

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Metodologias de Teste e Projecto para a Testabilidade de Circuitos de Radiofrequência

António Gabriel de Matos e Pinho

Licenciado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações
pela Universidade de Aveiro

Dissertação submetida para a satisfação parcial
dos requisitos para a obtenção do grau de mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores
(Área de especialização em Informática e Sistemas Digitais)

Porto, Novembro de 2005

Dissertação realizada sob a supervisão do
Prof. Dr. José Alberto Peixoto Machado da Silva
Professor Auxiliar do
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O trabalho aqui apresentado foi apoiado pelo
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
no âmbito do projecto DEEC-ID/0303/2003

Resumo

Palavras chave: RF, testabilidade e técnicas de teste, amplificador de baixo-ruído, amplificador de potência.

Novas metodologias são necessárias para realizar o teste *in-situ* de circuitos de radiofrequência embebidos. Nesta dissertação, são propostos métodos de teste alternativos para calcular parâmetros típicos de caracterização de amplificadores RF.

Os três métodos de teste sugeridos permitem calcular o ganho, os pontos de compressão do ganho de 1 dB e de intersecção de 3ª ordem, distorção harmónica, relação sinal-ruído e factor de ruído do amplificador RF. O primeiro método é baseado no cálculo do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência V_{in} vs V_{out} do amplificador RF, obtida com o amplificador RF em modo de teste. O teste consiste na aplicação de um estímulo com amplitude variável e na observação da saída para cada nível de entrada. O segundo método, é baseado no cálculo de duas operações de auto-correlação entre o sinal à saída do amplificador RF e os sinais de entrada de teste em fase e em quadratura. O último método, é baseado no cálculo da auto-correlação de duas imagens do sinal de entrada ou saída do amplificador RF, obtidas em dois instantes de tempo diferentes.

São apresentados resultados de simulação em *MatLab* para um amplificador de baixo-ruído (LNA). Os resultados experimentais obtidos com um receptor RF superheterodino de um *kit* de avaliação e com um circuito protótipo implementado com um LNA e um amplificador logarítmico, confirmam experimentalmente a validade do primeiro método.

É ainda apresentado um estudo para avaliar a viabilidade da aplicação do método de teste da aproximação polinomial na caracterização de amplificadores de potência RF em classe A. Neste caso obtiveram-se resultados de simulação em ADS e resultados experimentais para vários amplificadores de potência em classe A e distribuídos.

Finalmente, é proposta uma infra-estrutura para implementar em-circuito o método de teste da aproximação polinomial. O esquema proposto inclui um oscilador de amplitude variável que funciona como gerador de estímulos, um interruptor RF para efectuar a controlabilidade e um detector de pico para medir a tensão à saída do LNA projectado na tecnologia MOS 180 nm. Os resultados de simulação de um LNA para um sistema *Bluetooth* a 2.4 GHz, obtidos em *Cadence - SpectreRF*, para o ganho, ponto de compressão do ganho de 1 dB e ponto de intersecção de 3ª ordem, mostram ser semelhantes aos resultados esperados.

Abstract

Keywords: *RF, testability and test techniques, low-noise amplifier, power amplifier.*

In-circuit testing methodologies are required to tackle the evaluation of embedded radiofrequency circuits. In this dissertation, alternative test methods are proposed to compute typical RF amplifiers characterization parameters.

The three suggested methods allow calculating gain, 1 dB compression and third-order intercept points, harmonic distortion, signal-to-noise ratio and noise figure of a RF amplifier. The first method, is based on a polynomial approximation, i.e., the computation of the third-order polynomial that best fits the transfer function V_{in} vs V_{out} , obtained from the RF amplifier test operation mode. Thus, the test consists on applying a stimulus with varying amplitude and observing the output for each input level. The second method, is based on the computation of two cross-correlations between the RF amplifier output signal and the in-phase and quadrature input test signals. The last one, relies on the calculation of the cross-correlation of two images of the input or output signal of the RF amplifier, obtained at two different times.

Simulation results obtained in *MatLab*, for a low-noise amplifier (LNA), are presented as a proof of concept. The experimental results obtained with a superheterodyne RF receiver of an evaluation kit, and with a prototype circuit implemented with a LNA and a logarithmic amplifier, illustrate the validity of the first method.

It is also presented a study to evaluate the viability of the application of the polynomial approximation test method in the characterization of class A RF power amplifiers. In this case, ADS simulation and experimental results were obtained with different class A and distributed power amplifiers.

Finally, an infrastructure is proposed to implement the polynomial fitting method as a built-in test method. The scheme being proposed includes an amplitude variable oscillator as the stimulus generator, a RF switch for test controllability, and a peak detector to measure the output voltage of the LNA, designed with a 180 nm MOS technology. *Cadence-SpectreRF* simulation results obtained with a 2.4 GHz *Bluetooth* LNA, for gain, 1 dB compression and third-order intercept points, show good agreement with the expected results.

Agradecimentos

Embora apenas um nome seja mencionado na capa desta dissertação, o trabalho a que se refere não teria sido possível sem o contributo e o apoio de muitas outras pessoas. Não posso por isso deixar de exprimir aqui a minha profunda gratidão a todos quantos, de diferentes formas, me ajudaram a levar a bom termo o trabalho aqui apresentado.

Gostaria de começar por agradecer ao meu orientador, o Professor José Machado da Silva, pela forma como assegurou a satisfação de todas as condições necessárias à conclusão bem sucedida deste trabalho. Agradeço também a forma como me guiou no decorrer do mesmo, os conhecimentos que me transmitiu, e todas as sugestões, opiniões e respostas que sempre se disponibilizou a apresentar e que no seu conjunto representaram um contributo decisivo para o resultado deste trabalho. Por fim, manifesto o meu apreço pela paciência demonstrada ao longo das inúmeras revisões deste manuscrito.

Agradeço também aos meus colegas de trabalho do Grupo de CAD e Microelectrónica, pelo apoio e interesse manifestados durante a realização deste trabalho.

Agradeço aos meus pais e namorada o interesse com que acompanharam a evolução deste trabalho e o apoio que sempre se disponibilizaram a prestar e que de diversas formas o fizeram, e a paciência que mostraram ter para comigo nas ocasiões mais difíceis.

Por fim, gostaria de expressar o meu agradecimento às duas instituições que no seu conjunto tornaram o trabalho aqui descrito possível. Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, que generosamente me acolheu durante a sua duração e assegurou os meios financeiros necessários à sua execução e ao TARGET (*Top Amplifier Research Groups in a European Team*) *Exchange Program*, que financiou um estágio de um mês na Universidade de *Ulm* na Alemanha (*Department of Electron Devices and Circuits*). A este propósito, queria agradecer a forma como fui recebido pelo professor Herman Schumacher e a ajuda incansável prestada, principalmente a nível laboratorial, pelos professores Christoph Schick e M. Häfele.

Nota ao leitor

Ao longo da escrita desta dissertação procurou-se recorrer o mais possível ao uso de termos portugueses. No entanto, em muitos casos esta opção acarreta o risco de no processo de tradução se perder a identificação imediata do conceito que se pretende transmitir. A fim de minimizar este risco e aumentar a clareza da exposição é em muitos casos usado o termo em língua inglesa, em itálico, optando-se pelo sacrifício da tradução em favor da clareza da apresentação.

Por outro lado, em muitos dos gráficos apresentados ao longo desta dissertação verifica-se que as legendas de ambos os eixos se encontra em inglês ou em português onde é omitida a acentuação. No primeiro caso, isso deveu-se ao facto desses gráficos terem sido obtidos para a realização do relatório final do estágio realizado na Universidade de Ulm na Alemanha. No segundo caso, esses gráficos foram obtidos utilizando aplicações (*MatLab* e *Cadence SpectreRF*) que não permitem a inclusão de acentuação no texto. Devido a estes factos pedimos as nossas desculpas ao leitor. No entanto pensamos que o conteúdo e a legibilidade desses gráficos não é significativamente afectada.

Índice

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Teste e projecto para a testabilidade de circuitos e sistemas de radiofrequência	1
1.2 Arquitecturas de sistemas de radiofrequência	2
1.3 Métodos genéricos de teste em-circuito de circuitos e sistemas de radiofrequência	3
1.4 Contribuição apresentada nesta dissertação	4
2 ANÁLISES DE LINEARIDADE EM AMPLIFICADORES RF.....	7
2.1 Intermodulação e distorção harmónica	7
2.2 Ponto de compressão do ganho de 1 dB.....	11
2.3 Ponto de intersecção de 3ª ordem.....	12
2.4 Gama dinâmica.....	15
2.5 Ruído.....	17
2.6 Conclusão	18
3 METODOLOGIAS DE TESTE APLICADAS À CARACTERIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES RF...19	
3.1 Descrição das novas metodologias de teste	19
3.1.1 Método da aproximação polinomial	19
3.1.2 Método da correlação cruzada	21
3.1.3 Método da auto-correlação	23
3.2 Resultados de simulação em <i>MatLab</i>	24
3.2.1 Método da aproximação polinomial	24
3.2.2 Método da correlação cruzada	29
3.2.3 Método da auto-correlação	34
3.3 Conclusão	35
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	37
4.1 Resultados obtidos com o <i>Kit CC1010 da Chipcon</i>	37
4.2 Resultados obtidos com o protótipo de teste	41

4.3	Conclusão.....	45
5	APLICAÇÃO DO MÉTODO DE TESTE DA APROXIMAÇÃO POLINOMIAL AO TESTE DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA RF.....	47
5.1	Amplificadores de potência RF.....	48
5.1.1	Rendimento.....	48
5.1.2	Classes de amplificação	49
5.2	Resultados de simulação em ADS.....	53
5.2.1	Amplificador de potência em classe A.....	53
5.2.2	Amplificador de potência em tecnologia SiGe	56
5.2.3	Amplificador de potência distribuído em tecnologia GaAs	59
5.3	Resultados experimentais.....	63
5.3.1	Amplificador de potência comercial	63
5.3.2	Amplificador de potência distribuído em tecnologia GaAs	68
5.4	Conclusão.....	78
6	IMPLEMENTAÇÃO EM-CIRCUITO DAS NOVAS METODOLOGIAS DE TESTE	79
6.1	Infra-estruturas de teste dedicadas à implementação em-circuito das metodologias de teste	80
6.2	Implementação em-circuito do método de teste da aproximação polinomial.....	82
6.2.1	Projecto do LNA.....	82
6.2.1.1	Topologia de fonte comum com degeneração indutiva	83
6.2.1.2	Projecto de um LNA para <i>Bluetooth</i>	86
6.2.2	Projecto do oscilador RF com amplitude variável	91
6.2.2.1	Circuitos osciladores.....	91
6.2.2.2	Projecto do oscilador <i>Colpitts</i> com amplitude variável.....	95
6.2.3	Projecto do interruptor RF	98
6.2.3.1	Estado da arte no projecto de interruptores RF	98
6.2.3.2	Implementação do interruptor RF	102
6.2.4	Implementação do detector de pico	105
6.2.5	Caracterização do LNA pelo método de teste da aproximação polinomial	108
6.3	Conclusão.....	111
7	CONCLUSÃO	113
7.1	Contribuição do trabalho apresentado	113
7.2	Perspectivas de trabalho futuro.....	115
	REFERÊNCIAS.....	117
	ANEXO A - ROTINAS <i>MATLAB</i> DE SIMULAÇÃO	121

Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama de blocos de um emissor/receptor RF.....	2
Figura 2: Representação gráfica do ponto de compressão do ganho de 1 dB.....	12
Figura 3: Representação gráfica do ponto de intersecção de 3ª ordem.....	13
Figura 4: Representação gráfica da gama dinâmica.....	16
Figura 5: Representação gráfica da relação sinal-ruído na saída de um amplificador RF.....	17
Figura 6: Aplicação do método da correlação cruzada ao teste do LNA.....	22
Figura 7: Obtenção de duas imagens do sinal em diferentes instantes de tempo, para o cálculo da <i>SNR</i> por correlação.....	23
Figura 8: Função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA e respectiva função de transferência obtida com o polinómio de 3ª ordem.....	25
Figura 9: Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do LNA.....	26
Figura 10: Gráfico do ganho do LNA em função da potência de entrada.....	26
Figura 11: Gráfico de H_2 e H_3 em função da tensão de entrada do LNA.....	27
Figura 12: Erro introduzido no cálculo de H_2 , considerando sinais de correlação quadrados.....	31
Figura 13: Erro introduzido no cálculo de H_3 , considerando sinais de correlação quadrados.....	31
Figura 14: Erro introduzido no cálculo de H_{12} , considerando sinais de correlação quadrados.....	32
Figura 15: Erro introduzido no cálculo de H_2 , considerando erros no desfasamento de 90° entre 1 e 10 graus.....	33
Figura 16: Erro da <i>SNR</i> (diferença entre os valores do método proposto e os valores da equação teórica).....	34
Figura 17: Fotografia do <i>Kit</i> CC1010 da <i>Chipcon</i>	38
Figura 18: Diagrama de blocos do receptor RF superheterodino do <i>Kit</i> CC1010 da <i>Chipcon</i>	38
Figura 19: Características de transferência do LNA.....	40
Figura 20: Ganho em função da potência de entrada (LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC).....	41
Figura 21: Diagrama de blocos do protótipo de teste.....	41
Figura 22: Fotografias das placas de circuito impresso fabricadas.....	42
Figura 23: Função de transferência do amplificador logarítmico.....	43
Figura 24: Função de transferência do LNA obtida experimentalmente.....	44
Figura 25: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do LNA.....	45
Figura 26: Formas de onda das classes de amplificação AB, B e C.....	50
Figura 27: Circuito do amplificador de potência RF.....	50
Figura 28: Amplificador de potência em classe D.....	52
Figura 29: Características de transferência do PA em classe A, obtidas em ADS.....	53
Figura 30: Função de transferência do PA em classe A genérico, obtida em ADS.....	54
Figura 31: Representação gráfica dos harmónicos do PA em classe A em função da potência de entrada.....	55

Figura 32: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do PA em classe A.....	55
Figura 33: Características de transferência do PA em tecnologia SiGe.....	56
Figura 34: Função de transferência do PA em tecnologia SiGe, obtida em ADS.....	57
Figura 35: Gráfico dos harmônicos do PA em tecnologia SiGe, em função da potência de entrada.....	58
Figura 36: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do PA em tecnologia SiGe.....	58
Figura 37: Topologia do PA distribuído em tecnologia GaAs (DC a 20 GHz) [19].....	59
Figura 38: Características de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz), obtida em ADS...	60
Figura 39: Função de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz), obtida em ADS.....	60
Figura 40: Ganho em função da potência de entrada do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz).....	61
Figura 41: Gráfico dos harmônicos do PA distribuído em tecnologia GaAs, em função da potência de entrada..	61
Figura 42: Gráfico de P_{1dB} em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.....	62
Figura 43: Gráfico de IP_3 em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.....	63
Figura 44: Amplificador de potência da <i>Mini-Circuits ZHL-42W</i> [20].....	64
Figura 45: Montagem experimental utilizada para obter o valor de P_{1dB} do PA <i>ZHL-42W</i>	64
Figura 46: Representação gráfica de P_{1dB} do PA <i>ZHL-42W</i>	65
Figura 47: Função de transferência do PA <i>ZHL-42W</i> (1 GHz), obtida experimentalmente.....	66
Figura 48: Ganho em função da potência de entrada do PA <i>ZHL-42W</i> (1 GHz).....	67
Figura 49: Gráfico dos harmônicos do PA <i>ZHL-42W</i> em função da potência de entrada.....	67
Figura 50: Fotografia do PA distribuído em tecnologia GaAs [19].....	68
Figura 51: Montagem experimental para obter o valor de P_{1dB} do PA distribuído em tecnologia GaAs.....	69
Figura 52: Fotografia da montagem laboratorial utilizada para testar o PA distribuído em tecnologia GaAs.....	69
Figura 53: Fotografias do equipamento laboratorial utilizado.....	70
Figura 54: Fotografia do "bias tee" (20 KHz a 45 GHz).....	70
Figura 55: Perdas de inserção do "bias tee" em função da frequência.....	71
Figura 56: Montagem experimental para obter o valor de IP_3 do PA distribuído em tecnologia GaAs.....	72
Figura 57: Fotografia do combinador de sinal RF (6 a 26.5 GHz).....	73
Figura 58: Função de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs , obtida experimentalmente.....	74
Figura 59: Ganho em função da potência de entrada do PA distribuído em tecnologia GaAs para 20 GHz.....	75
Figura 60: Harmônicos do PA distribuído em tecnologia GaAs, em função da potência de entrada (5 GHz).....	76
Figura 61: Gráfico dos valores experimentais de P_{1dB} em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs....	77
Figura 62: Gráfico dos valores experimentais de IP_3 em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.....	77
Figura 63: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da aproximação polinomial.....	80
Figura 64: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da correlação cruzada.....	81
Figura 65: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da auto-correlação.....	82
Figura 66: Topologia de fonte comum com degeneração indutiva.....	84
Figura 67: LNA para sistema de recepção <i>Bluetooth</i>	86
Figura 68: Parâmetros S do LNA para <i>Bluetooth</i> (2.4 GHz), obtidos por simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>	88
Figura 69: Partes real e imaginária da impedância de entrada do LNA (simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>).....	89

