvente, o cancelamento vai ser parcial.

Este tema é de especial importância uma vez que o desempenho em termos de intermodulação é fundamental nos novos sistemas de telecomunicações.

Os métodos propostos constituem uma abordagem parcial ao problema visto que nem todas as causas de memória são consideradas como é o exemplo dos efeitos térmicos. Uma abordagem global ao problema passa pela adopção de modelos com plena capacidade de descrição do dispositivo, nomeadamente de distorção e de todos os efeitos de memória, e pela concepção de novas técnicas de linearização capazes prever todos estes efeitos. Assim sendo, esta é uma das directrizes da investigação a efectuar nesta área.



## Bibliografia

- [1] J. L. Dawson, "Power Amplifier Techniques: An Overview," *Workshop on RF Circuits for 2.5G and Wireless Systems*, 2001.
- [2] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripp, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 814-826, 2002.
- [3] P. B. Kenington, "Linearized transmitters: An enabling technology for software defined radio," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 156-162, 2002.
- [4] J. C. Pedro and N. B. de Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwaves and Wireless Circuits*, 1th Edition ed. Norwood: Artech House, Inc., 2003.
- [5] H. C. Ku, M. D. McKinley, and J. S. Kenney, "Quantifying memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2843-2849, 2002.
- [6] C. L. Larose and F. M. Ghannouchi, "Optimization of Feedforward Amplifier Power Efficiency on the Basis of Drive Statistics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, 2003.
- [7] K. Barkley, "Two-tone IMD Measurement Techniques," *RF Test and Measurement*, June 2001.
- [8] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, 1st ed. Norwood: Artech House, Inc, 2000.
- [9] C. J. Clark, C. P. Silva, A. A. Moulthrop, and M. S. Muha, "Power-amplifier characterization using a two-tone measurement technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1590-1602, 2002.
- [10] N. B. de Carvalho and J. C. Pedro, "Multitone frequency-domain simulation of nonlinear circuits in large- and small-signal regimes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 2016-2024, 1998.
- [11] J. C. Pedro and N. B. de Carvalho, "On the use of multitone techniques for assessing RF components' intermodulation distortion," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2393-2402, 1999.
- [12] J. C. Pedro and N. B. de Carvalho, "Evaluating co-channel distortion ratio in microwave power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 1777-1784, 2001.

- [13] J. C. Pedro and N. B. de Carvalho, "Characterizing nonlinear RF circuits for their in-band signal distortion," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, pp. 420-426, 2002.
- [14] M. R. Moazzam and C. S. Aitchison, "A Low Order Intermodulation Amplifier With Harmonic Feedback Circuitry," presented at IEEE MTT-S Digest, 1996.
- [15] M. Faulkner, "Amplifier linearization using RF feedback and feedforward techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, pp. 209-215, 1998.
- [16] H.-M. Park, D.-H. Back, K.-I. Jeon, and S. Hong, "A Predistortion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique with Simplified Carrier Cancellation Scheme for Class-A and Class-AB Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, 2000.
- [17] K. J. Parsons and P. B. Kenington, "Effect of Delay Mismatch on a Feedforward Amplifier," *Iee Proceedings-Circuits Devices and Systems*, vol. 141, pp. 140-144, 1994.
- [18] K. J. Parsons and P. B. Kenington, "The Efficiency of a Feedforward Amplifier with Delay Loss," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 407-412, 1994.
- [19] P. B. Kenington, "Efficiency of Feedforward Amplifiers," *Iee Proceedings-G Circuits Devices and Systems*, vol. 139, pp. 591-593, 1992.
- [20] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF Power Amplifiers*. Norwood: Artech House, Inc, 2003.
- [21] K. Morris and P. Kenington, "Power Amplifier Linearization Using Predistortion Techniques," presented at IEE Colloquium on RF and Microwave Components for Communication Systems(Digest No: 1997/126), 1997.
- [22] A. Katz, "TWTA linearization," *Microwave Journal*, vol. 39, pp. 78-+, 1996.
- [23] C. W. Fan and K. K. M. Cheng, "Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1801-1806, 2002.
- [24] K. J. Cho, D. H. Jang, S. H. Kim, J. H. Kim, B. Lee, N. Y. Kim, J. C. Lee, and S. P. Stapleton, "Multi-order predistortion of power amplifiers using a second harmonic based technique," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 452-454, 2003.
- [25] y. Yang, Y. Y. Woo, and B. Kim, "A new predistortion Linearizer Using Low Frequency Even Order IM Components," presented at 2nd International conference on Microwave and Milimeter wave technology, 2000.