Figura 70: Partes real e imaginária da impedância de saída do LNA (simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>).....	89
Figura 71: Factor de ruído do LNA (simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>).....	89
Figura 72: Ponto de compressão do ganho de 1 dB do LNA (simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>).....	90
Figura 73: Ponto de intersecção de 3ª ordem do LNA (simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>).....	90
Figura 74: Topologias de osciladores RF.....	92
Figura 75: Topologias de osciladores LC.....	94
Figura 76: Modelo simplificado do oscilador <i>Colpitts</i>	95
Figura 77: Esquemático do oscilador <i>Colpitts</i> com amplitude variável.....	96
Figura 78: Amplitude mínima e máxima do sinal à saída do oscilador RF (2.4 GHz).....	97
Figura 79: Interruptor de transmissão/recepção.....	98
Figura 80: Interruptor ressonante LC.....	99
Figura 81: Interruptor com transístor simples.....	100
Figura 82: Interruptor <i>transmission gate</i>	101
Figura 83: Interruptor <i>enhanced transmission gate</i>	102
Figura 84: Esquema do interruptor RF.....	103
Figura 85: Amplitude mínima e máxima do sinal à saída do interruptor RF (entrada do LNA).....	105
Figura 86: Esquema do detector de pico.....	106
Figura 87: Amplitude mínima à entrada do detector de pico e respectivo valor DC na saída.....	107
Figura 88: Amplitude máxima à entrada do detector de pico e respectivo valor DC na saída.....	107
Figura 89: Valores da tensão DC na saída do detector de pico em função da tensão sinusoidal de entrada.....	107
Figura 90: Função de transferência do LNA , obtida por simulação em <i>Cadence-SpectreRF</i>	109
Figura 91: Ganho em função da potência de entrada do LNA para sistema <i>Bluetooth</i> (2.4 GHz).....	110

Lista de Tabelas

Tabela 1: Resposta de 1ª ordem ou linear.....	8
Tabela 2: Resposta não-linear de 2ª ordem.....	9
Tabela 3: Resposta não-linear de 3ª ordem.....	10
Tabela 4: Valores teóricos e de simulação em <i>MatLab</i> para $P1dB$ e $IP3$ do LNA.....	25
Tabela 5: Valores da razão entre os harmónicos de 2ª e 3ª ordem e a fundamental.....	27
Tabela 6: Valores médios do erro e do desvio padrão (pontos aleatórios da função de transferência do LNA).....	28
Tabela 7: Valores médios do erro e do desvio padrão (erro nas medidas do sinal de entrada/saída do LNA).....	29
Tabela 8: Relação entre a componente fundamental e a componente de intermodulação de 3ª ordem.....	30
Tabela 9: Valores experimentais da potência de entrada/saída do receptor RF.....	39
Tabela 10: Resultados experimentais para $P1dB$ e $IP3$ do receptor RF.....	39
Tabela 11: Valores experimentais da tensão de saída do amplificador logarítmico, para diferentes níveis da potência de entrada do LNA.....	43
Tabela 12: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do LNA, obtidos experimentalmente.....	44
Tabela 13: Comparação entre as várias classes de amplificadores de potência.....	52
Tabela 14: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA em classe A genérico, obtidos em ADS.....	54
Tabela 15: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA em tecnologia SiGe, obtidos em ADS.....	57
Tabela 16: Valores dos harmónicos H_2 e H_3 do PA ZHL-42W, obtidos experimentalmente.....	65
Tabela 17: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA ZHL-42W.....	66
Tabela 18: Valores da atenuação em função da frequência, referente ao teste de 1-ton.....	71
Tabela 19: Valores experimentais de $P1dB_{in}$ e $P1dB_{out}$ em função da frequência, do PA (GaAs).....	71
Tabela 20: Valores experimentais de H_2 e H_3 do PA (GaAs), para uma frequência de 5 GHz.....	72
Tabela 21: Valores da atenuação em função da frequência, referente ao teste de 2-tons.....	73
Tabela 22: Valores experimentais de $IP3_{in}$ e $IP3_{out}$ em função da frequência, do PA (GaAs).....	74
Tabela 23: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA (GaAs), em função da frequência.....	74
Tabela 24: Especificações para o projecto do LNA para sistemas <i>Bluetooth</i>	86
Tabela 25: Resumo das características gerais de desempenho do LNA.....	88
Tabela 26: Valores da amplitude à saída do oscilador para diferentes estados ON/OFF dos transístores.....	97
Tabela 27: Amplitude à saída do interruptor, para diferentes estados ON/OFF dos transístores do oscilador.....	105
Tabela 28: Valores da tensão DC na saída do detector de pico para diferentes valores da tensão de entrada.....	106
Tabela 29: Valores da tensão DC na saída do detector de pico em função da tensão de entrada do LNA.....	109
Tabela 30: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do LNA para sistema <i>Bluetooth</i> , obtidos em <i>Cadence-SpectreRF</i>	110

Lista de acrónimos

ADC	<i>Analogue-to-digital Converter</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>
dBc	<i>dB to Carrier</i>
dBm	<i>dB to Milliwatt</i>
DC	<i>Direct Current</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IMD	<i>Intermodulation Distortion</i>
LDR	<i>Linear Dynamic Range</i>
LNA	<i>Low-noise Amplifier</i>
LO	<i>Local Oscillator</i>
NF	<i>Noise Figure</i>
NMOS	<i>Negative Metal-Oxide Semiconductor</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PA	<i>Power Amplifier</i>
PAE	<i>Power Added Efficiency</i>
PM	<i>Phase Modulation</i>
PMOS	<i>Positive Metal-Oxide Semiconductor</i>
RF	<i>Radiofrequency</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
SAWR	<i>Surface Acoustic Wave Resonator</i>
SFDR	<i>Spurious-free dynamic range</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio</i>
SoC	<i>System-on-a-chip</i>
UMS	<i>United Monolithic Semiconductors</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Teste e projecto para a testabilidade de circuitos e sistemas de radiofrequência

O contínuo desenvolvimento das tecnologias de microelectrónica permite a integração no mesmo substrato de silício de circuitos digitais, analógicos e de radiofrequência (RF). Estes microsistemas (*systems-on-a-chip* – *SoC*) podem encontrar-se em diversas aplicações, sendo a das comunicações móveis actualmente uma das mais mediáticas.

O teste destes microsistemas integrados constitui actualmente uma dificuldade para os fabricantes, devido aos elevados níveis de integração e à diversidade de circuitos a testar. A relevância que a área do teste de circuitos e sistemas RF vem alcançando, levou recentemente à criação do *Technical Activity Committee on RF Testing* do *IEEE Teste Technology Technical Council* [1].

Os custos do teste continuam a crescer e constituem uma percentagem significativa dos custos totais de produção destes dispositivos. Tipicamente as percentagens do custo do teste em relação aos custos totais rondam os 5% para circuitos lógicos, 10% para os circuitos mistos (analógicos e digitais) e podem ultrapassar os 50% para produtos com circuitos RF embebidos [2].

Para além das dificuldades de acesso e da complexidade dos circuitos a testar, os fabricantes debatem-se com problemas relacionados com o elevado custo dos testadores e o tempo necessário para realizar todas as operações de teste [3]. Por outro lado, o baixo tempo

de colocação de novos produtos no mercado e os elevados requisitos de qualidade dos produtos, são também razões que contribuem para os elevados custos do teste.

Para ultrapassar estas dificuldades é necessário o desenvolvimento de metodologias de projecto para a testabilidade e de métodos que permitam um teste mais rápido e económico destes circuitos, particularmente nas etapas de produção onde não se pretende um teste tão exaustivo quanto o realizado nas fases de desenvolvimento do produto.

1.2 Arquitecturas de sistemas de radiofrequência

Na figura 1 está representado um diagrama de blocos de um emissor/receptor RF típico.

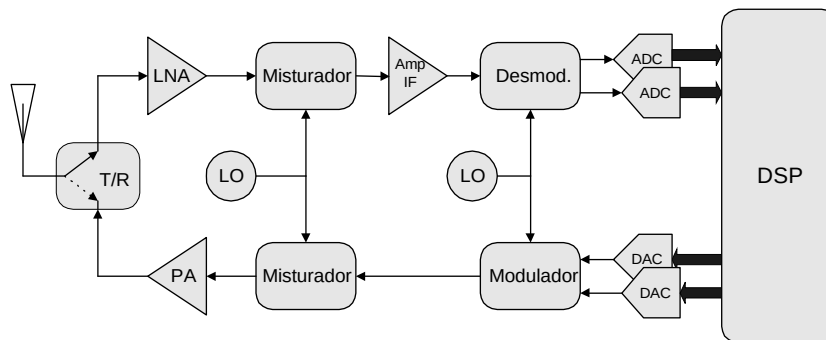


Figura 1: Diagrama de blocos de um emissor/receptor RF.

A função básica do emissor RF é modular a informação de banda base numa portadora de frequência elevada, que será posteriormente radiada por uma antena emissora. Na figura 1, o sinal em banda base é utilizado para modular um sinal sinusoidal de frequência intermédia, sinal IF. Podem ser usados vários métodos de modulação analógica ou digital através da variação da amplitude, fase ou frequência do sinal sinusoidal, a que se dá o nome de portadora. A gama de frequências do sinal IF é normalmente da ordem dos 10 a 100 MHz. O sinal IF é posteriormente deslocado para uma frequência superior, chamada de frequência RF, através da utilização de um misturador. O misturador produz as frequências soma ou diferença das frequências do sinal IF e do sinal do oscilador local (LO). Em seguida faz-se passar o sinal RF por um amplificador de potência (PA), de forma a aumentar a potência do sinal a ser transmitido.

A função do receptor RF é recuperar os dados transmitidos, essencialmente através da realização inversa das funções de cada um dos componentes do emissor RF apresentado anteriormente. A função do amplificador de baixo-ruído (LNA) é amplificar o sinal recebido, que normalmente é de amplitude muito baixa, e ao mesmo tempo minimizar a potência de ruído adicionada nesta operação de amplificação. Devido a este facto, trata-se de um bloco extremamente importante nos sistemas de recepção RF. Seguidamente utiliza-se um misturador para converter o sinal RF num sinal de frequência mais baixa, designado mais uma vez de sinal IF. Utilizando uma frequência do oscilador local próxima da frequência do sinal RF, conseguem-se frequências diferença na saída do misturador menores do que 100 MHz. Um amplificador de frequência intermédia de alto ganho providencia o aumento do nível de potência do sinal IF, de forma a que a informação de banda base possa ser recuperada mais facilmente. Ao processo de recuperação da informação em banda base dá-se o nome de desmodulação.

Nas arquitecturas mais recentes as operações de modulação e de desmodulação tendem a ser realizadas no domínio digital, através da utilização de circuitos dedicados ao processamento digital de sinal (DSP).

1.3 Métodos genéricos de teste em-circuito de circuitos e sistemas de radiofrequência

Não existem actualmente metodologias normalizadas estabelecidas de projecto para a testabilidade (incluindo o auto-teste) de circuitos RF [2].

Uma pesquisa acerca de algumas propostas e estratégias de desenvolvimento que têm vindo a ser seguidas nesta área, aponta-nos dois caminhos distintos que podem ser tomados em consideração.

O primeiro consiste na introdução de um conjunto de recursos dedicados ao teste, entre cada um dos blocos constituintes do conjunto emissor/receptor RF. O segundo tem por base a criação de um caminho de realimentação (*loop-back*), através da ligação da saída do amplificador de potência do emissor RF à entrada do LNA do receptor RF.

No primeiro caso, esta técnica permite realizar o diagnóstico individual a cada bloco, permitindo assim diagnosticar possíveis defeitos em cada bloco, uma vez que os sinais de

teste são propagados ao longo da cadeia de teste sem serem afectados pelos outros blocos presentes na cadeia de emissão/recepção. No entanto, pode ser necessário incluir vários recursos de teste adicionais, o que pode provocar a inviabilidade deste tipo de técnica de teste. Como exemplo desta estratégia de teste, pode-se indicar a matriz de interruptores apresentada em [4], que permite a definição de diferentes configurações no circuito, possibilitando assim o teste em separado dos diferentes blocos do sistema.

No segundo caso, os recursos adicionais a serem introduzidos para a realização do teste são minimizados, mas no entanto não é possível identificar qual dos blocos na cadeia apresenta defeitos. Para além disso, algumas arquitecturas e alguns efeitos secundários, como por exemplo o aumento da potência consumida, podem inviabilizar a utilização destas técnicas de *loop-back* [5].

O objectivo da segunda estratégia é não interferir com as zonas de sinal de frequência elevada. Em [6, 7] é calculada a função de transferência do andar RF, depois de se obter e analisar na interface de banda base do receptor um conjunto de assinaturas temporais e espectrais. Em [6] é utilizado um estímulo composto por uma sequência optimizada de níveis de tensão, enquanto que em [7] utiliza-se um estímulo OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) composto por diferentes frequências. Em [8] considera-se a inclusão de *multiplexers* no nó de interface com a antena, permitindo dessa forma a injeção directa do estímulo de teste na entrada do receptor para a realização do teste deste bloco separadamente, ou para a realização do teste ao conjunto emissor/receptor utilizando uma configuração do tipo *loop-back*.

Desta avaliação conclui-se que é ainda reduzido o desenvolvimento de novos métodos para teste em-circuito de circuitos RF, particularmente no que diz respeito ao desenvolvimento de infra-estruturas de teste e reutilização de recursos já disponíveis.

1.4 Contribuição apresentada nesta dissertação

Para ultrapassar as dificuldades inerentes ao teste de circuitos e sistemas de radiofrequência focadas na primeira secção deste capítulo, é necessário o desenvolvimento de novas metodologias de teste e de novas metodologias de projecto para a testabilidade deste tipo de circuitos.

O trabalho que é apresentado seguidamente consiste no estudo e desenvolvimento de três novas metodologias de teste aplicadas ao teste de amplificadores RF, sendo dado especial ênfase à aplicação dessas metodologias ao teste do LNA, permitindo dessa forma a obtenção dos parâmetros típicos deste tipo de dispositivos.

O primeiro método (método da aproximação polinomial) é baseado na obtenção do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência do LNA, representada por um conjunto de pontos de coordenadas (V_{in} , V_{out}) obtidos com o LNA configurado em modo de teste. Desta forma é possível a utilização dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem para calcular o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB, o ponto de intersecção de 3ª ordem e a distorção harmónica do LNA.

O segundo método (método da correlação do sinal de saída com sinais em quadratura, ou simplesmente da correlação cruzada) permite a obtenção do ganho, fase e distorção harmónica do LNA através da realização de operações de correlação.

Finalmente o último método (método da auto-correlação), permite obter a relação sinal-ruído (SNR) e o factor de ruído (NF) do LNA, através do cálculo da auto-correlação de duas imagens do sinal de saída do LNA obtidas em dois instantes de tempo diferentes.

No capítulo 2 abordam-se os principais conceitos teóricos relacionados com os parâmetros de caracterização de amplificadores RF. Seguidamente, no capítulo 3, são apresentados em detalhe os três métodos propostos e os principais resultados de simulação obtidos em *MatLab* para cada método de teste. No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais obtidos para o método da aproximação polinomial. No capítulo seguinte apresentam-se os resultados de simulação em ADS e alguns resultados experimentais resultantes da aplicação do método de teste da aproximação polinomial à caracterização de amplificadores RF de potência. No capítulo 6 são apresentadas as arquitecturas propostas para a implementação em-circuito de cada um dos métodos. Neste capítulo são também apresentados os resultados de simulação em *Cadence-SpectreRF* da implementação em-circuito do método da aproximação polinomial, assim como todas as questões relacionadas com o projecto de cada bloco constituinte da cadeia de teste. Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as principais conclusões do trabalho realizado.

CAPÍTULO 2

Análises de linearidade em amplificadores RF

Apesar de os circuitos em radiofrequência serem projectados como sistemas lineares, na realidade as não-linearidades caracterizam muitas das limitações de desempenho destes dispositivos. Os componentes activos e passivos ou a excursão limitada, simétrica ou não de um sinal, são responsáveis pelos comportamentos não-lineares.

Neste capítulo serão apresentados os conceitos e as análises mais frequentes neste contexto, que caracterizam um amplificador quanto à linearidade do seu comportamento.

2.1 Intermodulação e distorção harmónica

Para realizar o estudo da distorção, utiliza-se uma descrição das não-linearidades do amplificador por uma expansão em Série de *Taylor* [9]. Logo a resposta de saída do amplificador pode ser modelada por uma não-linearidade cúbica, isto é, por uma função expandida em Série de *Taylor* até ao 3º grau em termos do sinal de entrada da forma representada em (1),

$$v_{out} = a_0 + a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + \dots \quad (1)$$

onde os coeficientes de *Taylor* são dados por:

$$a_0 = v_{out}(0) \quad (2)$$

$$a_1 = \left. \frac{d\nu_{out}}{d\nu_{in}} \right|_{\nu_{in}=0} \quad (3)$$

$$a_2 = \left. \frac{d^2\nu_{out}}{d\nu_{in}^2} \right|_{\nu_{in}=0} \quad (4)$$

$$a_3 = \left. \frac{d^3\nu_{out}}{d\nu_{in}^3} \right|_{\nu_{in}=0} \quad (5)$$

Admita-se uma excitação de dois tons do tipo $\nu_{in} = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$, logo a saída é dada por:

$$\begin{aligned} \nu_{out} = & a_0 + a_1 A \cos \omega_1 t + a_1 A \cos \omega_2 t + \frac{1}{2} a_2 A^2 (1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 (1 + \cos 2\omega_2 t) \\ & + a_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + a_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_3 A^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) \\ & + a_3 A^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_2 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_2 t \right) + a_3 A^3 \left[\frac{3}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t \right] \\ & + a_3 A^3 \left[\frac{3}{2} \cos \omega_1 t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \right] \end{aligned} \quad (6)$$

Pode-se verificar que o espectro de saída consiste em harmônicos da forma $m\omega_1 + n\omega_2$, com $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$.

Nas tabelas 1 a 3 encontram-se representados os produtos de mistura de ordem 1, 2 e 3, respectivamente, e o efeito pelo qual são conhecidos. A tabela 1 descreve as respostas de 1ª ordem, ou seja, a parte linear da resposta.

Tabela 1: Resposta de 1ª ordem ou linear.

Frequência da resposta	Amplitude da resposta	Tipo da resposta
$\pm \omega_1$	$a_1 A$	Resposta linear
$\pm \omega_2$	$a_1 A$	Resposta linear

Na tabela 2 estão identificadas três formas de distorção não-linear de 2ª ordem, que são típicas das não-linearidades de ordem par. A primeira corresponde à geração da 2ª harmónica dos sinais de entrada às frequências $2\omega_1$ e $2\omega_2$. A forma referida como distorção de intermodulação de 2ª ordem produz uma componente soma à frequência $\omega_1 + \omega_2$ e uma componente diferença à frequência $\omega_1 - \omega_2$. Finalmente, dos batimentos entre ω_1 e $-\omega_1$ e ω_2 e $-\omega_2$ resultam componentes à frequência zero que, sendo indistintas da polarização, se vão manifestar como um desvio do ponto de repouso dependente do nível do sinal. Deve ainda notar-se que a amplitude de todos os produtos é proporcional a A^2 , o que indica um crescimento de 2 dB por cada dB de aumento do nível do sinal de entrada.

Tabela 2: Resposta não-linear de 2ª ordem.

Frequência da resposta	Amplitude da resposta	Tipo da resposta
$\pm 2\omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A^2$	Distorção harmónica de 2ª ordem
$\pm 2\omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A^2$	
$\omega_1 - \omega_2$	a_2A^2	Distorção de intermodulação de 2ª ordem
$\omega_2 - \omega_1$	a_2A^2	
$\omega_1 + \omega_2$	a_2A^2	
$-\omega_1 - \omega_2$	a_2A^2	
$\omega_1 - \omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A^2$	Desvio do ponto de repouso
$\omega_2 - \omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A^2$	

Na tabela 3 está representada a distorção de 3ª ordem que se distribui por quatro grupos de efeitos.

O primeiro corresponde à geração da 3ª harmónica dos sinais de entrada às frequências $3\omega_1$ e $3\omega_2$.

Um outro grupo denominado conversão AM/AM e conversão AM/PM, refere-se às componentes de distorção que caem exactamente sobre as frequências dos sinais, sendo por isso impossíveis de observar independentemente. Estas contribuições vão somar-se às respostas lineares a $\pm\omega_1$ e $\pm\omega_2$. Tratando-se de uma soma vectorial, supõem-se que cada

componente de distorção pode decompor-se em duas contribuições, uma em fase e outra em quadratura, com a componente linear. A componente em fase representa a conversão AM/AM, ou seja, a dependência do ganho do amplificador com o nível de excitação. Se a soma das contribuições de 1ª e 3ª ordens produzir interferência destrutiva, à medida que a de 3ª ordem toma cada vez maior importância relativa diminui o nível da saída, comparativamente ao esperado comportamento linear. Neste caso existe então compressão do ganho. O principal efeito da componente em quadratura é fazer variar a fase da resposta do amplificador em função da amplitude da excitação.

O grupo identificado por perda de sensibilidade é um caso particular do descrito anteriormente. Enquanto que no caso anterior eram as próprias componentes do sinal que produziam a conversão AM/AM e AM/PM sobre si próprios, neste caso são os efeitos não-lineares devidos a determinada componente que vão introduzir variação do ganho do sistema à outra. Este facto traduz-se na prática pela sensibilidade de um amplificador a um sinal fraco ser dependente da presença de um outro sinal independente, mas significativamente mais forte.

Tabela 3: Resposta não-linear de 3ª ordem.

Frequência da resposta	Amplitude da resposta	Tipo da resposta
$\pm 3\omega_1$	$\frac{1}{4}a_3A^3$	Distorção harmónica de 3ª ordem
$\pm 3\omega_2$	$\frac{1}{4}a_3A^3$	
$2\omega_2 \pm \omega_1$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	Distorção de intermodulação de 3ª ordem
$2\omega_1 \pm \omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	
$-2\omega_2 \pm \omega_1$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	
$-2\omega_1 \pm \omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	
$\pm \omega_1$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	Conversão AM/AM e conversão AM/PM
$\pm \omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A^3$	
$\pm \omega_1 + \omega_2 - \omega_2$	$\frac{3}{2}a_3A^3$	Perda de sensibilidade da resposta
$\pm \omega_2 + \omega_1 - \omega_1$	$\frac{3}{2}a_3A^3$	

O último grupo representado na tabela denomina-se por distorção de intermodulação de 3ª ordem, *IMD*. Todos os seus produtos são resultantes de combinações do tipo $2\omega_i - \omega_j$, ou seja, $\omega_i + (\omega_i - \omega_j)$. Distam portanto dos sinais de entrada de um valor igual à frequência diferença. No caso de amplificadores de banda muito estreita esta diferença pode ser muito baixa e os produtos de intermodulação podem aparecer dentro da banda do amplificador. Este tipo de distorção é muito importante em sistemas multi-portadora com espaçamento uniforme entre canais. Neste caso a intermodulação produzida pelo batimento entre dois canais contíguos cai precisamente sobre os canais adjacentes, comportando-se como ruído. Ao contrário das componentes de distorção de 2ª ordem, que podem ser eliminadas por filtragem, a distorção de intermodulação de 3ª ordem não pode ser tratada por estes métodos lineares do domínio da frequência. A única forma de reduzir os efeitos da *IMD* é evitar a sua geração, compensando as funções de transferência não-lineares ímpares de ordem superior à primeira.

2.2 Ponto de compressão do ganho de 1 dB

Se considerarmos que a resposta de saída do LNA pode ser modelada por uma função expandida em Série de *Taylor* até ao 3º grau, em termos do sinal de entrada, da forma representada em (1) e aplicarmos ao LNA o sinal sinusoidal $v_{in} = A \cos(\omega_0 t)$, a saída é dada pela seguinte equação [9]:

$$v_{out} = \left(a_0 + \frac{1}{2}a_2A^2\right) + \left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3\right)\cos\omega_0t + \frac{1}{2}a_2A^2\cos2\omega_0t + \frac{1}{4}a_3A^3\cos3\omega_0t \quad (7)$$

O ganho em tensão para uma frequência ω_0 é dado por:

$$G_v = \frac{v_{out}(\omega_0)}{v_{in}(\omega_0)} = a_1 + \frac{3}{4}a_3A^2 \quad (8)$$

Como o coeficiente a_3 é tipicamente negativo, logo o ganho do LNA tende a diminuir com o aumento da amplitude do sinal de entrada. A este efeito chama-se compressão do ganho ou saturação.

O ponto de compressão do ganho de 1 dB que está representado na figura 2 [9], é definido como sendo o nível de potência para o qual a potência de saída diminui 1 dB em relação à característica ideal (representada a tracejado na figura). Sendo assim tem-se que:

$$P_{real} = P_{ideal} - 1dB$$

$$10\log_{10}\left[\frac{1}{2}\left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3\right)^2\right] = 10\log_{10}\left[\frac{1}{2}a_1^2A^2\right] - 1dB \quad (9)$$

Da igualdade anterior tira-se que o ponto de compressão do ganho de 1 dB referenciado à entrada, em termos de tensão, é dado por:

$$V_{1dB} = \sqrt{\left|\left(\frac{a_1}{10^{1/20}} - a_1\right)\frac{4}{3a_3}\right|} \quad (10)$$

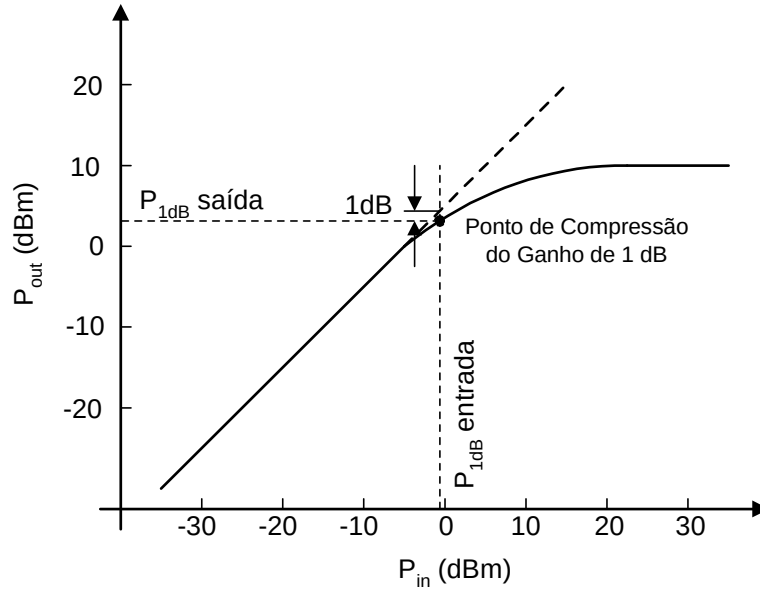


Figura 2: Representação gráfica do ponto de compressão do ganho de 1 dB.

2.3 Ponto de intersecção de 3ª ordem

Em amplificadores RF, a distorção de intermodulação é geralmente descrita pelos resultados obtidos de um teste de dois tons. Os sinais supõem-se de igual amplitude e dentro da banda de passagem do amplificador, ou seja, com uma separação de frequências muito inferior à

frequência central, de maneira a garantir uma resposta igual a cada tom. O desempenho do amplificador é avaliado pela potência de saída de *IMD*, P_{IMD} , para uma dada potência de sinal P_S , à entrada ou à saída. Vulgarmente é representada em termos absolutos por P_{IMDout} dado P_{Sout} , P_{IMD}/P_S , ou em termos relativos pela relação portadora-intermodulação, C/I_{IP3} ($C/I_{dB} = P_{SoutdB} - P_{IMDdB}$), ou ainda pelo ponto de intersecção de 3ª ordem, $IP3$, que é definido seguidamente.

Para níveis de sinal em que as contribuições dos termos de ordem superior à 3ª não sejam significativas, a potência de saída associada às riscas correspondentes às frequências dos dois tons cresce a 1 dB/dB de entrada e a potência das riscas de intermodulação a 3 dB/dB de entrada. Num gráfico de potência de saída (dBm) em função da potência de entrada (dBm), como o representado na figura 3 [9], o sinal e a intermodulação são nessa zona duas rectas de declive 1 dB/dB e 3 dB/dB, respectivamente. Extrapolando essas duas rectas obtém-se um ponto de intersecção a que corresponderia uma potência de saída denominada ponto de intersecção de 3ª ordem, $IP3$. Este ponto não reflecte necessariamente uma potência de saída que o amplificador possa entregar à carga e também não pode ser encarado como a potência de saída para a qual o sinal e a intermodulação têm o mesmo nível, porque muito antes de isso acontecer deixamos de estar dentro da zona de sinal fraco.

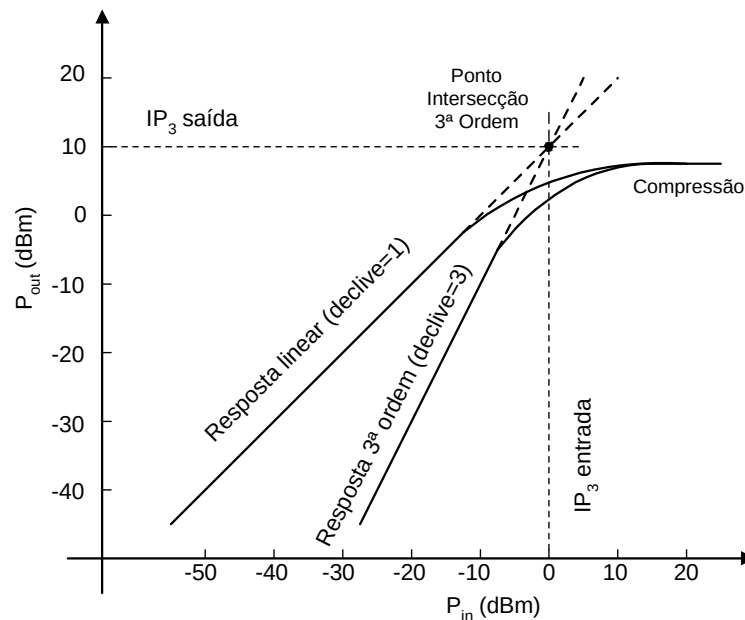


Figura 3: Representação gráfica do ponto de intersecção de 3ª ordem.

Considerando a resposta de saída do amplificador a um estímulo de dois tons, é possível exprimir o ponto de intersecção de 3ª ordem em termos dos coeficientes da Série de *Taylor*. Da equação (6), podemos facilmente retirar que $P_{\omega 1}$, a potência de saída do sinal para a frequência ω_1 , é dada por:

$$P_{\omega 1} = \frac{1}{2} a_1^2 A^2 \quad (11)$$

Similarmente, define-se $P_{2\omega 1 - \omega 2}$ como a potência do produto de intermodulação para a frequência $2\omega_1 - \omega_2$ por:

$$P_{2\omega 1 - \omega 2} = \frac{9}{32} a_3^2 A^6 \quad (12)$$

Por definição estas duas potências igualam-se no ponto de intersecção de 3ª ordem. Se definirmos a tensão do sinal de entrada no ponto de intersecção por V_{IP3} , então de (11) e (12) resolvendo para V_{IP3} chegamos a:

$$V_{IP3} = \sqrt{\left| \frac{4a_1}{3a_3} \right|} \quad (13)$$

Como $IP3$ é igual à resposta linear de $P_{\omega 1}$ no ponto de intersecção, temos que o valor de $IP3$ referenciado à saída é dado por:

$$IP3_{out} = \left| \frac{2a_1^3}{3a_3} \right| \quad (14)$$

Como já foi dito anteriormente, o ponto $IP3$ não pode ser obtido directamente, pois quando se atingem os valores em que deverá ocorrer o $IP3$, já o amplificador está sobrecarregado. Note-se que a relação entre as potências de entrada e saída deixa de ser linear.

Uma forma de obter esse valor, e que é normalmente utilizada experimentalmente é descrita em [10]. A partir da relação de declives entre a resposta linear e a resposta de 3ª

ordem representada na figura 3 e da expressão do ganho de potência do amplificador, G , apresentadas seguidamente, obtém-se uma expressão para o ponto $IP3$ dada pela equação (18).

$$\frac{IP3_{out} - P_{\omega 1}}{IP3_{in} - P_i} = 1 \quad (15)$$

$$\frac{IP3_{out} - P_{2\omega 1 - \omega 2}}{IP3_{in} - P_i} = 3 \quad (16)$$

$$G = IP3_{out} - IP3_{in} = P_{\omega 1} - P_i \quad (17)$$

$$IP3_{in} = P_i + \frac{1}{2}(P_{\omega 1} - P_{2\omega 1 - \omega 2}) \quad (18)$$

Tendo-se obtido expressões para o ponto $P1dB$ e para o ponto $IP3$, é agora possível relacioná-los [10]. Portanto, as tensões estão relacionadas pelo factor 3.04, ou seja 9.64 dB.

$$\frac{V_{IP3}}{V_{1dB}} = 3.032 \quad (19)$$

2.4 Gama dinâmica

Pode-se definir de um modo geral “gama dinâmica”, como sendo a gama de operação para a qual um determinado componente ou sistema possui as características desejadas.

Para os amplificadores de potência, a gama de operação é limitada inferiormente pelo nível de ruído e superiormente pelo ponto de compressão do ganho de 1 dB. Trata-se pois, essencialmente da gama linear de operação do amplificador e dessa forma é chamada de gama dinâmica linear (*linear dynamic range – LDR*).

Para um LNA, a gama de operação é limitada inferiormente pelo ruído e superiormente pelo nível máximo de potência para o qual a distorção de intermodulação se torna inaceitável. A esta gama de operação dá-se o nome de gama dinâmica livre de sinais espúrios (*spurious-free dynamic range – SFDR*).

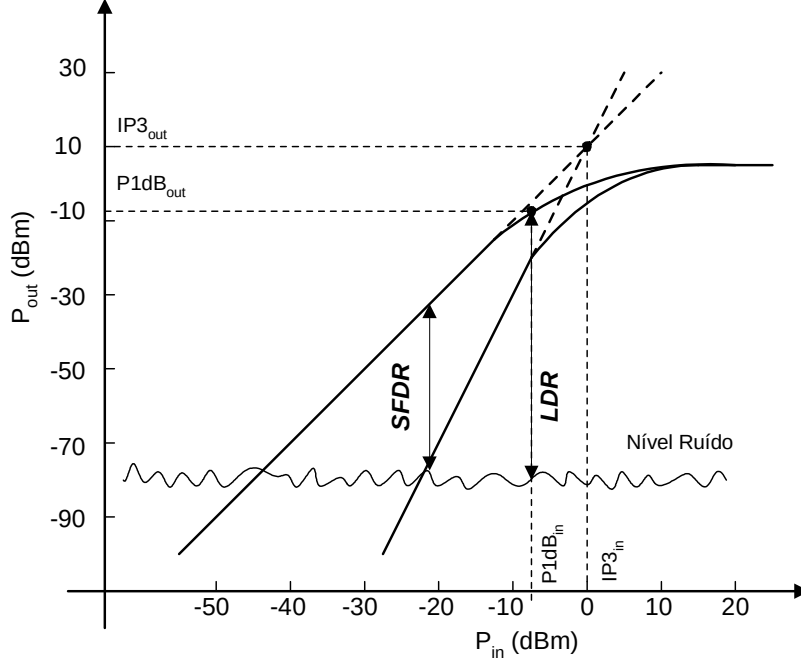


Figura 4: Representação gráfica da gama dinâmica.