- [26] C. W. Fan and K. K. M. Cheng, "Amplifier linearization using simultaneous harmonic and baseband injection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 404-406, 2001.
- [27] M. Ghaderi, S. Kumar, and D. E. Dodds, "Fast adaptive polynomial I and Q predistorter with global optimisation," *Iee Proceedings-Communications*, vol. 143, pp. 78-86, 1996.
- [28] P. Banelli and G. Baruffa, "Mixed BB-IF predistortion of OFDM signals in non-linear channels," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, pp. 137-146, 2001.
- [29] J. K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirements," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, pp. 374-382, 1990.
- [30] M. Ghaderi, S. Kumar, and D. E. Dodds, "Adaptive Predistortion Lineariser Using Polynomial Functions," *Iee Proceedings-Communications*, vol. 141, pp. 49-55, 1994.
- [31] T. H. Oxley, "50 years development of the microwave mixer for heterodyne reception," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 867-876, 2002.
- [32] M. Chongcheawchamnan and I. D. Robertson, "Linearised microwave mixer using simplified feedforward technique," *Electronic Letters*, vol. 35, 1999.
- [33] J. C. Pedro and J. Perez, "An MMIC Linearized Amplifier using Active Feedback," presented at IEEE MTT-S Digest, Georgia, 1993.
- [34] Y. Y. Woo, Y. G. Yang, J. H. Yi, J. J. Nam, J. H. Cha, and B. Kim, "An adaptive feedforward amplifier for WCDMA base stations using imperfect signal cancellation," *Microwave Journal*, vol. 46, pp. 22-+, 2003.
- [35] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripp, P. B. Kenington, Z. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, 2002.
- [36] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripp, P. B. Kenington, Z. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Rf and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 4," *High Frequency Electronics*, 2003.
- [37] F. H. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Myers, and R. M. Jackson, "L-band transmitter using Kahn EER technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 2220-2225, 1998.
- [38] B. Shi and L. Sundstrom, "A 200-MHz IFBICMOS signal component separator for linear LINC transmitters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 987-993, 2000.

- [39] J. Jargon, D. DeGroot, K. C. Gupta, and A. Cidronali, "Calculating Ratios of Harmonically Related, Complex Signals With Application to Nonlinear Large-Signal Scattering Parameters," presented at 60th ARFTG Conference Digest, Washington, 2002.
- [40] K. A. Remley, D. F. Williams, D. M. Schreurs, G. Loglio, and A. Cidronali, "Phase detrending for measured multisine signals," presented at 61st ARFTG Conference Digest, 2003.
- [41] U. Lott, "A Method for Measuring Magnitude and Phase of Harmonics Generated in Nonlinear Microwave Two-Ports," presented at IEEE MTT-S Digest, 1988.
- [42] M. Sipila, K. Lehtinen, and V. Porra, "High-Frequency Periodic Time-Domain Waveform Measurement System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 1397-1405, 1988.
- [43] G. Kompa and F. Vanraay, "Error-Corrected Large-Signal Wave-Form Measurement System Combining Network Analyzer and Sampling Oscilloscope Capabilities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 358-365, 1990.
- [44] Y. Yang, J. Yi, J. Nam, B. Kim, and M. Park, "Measurement of two-tone transfer characteristics of high-power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 568-571, 2001.
- [45] N. Suematsu, Y. Iyama, and O. Ishida, "Transfer characteristic of IM3 relative phase for a GaAs FET amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 2509-2514, 1997.
- [46] J. H. K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 1383-1389, 2001.
- [47] L. Peretto and R. Sasdell, "Measurement for the Characterization of Quasi-Periodic Waveforms," *ETEP*, vol. 12, Jan/Feb 2002.
- [48] T. V. d. Broeck and J. Verspecht, "Calibrated Vectorial Nonlinear-Network Analyzer," presented at IEEE MTT-S Digest, 1994.
- [49] E. Vandamme, J. Verspecht, F. Verbeyst, and M. V. Bossche, "Large-Signal Network Analysis - a measurement concept to characterize nonlinear devices and systems," Agilent Technologies.
- [50] M. V. Bossche, "Accurate and Traceable High Frequency Large Signal Measurements of TwoPorts," presented at European Microwave Week, Munich, 1999.
- [51] J. Verspecht, "Broad-Band Sampling Oscilloscope Characterization with the Nose-to-Nose Calibration Procedure - a Theoretical and Practical Analysis," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, pp. 991-997, 1995.

- [52] Agilent, "Advanced Design System," 2002 ed.
- [53] B. C. Henderson, "Mixers in Microwave Systems (Part1)," W. J. Communications, Inc.
- [54] S. Maas, "The Star Mixer," *Microwave Journal*, vol. 36, pp. 36-&, 1993.
- [55] B. C. Henderson, "Mixers in Microwave Systems (Part 2)," W. J. Communications, Inc.
- [56] "Mixers," Synergy Microwave Corporation.
- [57] N. B. de Carvalho and J. C. Pedro, "A comprehensive explanation of distortion sideband Asymmetries," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2090-2101, 2002.
- [58] W. Bosch and G. Gatti, "Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, pp. 1885-1890, 1989.