Na figura 4 [9], representa-se uma ilustração onde estão definidos estes dois conceitos diferentes de gama dinâmica. A *SFDR* é definida como sendo a potência máxima do sinal de saída, para a qual a potência do produto de intermodulação de 3ª ordem é igual ao nível de ruído do componente, podendo ser expressa pela seguinte equação:

$$SFDR = \frac{P_{\omega_1}}{P_{2\omega_1-\omega_2}} \quad (20)$$

Note-se que podemos escrever $P_{2\omega_1-\omega_2}$ em termos de $IP3$ e P_{ω_1} da seguinte maneira:

$$P_{2\omega_1-\omega_2} = \frac{(P_{\omega_1})^3}{(IP3)^2} \quad (21)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem a $P_{\omega I}$, substituindo em (20) e considerando N_o como sendo a potência de ruído na saída do dispositivo, temos:

$$SFDR = \left(\frac{IP3}{N_o} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (22)$$

O resultado anterior pode ser escrito em termos de dB da seguinte forma:

$$SFDR(dB) = \frac{2}{3} (IP3 - N_o) \quad (23)$$

Se for especificado um valor para a relação sinal-ruído, esse valor deve ser adicionado ao valor de N_o .

2.5 Ruído

Em amplificadores RF existem essencialmente dois tipos de ruído: ruído térmico e ruído de *Shot*. O ruído térmico, também designado por ruído de *Johnson*, provém da agitação térmica dos electrões num condutor. O ruído de *Shot* está associado a um fluxo de corrente através de uma barreira de potencial. Este ruído é devido à flutuação da corrente, em torno do seu valor médio, resultando da emissão aleatória de electrões ou lacunas.

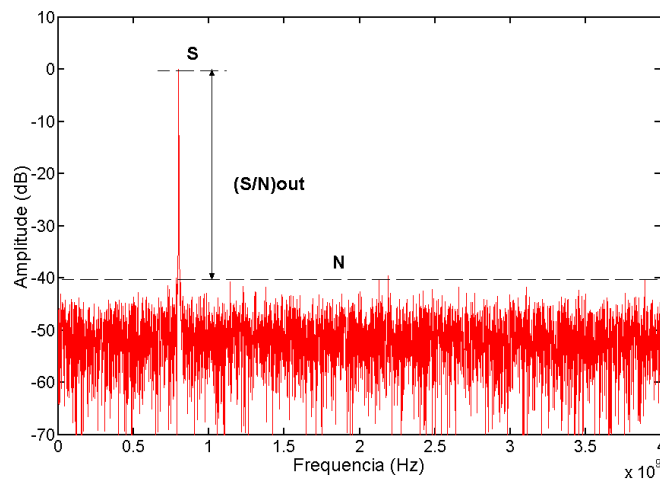


Figura 5: Representação gráfica da relação sinal-ruído na saída de um amplificador RF.

Uma grandeza de extrema importância na caracterização de amplificadores RF, particularmente dos LNA, é o factor de ruído. Este é definido pelo quociente entre a relação sinal-ruído na entrada do amplificador $(S/N)_i$ e a relação sinal-ruído na saída $(S/N)_o$:

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \quad (24)$$

O factor de ruído é portanto uma medida da degradação da relação sinal-ruído introduzida pelo amplificador, pelo que é sempre superior à unidade. É usual definir-se o factor de ruído em unidades logarítmicas da seguinte forma:

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (25)$$

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram abordados os conceitos mais importantes que caracterizam um amplificador quanto à linearidade do seu comportamento.

Começámos por apresentar os conceitos relativos à distorção harmónica e intermodulação. Depois foi apresentada a teoria relativa ao ponto de compressão do ganho de 1 dB e ao ponto de intersecção de 3ª ordem. Terminámos com uma breve referência aos aspectos relacionados com a gama dinâmica e com o ruído em amplificadores RF.

Uma vez que estes conceitos e parâmetros de caracterização serão usados recorrentemente nos próximos capítulos, entendeu-se dedicar-lhes um capítulo onde se apresenta a sua definição, o modo como são habitualmente tomados e avaliados, e de que modos estão relacionados entre si. No próximo capítulo são apresentadas as metodologias propostas nesta dissertação para a estimação de alguns destes parâmetros.

CAPÍTULO 3

Metodologias de teste aplicadas à caracterização de amplificadores RF

Neste capítulo são apresentadas três novas metodologias de teste dedicadas à caracterização de amplificadores RF [11]. As metodologias apresentadas são orientadas para o cálculo de parâmetros típicos de caracterização de LNA. A primeira metodologia de teste é baseada numa aproximação polinomial da função de transferência do LNA. As outras duas metodologias de teste são baseadas na realização de operações de correlação entre o sinal de saída do LNA e sinais de teste em fase e quadratura. Utilizando estas metodologias de teste consegue-se calcular o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB, o ponto de intersecção de 3ª ordem, a distorção harmónica, a relação sinal-ruído e o factor de ruído do LNA. Para cada metodologia de teste são apresentados os principais resultados de simulação obtidos em *MatLab*.

3.1 Descrição das novas metodologias de teste

3.1.1 Método da aproximação polinomial

O primeiro método de teste apresentado (método da aproximação polinomial), é baseado na obtenção do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência do LNA, representada por um conjunto de pontos de coordenadas (V_{in} , V_{out}) obtidos com o LNA

configurado em modo de teste. Os coeficientes do polinómio de 3ª ordem podem ser utilizados para calcular o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB e o ponto de intersecção de 3ª ordem, através da utilização das equações (8), (10) e (14), respectivamente.

Partindo do conhecimento dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem (a_i), é ainda possível determinar os coeficientes dos harmónicos (h_i) usando a relação mencionada em [12] e que é apresentada de seguida.

Para definir a relação entre os coeficientes do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência do LNA (p_i) e os coeficientes dos harmónicos respectivos (h_i), vamos considerar dois vectores coluna, P e H , que contêm precisamente esses coeficientes:

$$P = [p_0 p_1 p_2 p_3]^T \quad (26)$$

$$H = [h_1 h_2 h_3 h_4]^T \quad (27)$$

A relação entre os dois vectores é definida da seguinte forma:

$$H = C \cdot A \cdot P \quad (28)$$

sendo a matriz C dada por:

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ 0 & c_{22} & c_{23} & c_{24} \\ 0 & 0 & c_{33} & c_{34} \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} \end{bmatrix} \quad (29)$$

com os coeficientes c_{ij} definidos da seguinte forma:

$$c_{ij} = \begin{cases} 1/2 & ; & i = j = 1 \\ 0 & ; & i > j \\ 0 & ; & (i + j) \text{ ímpar} \\ R_{ij} & ; & \text{outros casos} \end{cases} \quad (30)$$

em que,

$$R_{ij} = 2^{-j} \binom{j-1}{(j-i)/2} \quad (31)$$

A matriz A é definida por:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \quad (32)$$

Com os coeficientes a_{ij} dados por:

$$a_{ij} = \begin{cases} 0 & ; \quad i \neq j \\ V^{j-1} & ; \quad i = j \end{cases} \quad (33)$$

Alternativamente, se estivermos interessados apenas nos coeficientes dos harmónicos de 1ª, 2ª e 3ª ordem podemos efectuar esse cálculo directamente utilizando a equação (7).

A relação entre um harmónico (h_i) e o harmónico da fundamental (h_1) é definida através da seguinte equação:

$$H_n = 20 \log_{10} \left(\frac{h_n}{h_1} \right) \quad (34)$$

3.1.2 Método da correlação cruzada

O método utilizado para a determinação da função de transferência de ganho e fase do LNA, está representado na figura 6 [13].

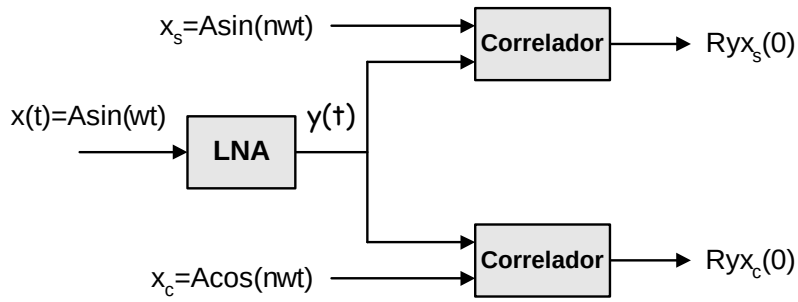


Figura 6: Aplicação do método da correlação cruzada ao teste do LNA.

A obtenção das medidas do ganho e da fase é baseada no cálculo de duas correlações. Uma correlação entre o sinal de saída $y(t)$ do LNA e o sinal de teste $x_s = A \sin(\omega t)$ e outra entre $y(t)$ e o sinal de teste $x_c = A \cos(\omega t)$, ambos para um atraso igual a zero, ou seja, $R_{yx_s}(0)$ e $R_{yx_c}(0)$, respectivamente. Através destes dois valores pode-se obter o ganho e a fase do LNA usando as respectivas equações.

$$|H| = \frac{2}{A^2} \sqrt{R_{yx_c}^2 + R_{yx_s}^2} \quad (35)$$

$$\angle H = \arctg\left(\frac{R_{yx_c}}{R_{yx_s}}\right) \quad (36)$$

Realizando estas medidas para diferentes frequências pode-se obter a resposta em frequência do amplificador. A resposta do circuito também pode ser caracterizada em termos de parâmetros relacionados com a distorção, realizando para o efeito outras correlações. Estes parâmetros podem ser calculados usando os valores do ganho, $|H|$, obtidos efectuando correlações entre o sinal de saída $y(t)$ do LNA e os harmónicos dos sinais de teste $x_s(n\omega) = A \sin(n\omega t)$ e $x_c(n\omega) = A \cos(n\omega t)$, respectivamente.

Assim, mediante a utilização de estímulos de teste adequados é possível a determinação de alguns parâmetros, tais como, a relação entre a amplitude da componente fundamental e cada um dos harmónicos de ordem superior gerados.

Se considerarmos a resposta do LNA a um estímulo de teste com dois tons da forma $x(t)=A\sin(\omega_1t)+A\sin(\omega_2t)$ e efectuarmos a sua correlação com $x_s=A\sin(\omega_2t)$ e $x_c=A\cos(\omega_2t)$ e posteriormente com $x_s=A\sin((2\omega_2-\omega_1)t)$ e $x_c=A\cos((2\omega_2-\omega_1)t)$, pode-se calcular a relação de amplitudes entre a componente fundamental à frequência ω_2 e o harmónico responsável pela distorção de intermodulação de 3ª ordem de frequência $2\omega_2-\omega_1$, H_{12} .

3.1.3 Método da auto-correlação

Finalmente, o terceiro método (método da auto-correlação), utiliza a correlação para calcular a relação sinal-ruído, SNR , do LNA. Para tal, obtém-se a correlação entre duas imagens, f e g , do sinal em observação, obtidas em diferentes instantes de tempo, como representado na figura 7. Utilizando este método, o valor da SNR do LNA é dado pela equação (37), sendo c , o valor normalizado da correlação, dado pela equação (38).

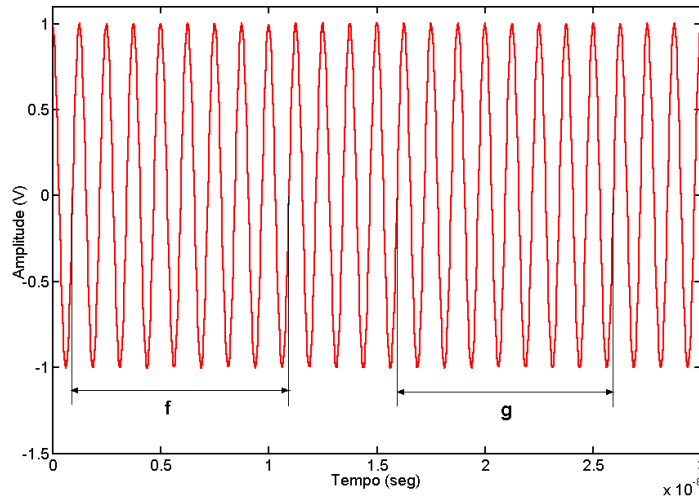


Figura 7: Obtenção de duas imagens do sinal em diferentes instantes de tempo, para o cálculo da SNR por correlação.

$$SNR = \sqrt{\frac{c}{1-c}} \quad (37)$$

$$c = \frac{\langle f - \langle f \rangle \rangle \langle g - \langle g \rangle \rangle}{\left(\langle |f - \langle f \rangle|^2 \rangle \right)^{\frac{1}{2}} \left(\langle |g - \langle g \rangle|^2 \rangle \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (38)$$

Se calcularmos a relação sinal-ruído à entrada do LNA, SNR_i , e a relação sinal-ruído à saída do LNA, SNR_o , pode-se obter o factor de ruído do LNA utilizando a equação (24).

3.2 Resultados de simulação em *MatLab*

Nesta secção são apresentados os principais resultados de simulação, obtidos por simulação em *MatLab*, para as três novas metodologias de teste propostas.

3.2.1 Método da aproximação polinomial

Usando um conjunto de pontos de coordenadas (V_{in} , V_{out}) que definem a função de transferência de um LNA, obtiveram-se os coeficientes $a_i = (a_0, a_1, a_2, a_3)$ do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima esses mesmos pontos. Para tal utilizou-se a função `polyfit` do *MatLab* [14]. Na figura 8 representa-se a função de transferência real em tensão (vermelho), construída com os pontos anteriormente considerados e a respectiva função de transferência em tensão calculada considerando os coeficientes do polinómio de 3ª ordem (azul). Verifica-se que a função de transferência obtida com os coeficientes do polinómio de 3ª ordem aproxima com bastante exactidão a função de transferência real que foi tomada como referência.

O número de pontos considerados na característica de transferência do LNA, a localização desses pontos na característica, ou seja, o facto de se considerar mais pontos na região linear do LNA do que na região não-linear, ou vice-versa e o espaçamento entre esses pontos, são alguns factores que se devem ter em conta e sobre os quais se devem efectuar alguns estudos para avaliar a sua influência nos resultados finais obtidos. No caso apresentado foram considerados no total 36 pontos igualmente espaçados; 18 pontos na região linear e outros 18 pontos na região não-linear do LNA.

O primeiro passo para calcular os valores do ganho, do ponto de compressão do ganho de 1 dB e do ponto de intersecção de 3ª ordem, como já foi referido anteriormente, consiste em calcular os coeficientes do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência do LNA. Logo o LNA pode ser descrito pela equação (1) em que $a_i=(a_0, a_1, a_2, a_3)$ representam os coeficientes calculados anteriormente. Utilizando os coeficientes do polinómio de 3ª ordem, calcula-se o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB e o ponto de intersecção de 3ª ordem através da utilização das equações (8), (10) e (14), respectivamente.

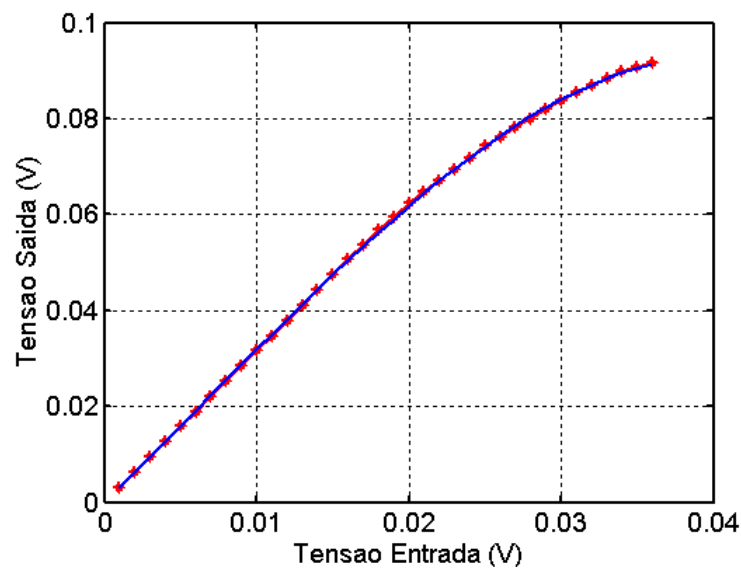


Figura 8: Função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA e respectiva função de transferência obtida com o polinómio de 3ª ordem.

Na tabela 4 são apresentados os valores de $P1dB_{out}$ e $P1dB_{in}$, os pontos de compressão do ganho de 1 dB referenciados à saída e entrada do LNA, respectivamente e os valores de $IP3_{out}$ e $IP3_{in}$, os pontos de intersecção de 3ª ordem referenciados à saída e à entrada do LNA, respectivamente. São apresentados os valores teóricos esperados e os valores obtidos por simulação em *MatLab* aplicando o método de teste da aproximação polinomial.

Tabela 4: Valores teóricos e de simulação em *MatLab* para $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

Parâmetros	Resultados teóricos (dBm)	Resultados simulação (dBm)
$P1dB_{in}$	-5.819	-6.016
$P1dB_{out}$	3.181	2.902
$IP3_{in}$	3.821	3.619
$IP3_{out}$	13.821	13.538

Verifica-se que as diferenças entre os valores teóricos esperados e os valores obtidos por simulação em *MatLab*, são muito pequenas.

Os pontos calculados anteriormente estão representados graficamente na figura 9. Nesta figura, a curva A (vermelho) representa a função de transferência do LNA obtida considerando os coeficientes do polinómio de 3ª ordem. O segmento de recta B (azul) representa a resposta linear/ideal do LNA e o segmento de recta C (verde) representa a resposta de 3ª ordem do LNA. A intersecção entre os segmentos de recta B e C dá-nos o ponto de intersecção de 3ª ordem do LNA.

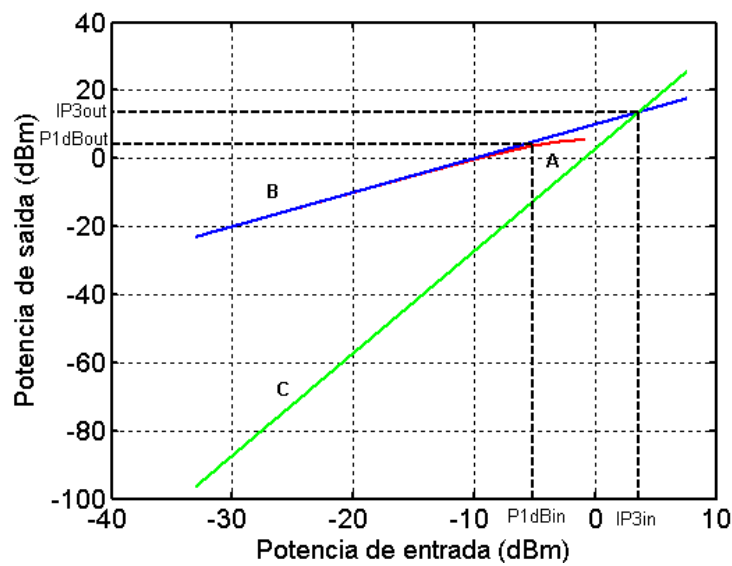


Figura 9: Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

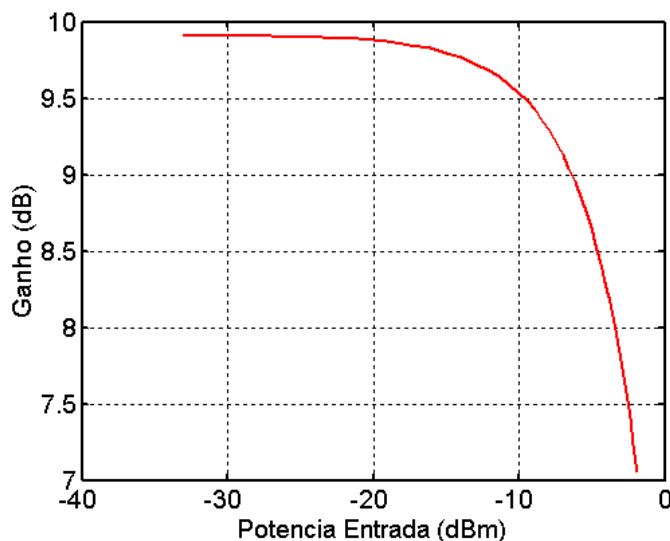


Figura 10: Gráfico do ganho do LNA em função da potência de entrada.

Na figura 10 representa-se o gráfico do ganho do LNA em função do valor da potência de entrada. Considerou-se um valor teórico do ganho na zona linear do LNA igual a 10 dB. Comparando os valores do ganho representados no gráfico com o valor teórico, pode concluir-se que o método de teste fornece uma boa estimativa do valor deste parâmetro.

Como já foi referenciado anteriormente, partindo do conhecimento dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem (a_i), é possível determinar os coeficientes dos harmónicos (h_i) usando a relação mencionada em [12] e apresentada na secção 3.1.1. Sendo assim, utilizando a equação (34), calculou-se a razão entre os harmónicos de 2ª e 3ª ordem e a componente fundamental, H_2 e H_3 , respectivamente, para diferentes amplitudes do sinal de entrada. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 5 e graficamente na figura 11.

Efectuando uma análise espectral pelo método da FFT, obtiveram-se os mesmos resultados para os parâmetros H_2 e H_3 .

Tabela 5: Valores da razão entre os harmónicos de 2ª e 3ª ordem e a fundamental.

V_{in} (mV)	H_2 (dBc)	H_3 (dBc)
1	-51.67	-82.80
5	-37.65	-54.79
10	-31.48	-42.61
15	-27.71	-35.32
18	-25.93	-31.96
20	-24.86	-29.97
25	-22.45	-25.62
30	-20.24	-21.83
36	-17.67	-17.68

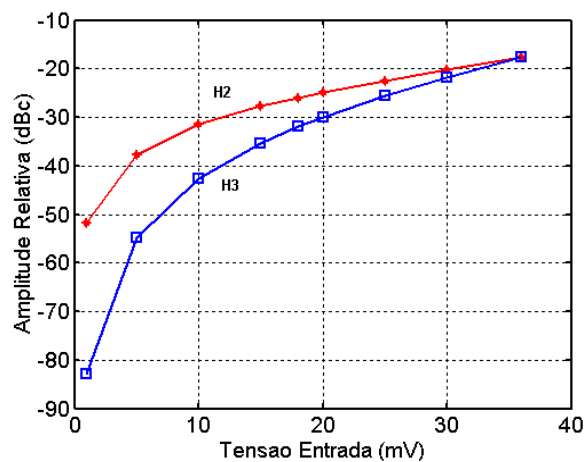


Figura 11: Gráfico de H_2 e H_3 em função da tensão de entrada do LNA.

Como já foi referido anteriormente, a localização dos pontos utilizados para obter os coeficientes do polinómio de 3ª ordem e o espaçamento entre esses pontos, são factores que podem ter alguma importância e influência nos resultados obtidos. Para além disso, se pensarmos numa implementação em-circuito deste método, existem sempre erros associados à geração da amplitude dos estímulos de teste e erros de medição da amplitude dos estímulos de saída, associados a leituras deficientes efectuadas nos aparelhos de medida.

De seguida são apresentados os principais resultados obtidos no estudo efectuado sobre o impacto das particularidades anteriores no cálculo dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$ de um LNA genérico.

Os primeiros resultados apresentados dizem respeito ao erro introduzido no cálculo dos parâmetros anteriores, devido à consideração de pontos aleatórios pertencentes à função de transferência do LNA. Dessa forma consegue-se simular o efeito de se considerar pontos que não estão igualmente espaçados entre si e o efeito de se considerarem mais ou menos pontos na região linear do que na região não-linear da função de transferência do LNA. Partindo de um conjunto de pontos que define a função de transferência de um LNA genérico e efectuando 10000 simulações no *MatLab*, de forma a considerar diferentes conjuntos de pontos para o cálculo do polinómio de 3ª ordem, obtiveram-se os resultados apresentados na tabela 6, para o valor médio do erro e para o desvio padrão de cada um dos parâmetros considerados no estudo efectuado.

Tabela 6: Valores médios do erro e do desvio padrão (pontos aleatórios da função de transferência do LNA).

Parâmetros	Valores médios do erro (%)	Valores do desvio padrão (%)
$P1dB_{in}$	1.174	4.321
$P1dB_{out}$	0.845	3.005
$IP3_{in}$	1.183	4.322
$IP3_{out}$	1.252	4.972

Verifica-se que os valores médios do erro e do desvio padrão são relativamente pequenos. Logo podemos concluir que os factores descritos anteriormente não são muito críticos para a obtenção de valores correctos para os parâmetros $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

Obtiveram-se também resultados de simulação referentes ao erro introduzido no cálculo dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$, devido aos erros relacionados com a geração incorrecta dos estímulos de teste e com a medição incorrecta nos aparelhos de medida das respectivas

respostas. Considerando então para efeitos de simulação um erro no valor aplicado à entrada e um erro na leitura do valor de saída a variar entre 0.5% e 2%, obtiveram-se após 10000 simulações em *MatLab* os resultados apresentados na tabela 7.

Tabela 7: Valores médios do erro e do desvio padrão (erro nas medidas do sinal de entrada/saída do LNA).

Erro nas medidas entrada/saída (%)	Parâmetros	Valores médios do erro (%)	Valores do desvio padrão (%)
0.5	$P1dB_{in}$	0.235	4.078
	$P1dB_{out}$	0.297	5.116
	$IP3_{in}$	0.232	4.078
	$IP3_{out}$	0.294	5.116
1.0	$P1dB_{in}$	0.945	8.410
	$P1dB_{out}$	1.151	10.517
	$IP3_{in}$	0.942	8.409
	$IP3_{out}$	1.148	10.516
2.0	$P1dB_{in}$	4.036	20.764
	$P1dB_{out}$	4.829	25.666
	$IP3_{in}$	4.033	20.763
	$IP3_{out}$	4.826	25.665

Neste caso, pequenos erros associados às medidas dos valores de entrada e saída do LNA (2%), provocam valores médios do erro e valores do desvio padrão dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$ consideráveis. Conclui-se portanto que devemos ter algum cuidado ao efectuar estas medições experimentalmente, de forma a minimizarmos os erros introduzidos no cálculo destes parâmetros do LNA.

3.2.2 Método da correlação cruzada

Seguidamente são apresentados os resultados de simulação, obtidos em *MatLab*, para o segundo método de teste proposto. Os resultados foram obtidos efectuando a correlação entre o sinal de saída do LNA, $y(t)$, com o 2º e 3º harmónico dos estímulos de teste, ou seja, com $x_s = A \sin(n\omega t)$ e $x_c = A \cos(n\omega t)$, para $n=2, 3$. O estímulo sinusoidal aplicado à entrada do LNA foi escolhido com amplitudes entre 1 mV e 36 mV e com uma frequência igual a 268.435456 MHz. Para modelar o LNA, utilizaram-se os coeficientes do polinómio de 3ª ordem calculados no método anterior.

Os valores obtidos para a razão entre o 2º e 3º harmónico e a componente fundamental, H_2 e H_3 , respectivamente, foram os mesmos dos apresentados na tabela 5 para o primeiro método de teste.

Considerando a resposta do LNA a um estímulo de dois tons, da forma $x(t)=A\sin(\omega_1t)+A\sin(\omega_2t)$ e efectuando as operações de correlação apropriadas, obteve-se a relação entre a componente fundamental de frequência ω_2 e a componente de distorção de intermodulação de 3ª ordem de frequência $2\omega_2-\omega_1$. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 8.

Tabela 8: Relação entre a componente fundamental e a componente de intermodulação de 3ª ordem.

V_{in} (mV)	H_{12} (dBc)
1	-73.25
5	-45.16
10	-32.67
15	-24.84
18	-20.99
20	-18.59
25	-12.80
30	-6.50
36	5.17

Os resultados obtidos por correlação foram mais uma vez validados através da realização de uma análise espectral utilizando o método da FFT, tendo-se obtido resultados extremamente semelhantes.

Foram realizadas também simulações, de forma a estudar uma possível utilização de sinais de correlação quadrados em vez de sinais sinusoidais no cálculo dos valores de H_2 , H_3 e H_{12} , uma vez que os sinais de teste quadrados são mais fáceis de gerar, utilizando por exemplo os osciladores disponibilizados na maior parte dos receptores e emissores RF.

Considerando a resposta do LNA, $y(t)$, a um estímulo sinusoidal da forma $x(t)=A\sin(\omega t)$, efectuou-se a sua correlação com o sinal de correlação quadrado em fase, $x_s=A.\text{square}(n\omega t)$, e com o sinal de correlação quadrado em quadratura, $x_c=A.\text{square}(n\omega t+\pi/2)$, de forma a obter os novos valores para a razão entre o 2º e 3º harmónico e a componente fundamental, H_2 e H_3 , respectivamente.

De forma a comparar os valores calculados com os valores obtidos anteriormente com a utilização de estímulos de teste sinusoidais, calculou-se o erro introduzido nos valores de H_2 e H_3 para valores de amplitude dos sinais de teste a variar entre 1 mV e 36 mV e para

diferentes valores de frequência de amostragem dos sinais. Foram considerados 8 períodos de sinal com frequências de amostragem a variar entre 512 amostras/período e 8192 amostras/período. Os resultados obtidos encontram-se representados nos gráficos das figuras 12 e 13.

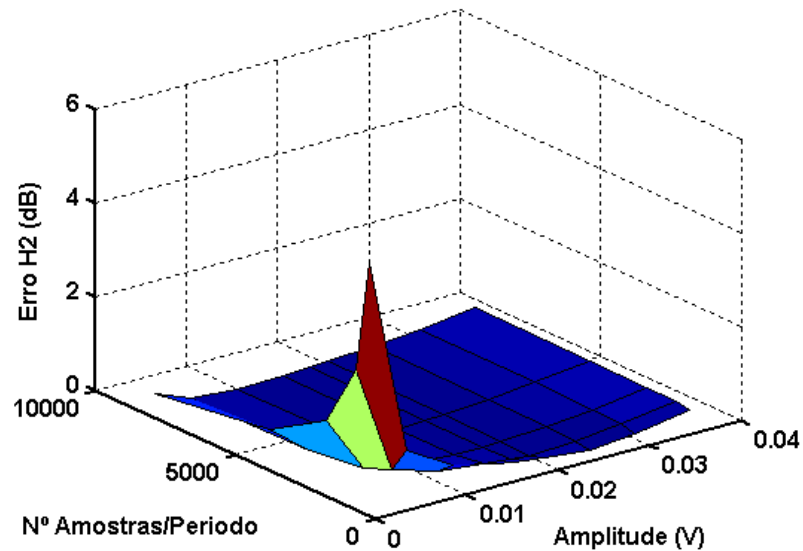


Figura 12: Erro introduzido no cálculo de H_2 , considerando sinais de correlação quadrados.

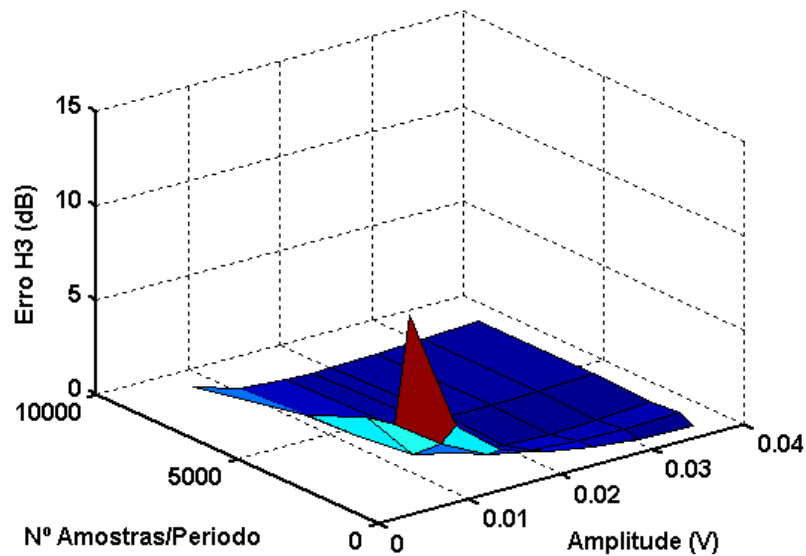


Figura 13: Erro introduzido no cálculo de H_3 , considerando sinais de correlação quadrados.

Pela observação dos gráficos anteriores, podemos concluir que para valores suficientemente elevados da frequência de amostragem o erro introduzido no cálculo de H_2 e H_3 é muito pequeno. No entanto, convém salientar que para valores pequenos de amplitude do sinal, mesmo que se considere valores da frequência de amostragem elevados, o erro introduzido no cálculo de H_3 ainda é considerável.

Considerando posteriormente a resposta do LNA, $y(t)$, a um estímulo de dois tons da forma $x(t)=A\sin(\omega_1t)+A\sin(\omega_2t)$ e efectuando as operações de correlação entre $y(t)$ e $x_s=A.\text{square}(\omega_2t)$ e entre $y(t)$ e $x_c=A.\text{square}(\omega_2t+\pi/2)$ e depois as operações de correlação entre $y(t)$ e $x_s=A.\text{square}((2\omega_2-\omega_1)t)$ e entre $y(t)$ e $x_c=A.\text{square}((2\omega_2-\omega_1)t+\pi/2)$, obteve-se o erro introduzido no cálculo dos valores de H_{12} . Os resultados obtidos encontram-se representados no gráfico da figura 14.

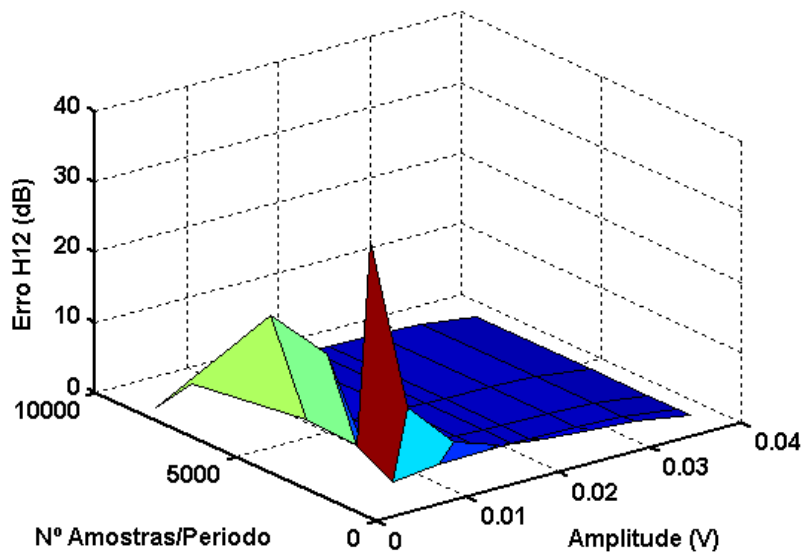


Figura 14: Erro introduzido no cálculo de H_{12} , considerando sinais de correlação quadrados.

Mais uma vez, podemos concluir que para valores suficientemente elevados da frequência de amostragem o erro introduzido no cálculo de H_{12} é pequeno. No entanto, tal como no caso anterior, para valores pequenos de amplitude de sinal, mesmo que se considerem valores da frequência de amostragem elevados, o erro introduzido no cálculo de H_{12} ainda é considerável.

Tendo em consideração o estudo que foi efectuado, podemos concluir que é válida a utilização de sinais de correlação quadrados em alternativa a sinais sinusoidais, que são normalmente mais difíceis de gerar para frequências elevadas (radiofrequência).

Outro aspecto que também convém estudar, é avaliar o erro introduzido nos cálculos de H_2 e H_3 por variações no desfasamento de 90° entre os sinais em fase e quadratura. Como é sabido a geração de sinais em quadratura, ainda por cima para frequências extremamente elevadas, não é fácil e muitas vezes existem pequenos erros na geração desse desfasamento de 90° . Considerando diferentes amplitudes do sinal de entrada do LNA e dos sinais de teste em fase e quadratura, obtiveram-se resultados para erros no desfasamento de 90° entre 1 e 10 graus. Os resultados obtidos para H_2 estão representados na figura 15. Verifica-se que mesmo para erros de desfasamento iguais a 10 graus e para amplitudes dos sinais mais elevadas, o erro introduzido é inferior a 1.5%. No caso do cálculo de H_3 verificou-se que os erros introduzidos eram desprezáveis e por isso optou-se por não apresentar os resultados graficamente.

Conclui-se então que não será necessário ter uma grande precisão na geração dos sinais de teste em fase e quadratura para obter resultados satisfatórios para este método de teste.

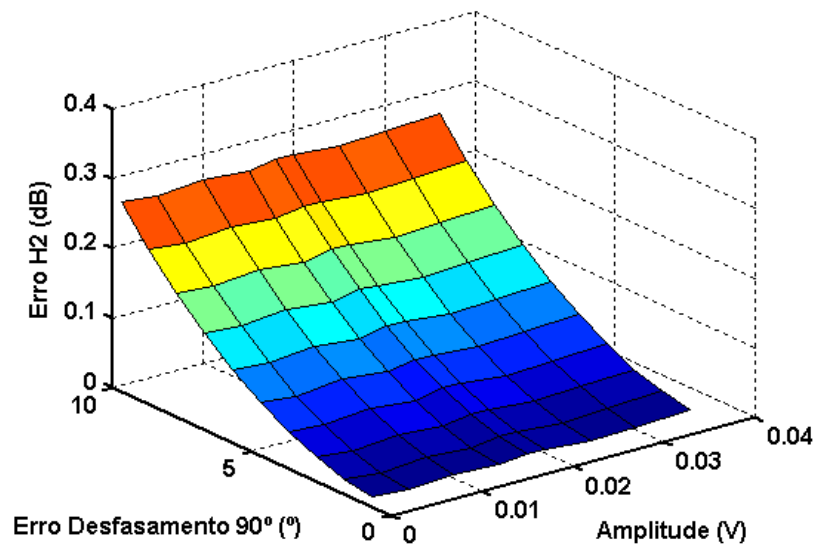


Figura 15: Erro introduzido no cálculo de H_2 , considerando erros no desfasamento de 90° entre 1 e 10 graus.

3.2.3 Método da auto-correlação

Para validar este método compararam-se os valores da relação sinal-ruído, SNR , obtidos utilizando este método de teste com os valores da SNR calculados usando a equação teórica dada por $SNR = \sigma_s / \sigma_n$. Aplicou-se ao LNA um sinal sinusoidal de frequência igual a 536.870912 MHz e 1 V de amplitude. A este sinal adicionou-se ruído com 1 mV de amplitude.

Para obter imagens do sinal em dois instantes de tempo diferentes atrasou-se o sinal de um tempo igual a Δt (número inteiro de períodos do sinal).

Na figura 16 está representado graficamente o erro introduzido por este novo método de teste no cálculo da SNR , para diferentes valores de amostras por período de sinal e para diferentes valores do número de períodos de sinal considerados. Pode-se concluir pela análise deste gráfico que mesmo para pequenos valores da frequência de amostragem e para um número pequeno de períodos de sinal se obtêm boas estimativas do valor da SNR .

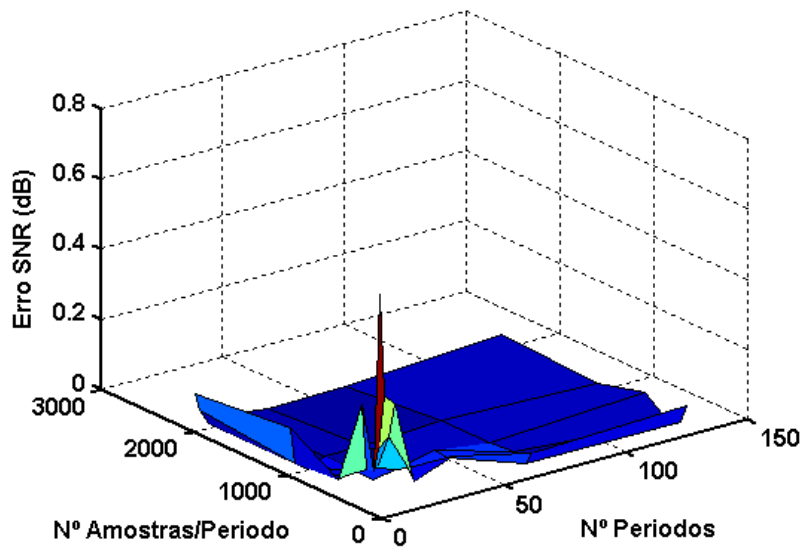


Figura 16: Erro da SNR (diferença entre os valores do método proposto e os valores da equação teórica).

3.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas três novas metodologias de teste dedicadas à caracterização de amplificadores RF. Estas metodologias de teste permitem-nos calcular o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB, o ponto de intersecção de 3ª ordem, a distorção harmónica, a relação sinal-ruído e o factor de ruído de amplificadores RF.

A primeira metodologia de teste apresentada, consiste na obtenção dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência de um LNA. As outras duas metodologias de teste são baseadas na realização de operações de correlação entre o sinal de saída do LNA e sinais de teste em fase e quadratura.

Para as metodologias de teste descritas anteriormente foram apresentados os principais resultados de simulação obtidos em *MatLab*, o que nos permitiu validar por simulação a aplicabilidade de cada novo método de teste proposto para a caracterização do LNA, em termos dos parâmetros descritos anteriormente.

Para o caso do método de teste da aproximação polinomial, o qual irá ser desenvolvido nos próximos capítulos, obtiveram-se resultados de simulação de forma a estudar a consideração de pontos aleatórios pertencentes à função de transferência do LNA e de forma a estudar o impacto de erros relacionados com a geração incorrecta dos estímulos de teste e com a medição incorrecta nos aparelhos de medida das respectivas respostas. No primeiro caso, os valores médios do erro e o desvio padrão, são relativamente pequenos o que nos permite concluir que não será necessário ter muito cuidado com esse aspecto. No segundo caso, os valores médios do erro e os valores do desvio padrão introduzido no cálculo dos valores dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$ são consideráveis. Conclui-se portanto que devemos ter algum cuidado ao efectuar estas medições experimentalmente, de forma a minimizarmos os erros introduzidos no cálculo dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

No caso do método de teste da correlação cruzada, foi apresentado um estudo que nos permitiu concluir positivamente acerca da utilização de sinais de correlação quadrados em vez de sinais sinusoidais. Efectuou-se também um estudo do erro introduzido no cálculo dos parâmetros H_2 e H_3 por variações no desfasamento de 90° entre os sinais em fase e quadratura. Conclui-se que não é necessário ter uma grande precisão na geração dos sinais de teste em fase e quadratura para obter resultados satisfatórios para este método de teste.

CAPÍTULO 4

Resultados experimentais

Neste capítulo são apresentados os principais resultados obtidos experimentalmente para o primeiro método de teste proposto. Os primeiros resultados experimentais apresentados foram obtidos através da utilização do *Kit CC1010* da *Chipcon* [15] que incorpora um emissor/receptor RF, assim como um microcontrolador que permite a programação de cada bloco, a definição de várias configurações de teste e a geração e aquisição dos estímulos de teste. Numa segunda fase obtiveram-se resultados experimentais para um LNA, recorrendo à utilização de um pequeno protótipo de teste construído com componentes RF disponíveis comercialmente.

4.1 Resultados obtidos com o *Kit CC1010* da *Chipcon*

O *Kit CC1010* da *Chipcon* cuja fotografia é apresentada na figura 17, usa um receptor RF superheterodino (868 MHz) cujo diagrama de blocos é representado na figura 18.

Este receptor tem uma saída analógica RSSI (*Received Signal Strength Indicator*), cujo valor da tensão pode ser medido por um conversor analógico-digital.



Figura 17: Fotografia do Kit CC1010 da Chipcon.

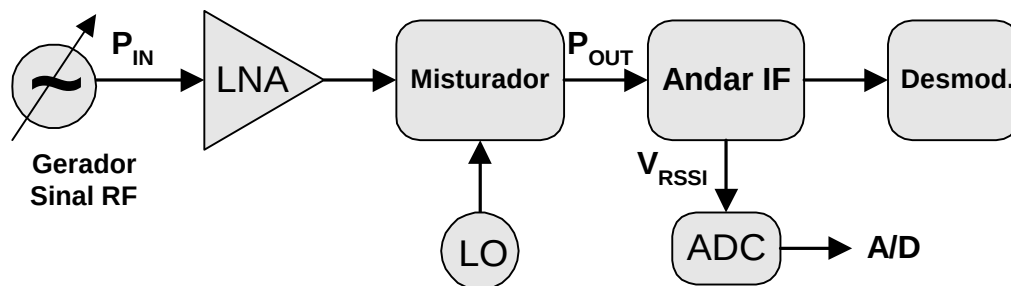


Figura 18: Diagrama de blocos do receptor RF superheterodino do Kit CC1010 da Chipcon.

A metodologia de teste implementada consiste na obtenção da função de transferência V_{in} vs V_{out} da cadeia formada pelo LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC do receptor RF. Para a obtenção desta característica, utilizando um gerador de sinal RF, aplica-se um conjunto de níveis de potência na entrada do receptor RF e procede-se à medição do valor da tensão na saída RSSI do receptor RF. O valor da tensão RSSI é medido através do conversor analógico-digital *on-chip*. O valor desta tensão está relacionado com a potência à saída do misturador do receptor RF pela expressão (39), e desta forma, através de uma simples conversão dos valores de potência de entrada e saída para valores respectivos de

tensão de entrada e saída, pode-se obter a função de transferência pretendida. Os valores obtidos experimentalmente para a potência à entrada e à saída da cadeia de recepção constituída pelo LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC encontram-se representados na tabela 9.

$$P_{OUT} = -46.9 \times V_{RSSI} \quad (39)$$

Tabela 9: Valores experimentais da potência de entrada/saída do receptor RF.

P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)
-75.00	-24.00
-66.99	-16.01
-63.47	-12.59
-60.97	-10.13
-59.03	-8.26
-57.45	-6.82
-56.12	-6.05
-54.95	-5.47
-53.92	-5.07
-53.01	-4.75

Seguidamente procede-se ao cálculo dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima essa função de transferência. Utilizando posteriormente os coeficientes calculados e recorrendo ao conjunto de equações matemáticas apresentadas nos capítulos anteriores, obtém-se o ponto de compressão do ganho de 1 dB e o ponto de intersecção de 3ª ordem da cadeia, representados na tabela 10.

Tabela 10: Resultados experimentais para $P1dB$ e $IP3$ do receptor RF.

Parâmetro	Resultados experimentais (dBm)
$P1dB_{in}$	-57.60
$P1dB_{out}$	-7.46
$IP3_{in}$	-47.96
$IP3_{out}$	3.18

Na figura 19-a), a curva A (vermelho) representa os pontos medidos da função de transferência da cadeia de recepção constituída pelo LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC e a curva B (azul) representa o polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima esse conjunto de pontos. Na figura 19-b), representa-se graficamente os pontos $P1dB$ e $IP3$. Na folha de características do Kit apenas é fornecido o valor de $IP3_{in} = -26$ dBm. No entanto este parâmetro refere-se apenas ao conjunto formado pelo LNA e pelo misturador. Devido a este facto, para este parâmetro não é possível efectuar uma comparação entre o resultado obtido pelo método de teste e o valor da folha de características do dispositivo.

Pela observação da característica A (vermelho) do gráfico da figura 20, que representa o ganho da cadeia de recepção formada pelo LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC, em função da potência de entrada, verifica-se que o valor do ganho na zona linear é aproximadamente igual a 51 dB, o que, pelas mesmas razões anteriores, também difere do valor 53.9 dB apresentado na folha de características.

Para podermos validar a aplicabilidade do método de teste devemos comparar os resultados obtidos experimentalmente com os resultados obtidos com a aplicação do método de teste. Isso pode ser feito comparando as duas características de ganho do gráfico da figura 20. Verifica-se que de facto as diferenças para os valores do ganho são muito pequenas, não ultrapassando os 0.5 dB.

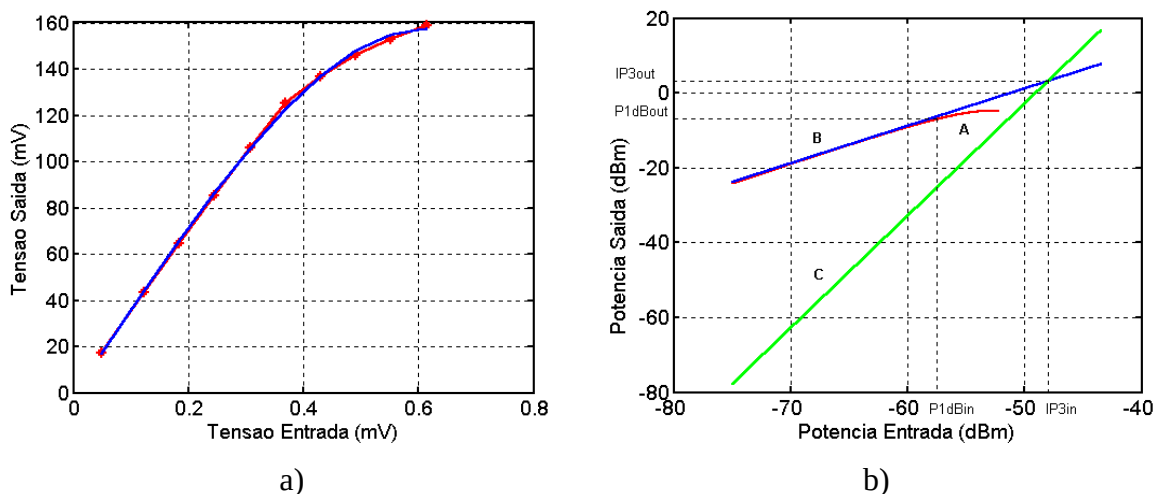


Figura 19: Características de transferência do LNA. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do conjunto (LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC) e respectiva função de transferência obtida com o polinómio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do conjunto (LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC).

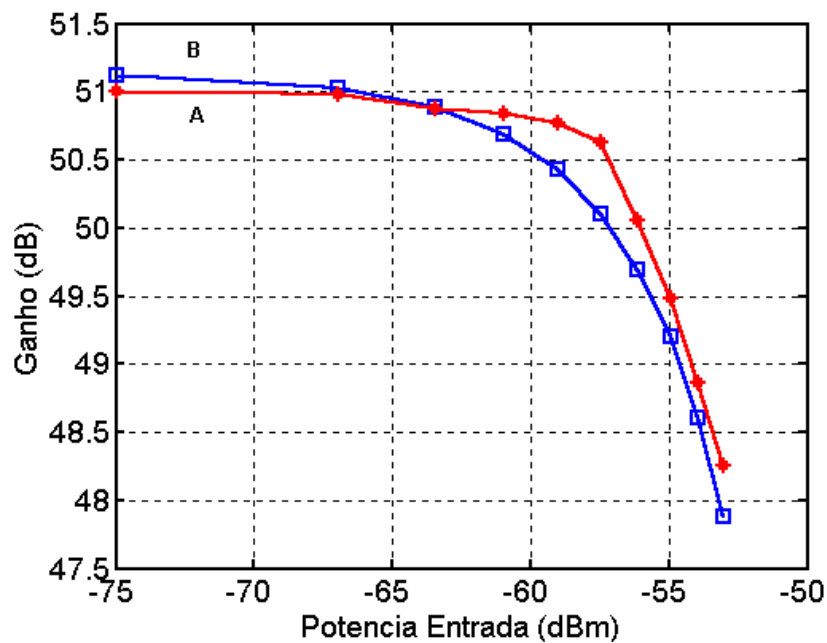


Figura 20: Ganho em função da potência de entrada (LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC).

4.2 Resultados obtidos com o protótipo de teste

Para se obterem mais resultados experimentais de validação do método de teste da aproximação polinomial, procedeu-se à montagem em laboratório do sistema representado no diagrama de blocos da figura 21.

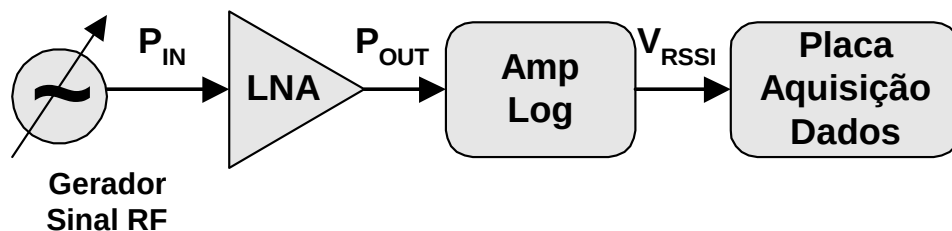
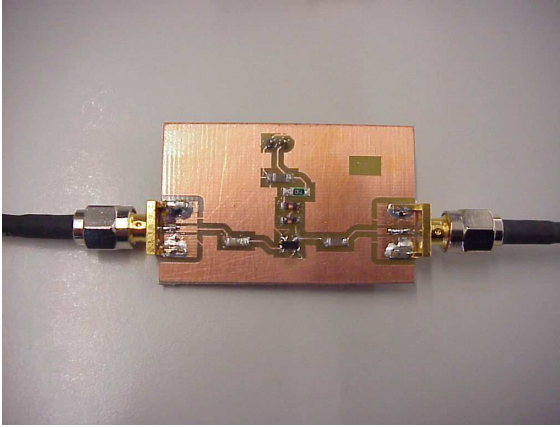


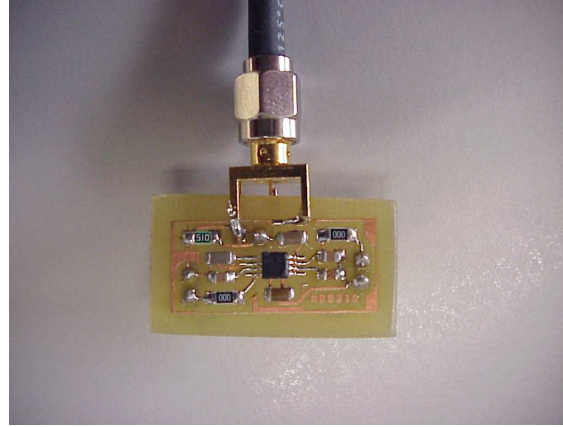
Figura 21: Diagrama de blocos do protótipo de teste.

Nas figuras 22-a) e 22-b), mostram-se fotografias das placas de circuito impresso do LNA e do amplificador logarítmico utilizados. O protótipo de teste é constituído por um LNA

(MAX2611 da *Maxim*) [16] e pelo amplificador logarítmico (AD8310 da *Analogue Devices*) [17].



a)



b)

Figura 22: Fotografias das placas de circuito impresso fabricadas. a) Placa de circuito impresso do LNA; b) Placa de circuito impresso do amplificador logarítmico.

Utilizando um gerador de sinal RF (frequência igual a 200 MHz), aplicaram-se à entrada do LNA sucessivos níveis de potência. Com medidas da tensão de saída, V_{RSSI} , do amplificador logarítmico (obtidas com uma placa de aquisição de dados), calcularam-se os valores da potência de saída do LNA através da equação (40).

$$P_{OUT} = \frac{V_{RSSI} + V_{SLOPE} \times P_0}{V_{SLOPE}} \quad (40)$$

Os valores de $V_{SLOPE}=+24$ mV/dBm e $P_0=-93.45$ dBm foram obtidos da função de transferência do amplificador logarítmico, representada na figura 23.

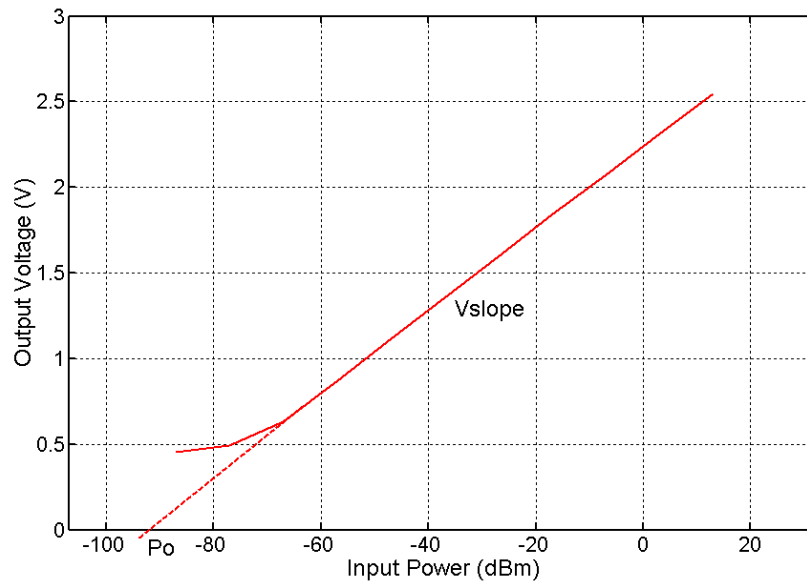


Figura 23: Função de transferência do amplificador logarítmico.

Os valores obtidos experimentalmente para a tensão de saída do amplificador logarítmico, V_{RSSI} , para diferentes níveis da potência de entrada do LNA, encontram-se representados na tabela 11.

Tabela 11: Valores experimentais da tensão de saída do amplificador logarítmico, para diferentes níveis da potência de entrada do LNA.

P_{in} (dBm)	V_{RSSI} (V)
-47.0	1.5615
-35.0	1.8499
-28.9	1.9910
-25.4	2.0742
-22.9	2.1329
-21.0	2.1782
-19.4	2.2150
-18.1	2.2429
-16.9	2.2676
-15.9	2.2877
-15.0	2.3051
-14.1	2.3218

Na tabela 12 são apresentados os valores de $P1dB_{out}$ e $P1dB_{in}$, (pontos de compressão do ganho de 1 dB referenciados à saída e à entrada do LNA, respectivamente) e os valores de

$IP3_{out}$ e $IP3_{in}$, (ponto de intersecção de 3ª ordem referenciado à saída e à entrada do LNA, respectivamente).

Na figura 24-a) está representado o conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA, assim como o polinómio que melhor aproxima esse conjunto de pontos. Os parâmetros $P1dB$ e $IP3$ são representados graficamente na figura 24-b).

Tabela 12: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do LNA, obtidos experimentalmente.

Parâmetro	Resultados do método de teste (dBm)	Valores da folha de características (dBm)
$P1dB_{in}$	-14.03	-----
$P1dB_{out}$	3.39	2.90
$IP3_{in}$	-4.39	-----
$IP3_{out}$	14.02	13.00

Comparando os resultados experimentais obtidos com os resultados fornecidos na folha de características do LNA utilizado, verifica-se que se obtiveram resultados muito idênticos. Para o caso do parâmetro $P1dB$ a diferença entre os valores não ultrapassa os 0.5 dB, enquanto para o parâmetro $IP3$ a diferença é de 1 dB.

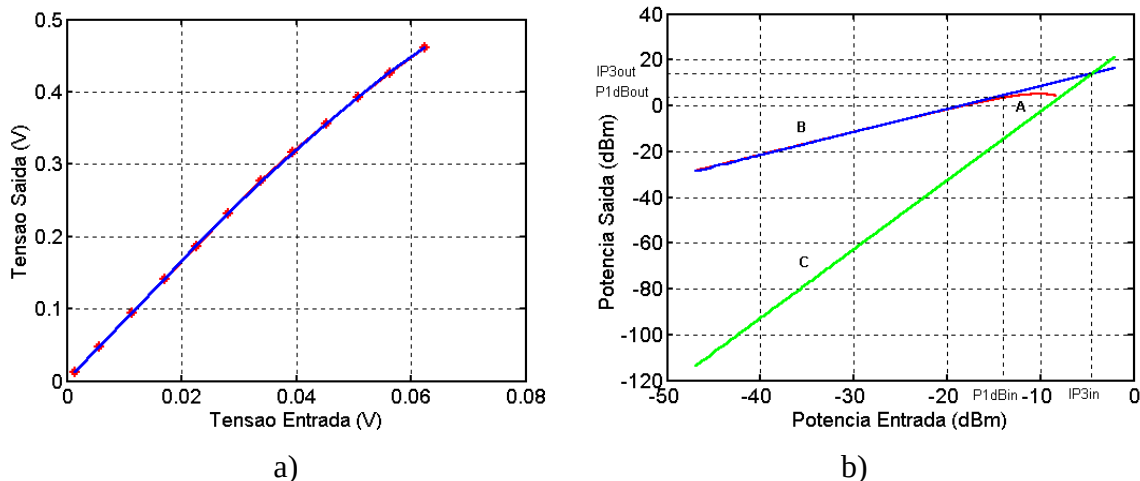


Figura 24: Função de transferência do LNA obtida experimentalmente. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA e respectiva função de transferência obtida com o polinómio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

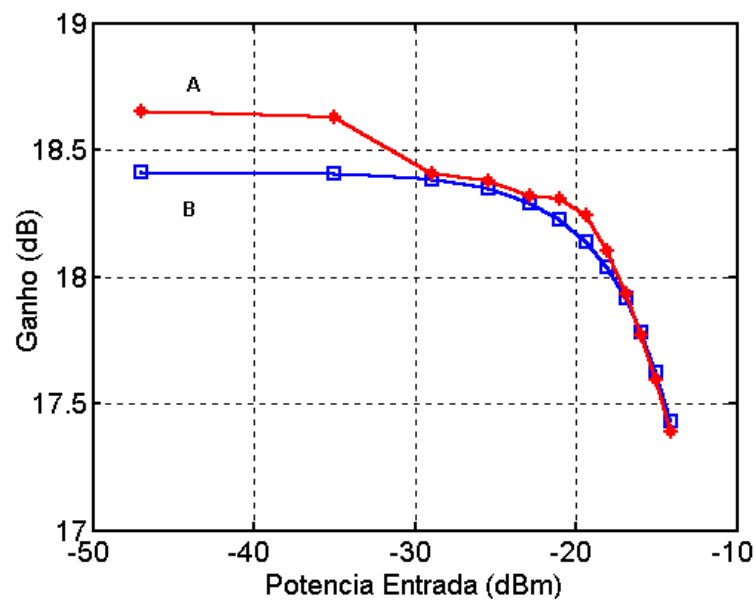


Figura 25: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do LNA.

O gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do LNA é apresentado na figura 25. A curva A (vermelho) representa os valores obtidos experimentalmente com o protótipo de teste e a curva B (azul) representa os valores obtidos pelo método de teste da aproximação polinomial.

Observando a figura anterior, verifica-se que as diferenças entre as duas características são muito pequenas. Para além disso, se compararmos o valor do ganho para potências mais baixas obtido da característica B (azul), que é aproximadamente igual a 18.4 dB, com o valor presente na folha de características (ganho=18.5 dB), conclui-se que de facto a diferença entre o valor do ganho obtido pela implementação do método e o valor de referência do fabricante é muito pequena.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos para o método de teste da aproximação polinomial.

O primeiro caso apresentado utilizou a cadeia de recepção formada pelo LNA, misturador, medidor de tensão RSSI e ADC, disponibilizada no *Kit CC1010* da *Chipcon*. Os

resultados obtidos foram razoáveis, mas no entanto os dados fornecidos na folha de características do dispositivo eram escassos e não eram referentes exactamente à configuração de teste utilizada, o que nos limitou muito em termos de possuímos valores de referência para efectuar uma análise comparativa entre os valores dos diversos parâmetros obtidos.

Devido a este facto, foi implementado um protótipo de teste para obter resultados experimentais para um LNA. Neste protótipo de teste, utilizou-se um amplificador logarítmico para fazer a conversão da tensão sinusoidal à saída do LNA para um valor de tensão DC. Os resultados finais obtidos para os parâmetros $P1dB$, $IP3$ e ganho foram bons, uma vez que as diferenças entre os resultados obtidos com o método de teste e os valores indicados na folha de características do LNA, não ultrapassaram as décimas de dB para o caso dos parâmetros $P1dB$ e ganho e 1 dB para o parâmetro $IP3$.

Foram obtidos resultados experimentais que nos permitem concluir positivamente acerca da aplicabilidade do método de teste da aproximação polinomial no cálculo de parâmetros como o ganho, $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

CAPÍTULO 5

Aplicação do método de teste da aproximação polinomial ao teste de amplificadores de potência RF

Neste capítulo é apresentada a avaliação da viabilidade da aplicação do método de teste da aproximação polinomial ao teste e caracterização de amplificadores de potência RF.

Começamos por apresentar algumas generalidades sobre amplificadores de potência, assim como uma breve análise às diversas classes de amplificação existentes.

Após esta breve introdução teórica, é apresentado um conjunto de resultados de simulação obtidos em ADS relativos a um amplificador de potência em classe A, a um amplificador de potência implementado na tecnologia SiGe e a um amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs.

Finalmente apresenta-se um conjunto de resultados experimentais, relativos ao cálculo de alguns parâmetros de caracterização deste tipo de dispositivos, para o caso de um amplificador de potência comercial e para o amplificador de potência implementado na tecnologia GaAs, para o qual já tínhamos apresentado resultados de simulação em ADS anteriormente.

5.1 Amplificadores de potência RF

O amplificador de potência constitui o último andar de uma cadeia de emissão RF. Como os sinais apresentam aqui níveis mais elevados de corrente e tensão, é tipicamente neste andar que se verificam os maiores níveis de distorção, devido às não-linearidades dos dispositivos e aos modos de funcionamento adoptados no sentido de maximizar o rendimento. O nível de distorção permitido num amplificador de potência depende da aplicação e do tipo de modulação do sinal a amplificar.

Um amplificador de potência transforma uma potência de entrada DC em potência RF de saída sob o controlo do sinal RF a emitir. Esta transformação deve ser feita tendo em conta vários critérios, entre eles, a transformação da maior quantidade possível de potência, o elevado ganho entre as potências RF de saída e entrada, e a conservação da informação contida no sinal RF de entrada. Estes critérios permitem definir figuras de mérito como o rendimento, a capacidade de potência e o ganho, úteis na avaliação de projectos de amplificadores de potência.

Existem diferentes técnicas de projecto, que conduzem a diferentes valores de rendimento e criam diferentes níveis de distorção, podendo-se assim desta forma definir diferentes classes de amplificação.

As classes de amplificação dividem-se em dois grandes grupos, que diferem entre si no modo de operação do dispositivo activo. Nas classes A, AB, B e C, o dispositivo activo opera como fonte de corrente controlada. Nas classes D, E e F, o dispositivo activo opera como interruptor comandado.

5.1.1 Rendimento

O rendimento é uma medida percentual da relação entre a potência RF de saída e a potência DC fornecida pela fonte de alimentação. Quanto maior for o rendimento, menores serão as perdas do amplificador.

Existem duas definições para o rendimento; a primeira chamada simplesmente de rendimento η , que define a relação em percentagem entre a potência RF de saída, P_{RFOUT} (apenas a componente fundamental) e a potência DC fornecida pela fonte de alimentação

P_{DCIN} . Nesta, é também comum incluir-se a potência de polarização dos dispositivos semicondutores.

$$\eta = \frac{P_{RFOUT}}{P_{DCIN}} \quad (41)$$

A segunda definição, a que se dá o nome de rendimento de potência adicionada PAE , define a percentagem de potência DC da fonte de alimentação que é transformada em potência RF de saída.

$$PAE = \frac{P_{RFOUT} - P_{RFIN}}{P_{DCIN}} \quad (42)$$

A primeira definição de potência não considera a potência RF de entrada, e portanto, um amplificador com baixo ganho de potência da entrada para a saída pode parecer com uma medida do rendimento alta quando se utiliza esta definição. A PAE , dado que considera a potência RF de entrada, é a mais usada para avaliar o desempenho dos amplificador de potência.

5.1.2 Classes de amplificação

Um amplificador em classe A é um amplificador linear. Teoricamente, as formas de onda de corrente e tensão no dispositivo activo e na carga são sinusoidais se o sinal de entrada for sinusoidal. A frequência de saída é a mesma da frequência de entrada e a amplitude de saída é uma função linear da amplitude de entrada.

As classes de amplificação AB, B e C, correspondem a uma técnica de melhoria do rendimento em relação à classe A, através da alteração do ângulo de condução, 2α . Nestas classes, a tensão mantém-se sinusoidal, mas a corrente passa a ser um arco da sinusóide. À medida que se reduz o ângulo de condução, a queda de tensão média no dispositivo activo baixa, sendo de esperar uma redução na potência dissipada e consequentemente um aumento

do rendimento. É portanto a partir do ângulo de condução que as classes de amplificação A, AB, B e C são definidas.

Na figura 26 estão representadas as formas de onda de tensão e corrente para as classes de amplificação AB, B e C.

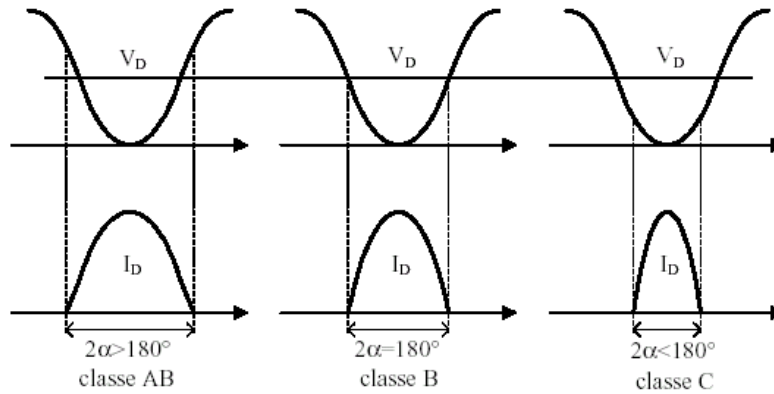


Figura 26: Formas de onda das classes de amplificação AB, B e C.

O circuito representado na figura 27 é um amplificador que pode funcionar em classe A, AB, B ou C, conforme a polarização do dispositivo activo e o nível do sinal de entrada. Este amplificador permite que o dispositivo activo atinja os limites de saturação e corte de forma ideal, ou seja, se o dispositivo activo é ideal, a queda de tensão é nula na saturação e a corrente é nula no corte. A bobina de bloqueio AC, L_{CHK} , permite que a tensão instantânea no dispositivo activo atinja o valor $2V_{DC}$, enquanto que o condensador de bloqueio DC, C_D , isola a componente contínua da carga R_C . A rede RLC paralelo está sintonizada à frequência fundamental do sinal que se pretende amplificar.

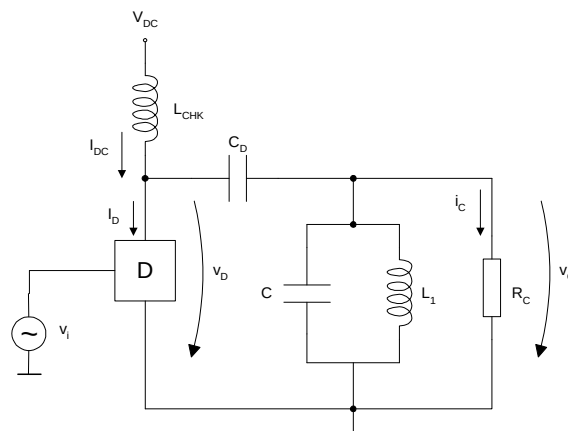


Figura 27: Circuito do amplificador de potência RF.

Na classe A, o dispositivo activo conduz durante todo o ciclo, não havendo qualquer achatamento da forma de onda de corrente. Por comparação com as outras classes, o semi-ângulo de condução vale π . O valor máximo teórico do rendimento é 50%. No entanto se entrarmos em linha de conta com a não idealidade do *drive* e com as perdas nas interligações e nos filtros, o valor do rendimento é bastante menor que 50%. São vulgares concretizações práticas de amplificadores em classe A com rendimentos da ordem dos 30-35%.

Uma forma de melhorar o rendimento dum amplificador em classe A é fazer com que o dispositivo dissipe menos. Tal acontece se a polarização for feita de modo a que durante uma fracção da excursão do sinal a tensão ou a corrente sejam zero.

Na classe AB, a forma de onda de corrente já sofre um achatamento, pelo que o semi-ângulo de condução está compreendido entre $\frac{\pi}{2}$ e π .

Na classe B, o semi-ângulo de condução vale exactamente $\frac{\pi}{2}$, sendo a forma de onda de corrente uma sinusóide semi-rectificada. Neste caso o dispositivo activo é polarizado de forma a estar ao corte durante metade do ciclo. É evidente que neste caso o funcionamento é não-linear e é necessário ter um filtro com um elevado factor de qualidade para se obter na saída uma tensão sinusoidal.

Na classe C, o dispositivo activo conduz em menos de metade do tempo, ou seja, o semi-ângulo de condução é inferior a $\frac{\pi}{2}$.

Nas classes de amplificação D, E e F, o dispositivo activo funciona como interruptor, ou seja, em condições ideais, no estado ligado apresenta uma queda de tensão nula e no estado desligado não conduz corrente.

Os amplificadores de classe D e F, apresentam formas de onda de tensão e corrente semelhantes no dispositivo activo, mais concretamente uma onda quadrada para a tensão e uma sinusóide semi-rectificada para a corrente. No entanto, os circuitos de interface com a carga são profundamente diferentes. Um amplificador em classe D utiliza um par de dispositivos activos complementares numa montagem *push-pull* e o filtro LC garante uma corrente de carga sinusoidal. Um exemplo de um amplificador em classe D está representado na figura 28.

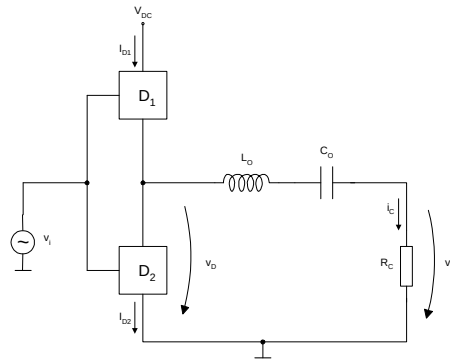


Figura 28: Amplificador de potência em classe D.

A classe F pode ser implementada com um circuito idêntico ao da figura 27, mas com uma carga variável na frequência. A resposta da carga na frequência pode ser escolhida de modo a termos formas de onda de corrente e tensão como as do amplificador em classe D, ou então essas formas de onda duais. As classes D e F, embora sejam normalmente apresentadas como classes comutadas, podem ser analisadas considerando o dispositivo activo como uma fonte de corrente controlada.

A classe E é uma verdadeira classe comutada, pois a sua análise exige que o dispositivo activo seja considerado um interruptor com estados ligado e desligado bem definidos, embora os tempos de comutação não tenham de ser nulos.

Depois de analisadas as classes de amplificação existentes, podemos fazer a sua comparação global. Na tabela 13 apresenta-se um resumo das classes apresentadas para uma melhor compreensão dos factores que são levados em consideração na escolha de uma topologia adequada.

Tabela 13: Comparação entre as várias classes de amplificadores de potência.

Classe	Modo	Ângulo de condução (%)	Potência de saída	Rendimento máximo teórico (%)	Ganho	Linearidade
A	Fonte de corrente	100	Moderada	50	Elevado	Alta
B		50	Moderada	78.5	Moderado	Moderada
AB		]50, 100[	Moderada	<78.5	Moderado	Moderada
C		<50	Baixa	100	Baixo	Baixa
D	Interruptor	50	Alta	100	Baixo	Baixa
E		50	Alta	100	Baixo	Baixa
F		50	Alta	100	Baixo	Baixa

5.2 Resultados de simulação em ADS

Seguidamente são apresentados os principais resultados de simulação obtidos em ADS [18], para os parâmetros ganho, $P1dB$, $IP3$ e distorção harmónica. A apresentação dos resultados é feita comparando os valores dos diversos parâmetros obtidos por simulação em ADS (usando os métodos tradicionais utilizados por estas ferramentas de simulação) e os respectivos valores obtidos com a implementação do método da aproximação polinomial.

Foram obtidos resultados para o caso de um amplificador de potência em classe A, para um amplificador de potência implementado na tecnologia SiGe e para um amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs.

5.2.1 Amplificador de potência em classe A

Os primeiros resultados apresentados referem-se a um amplificador de potência em classe A, para uma frequência de operação de 850 MHz.

Na figura 29-a) está representado o gráfico da potência de saída em função da potência de entrada do amplificador e na figura 29-b), de forma a visualizar-se de uma maneira mais clara o efeito da compressão do ganho, é apresentada a função de transferência relativa ao ganho do amplificador em função da potência de entrada.

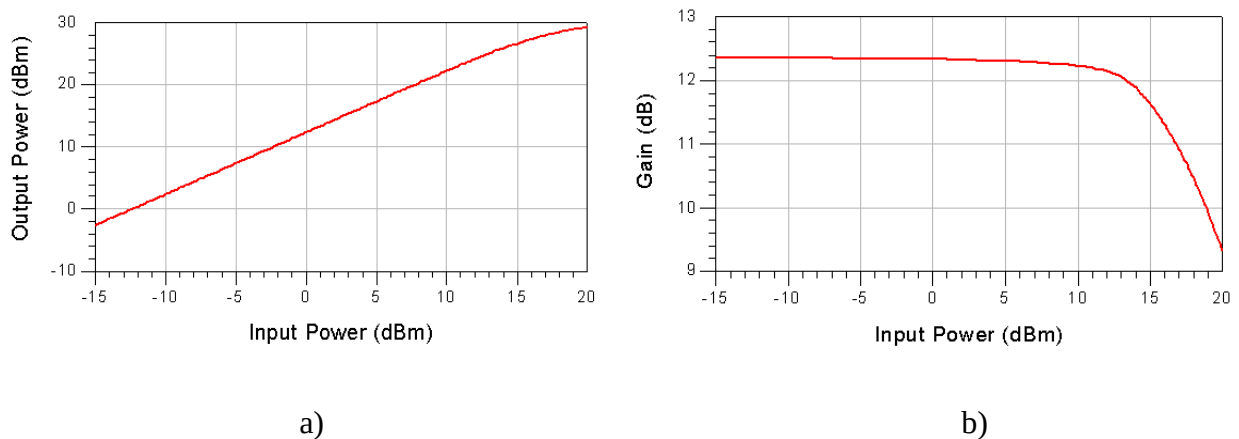


Figura 29: Características de transferência do PA em classe A, obtidas em ADS. a) Função de transferência P_{in} vs P_{out} ; b) Função de transferência P_{in} vs Ganho.

Usando os métodos disponíveis nestas ferramentas de simulação, obtiveram-se resultados para o ganho, $P1dB$, $IP3$ e distorção harmónica do amplificador de potência.

Depois disto, de forma a implementar o método da aproximação polinomial, obteve-se um conjunto de pontos de forma a definir a função de transferência V_{in} vs V_{out} do amplificador de potência. Na figura 30-a) estão representados esses pontos, assim como o polinômio que melhor os aproxima. Seguindo os passos mencionados nos capítulos anteriores relativamente a este método, foram obtidos os valores dos parâmetros mencionados anteriormente, de forma a efectuar uma análise comparativa e concluir sobre a validade da aplicação do método a este tipo de amplificadores. Na figura 30-b), faz-se uma representação gráfica dos parâmetros da tabela 14, para o caso dos valores obtidos pela aplicação do método de teste.

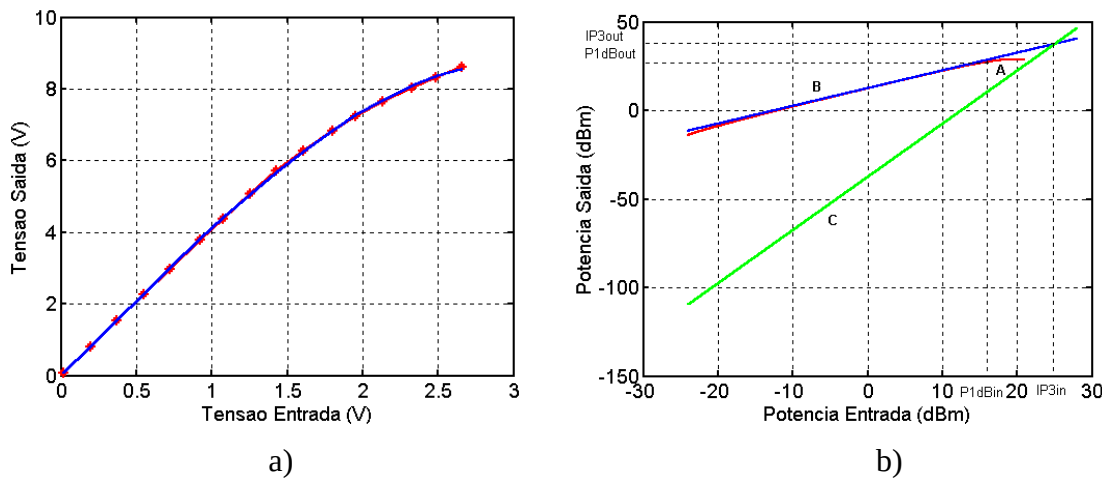


Figura 30: Função de transferência do PA em classe A genérico, obtida em ADS. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA em classe A e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do PA em classe A.

Os resultados obtidos estão representados na tabela 14. Para o caso dos parâmetros relacionados com a distorção harmónica, H_2 e H_3 , os resultados são representados graficamente na figura 31-a) e na figura 31-b), respectivamente, de forma a simplificar a análise dos resultados. Nestas figuras, o segmento A (vermelho) representa os resultados obtidos por simulação em ADS e o segmento B (azul) representa os resultados obtidos pela aplicação da metodologia de teste.

Tabela 14: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA em classe A genérico, obtidos em ADS.

Parâmetros	Resultados de simulação em ADS (dBm)	Resultados do método de teste (dBm)
$P1dB_{in}$	15.84	15.47
$P1dB_{out}$	27.23	26.96
$IP3_{in}$	24.54	25.10
$IP3_{out}$	36.70	37.56

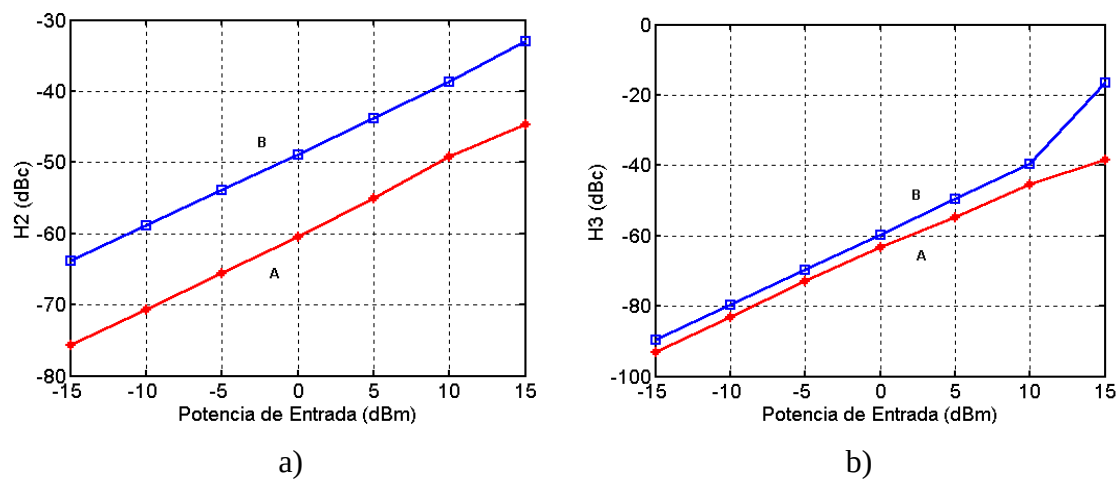


Figura 31: Representação gráfica dos harmônicos do PA em classe A em função da potência de entrada. a) Relação entre o harmônico de 2ª ordem e a fundamental, H_2 ; b) Relação entre o harmônico de 3ª ordem e a fundamental, H_3 .

Relativamente ao valor dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$, verifica-se que os resultados obtidos são extremamente semelhantes, sendo a diferença entre os resultados de simulação em ADS e os resultados obtidos aplicando o método de teste inferiores a 1 dB. Quanto aos parâmetros H_2 e H_3 a situação já é diferente. No caso do parâmetro H_2 , as diferenças situam-se à volta dos 10 dB, mas no entanto ambos os segmentos mantêm um andamento idêntico, o que nos leva a assumir que possa existir um factor de escala responsável pela diferença entre os valores. No caso do parâmetro H_3 , as diferenças são muito menores (cerca de 3 dB). Apenas para valores de potência extremamente elevados, aproximadamente da ordem de grandeza do ponto de compressão de 1 dB, é que essa diferença é bastante significativa.

Finalmente, na figura 32 representa-se o ganho em função da potência aplicada à entrada do amplificador, para os dois casos.

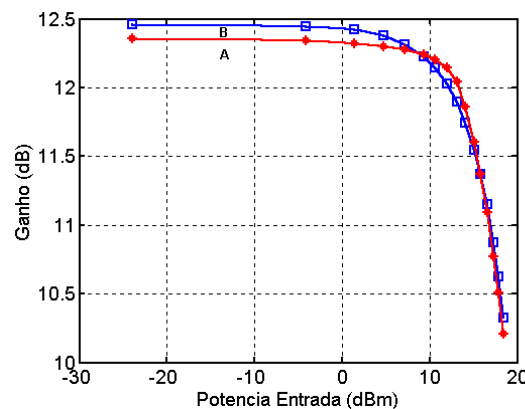


Figura 32: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do PA em classe A.

A curva A (vermelho) representa os valores obtidos por simulação em ADS e a curva B (azul) representa os valores obtidos pelo método de teste da aproximação polinomial utilizando a equação (8). Verifica-se que a diferença entre os valores de simulação e os valores obtidos pela metodologia de teste são extremamente pequenas não ultrapassando 1 décima de dB aproximadamente.

Nas secções seguintes, de forma a simplificar e clarificar a apresentação de resultados, irá utilizar-se um esquema idêntico ao anterior. Primeiro apresentam-se os gráficos e a tabela com os resultados obtidos e após cada gráfico ou tabela faz-se um pequeno comentário aos resultados obtidos.

5.2.2 Amplificador de potência em tecnologia SiGe

Os resultados apresentados de seguida dizem respeito a um amplificador de potência implementado na tecnologia SiGe, para uma frequência de operação de 39 GHz.

Na figura 33-a) representa-se o gráfico da potência de saída em função da potência de entrada do amplificador e na figura 33-b) representa-se a função de transferência relativa ao ganho do amplificador em função da potência de entrada.

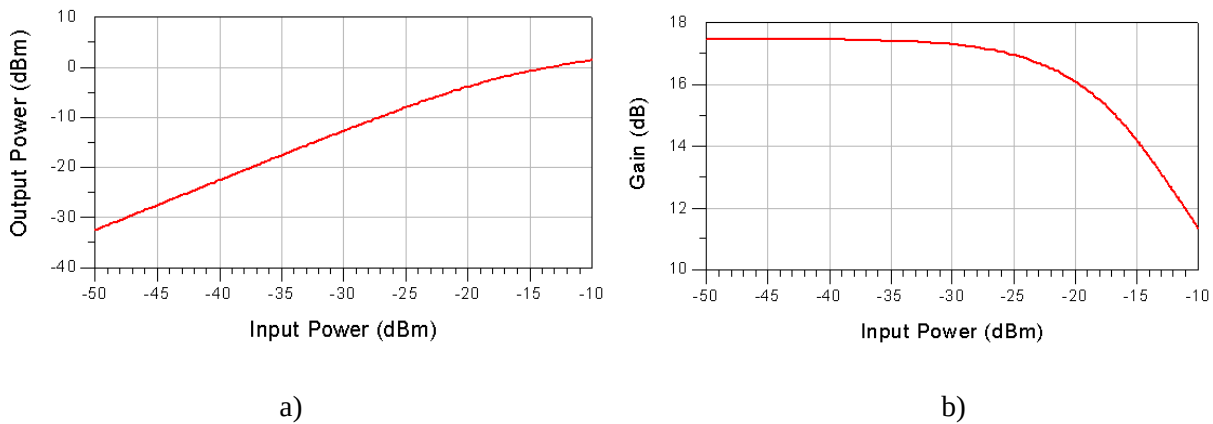


Figura 33: Características de transferência do PA em tecnologia SiGe. a) Função de transferência P_{in} vs P_{out} ; b) Função de transferência P_{in} vs Ganho.

Na figura 34-a) representa-se o conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} deste amplificador de potência, assim como o polinómio que melhor aproxima esse conjunto de pontos.

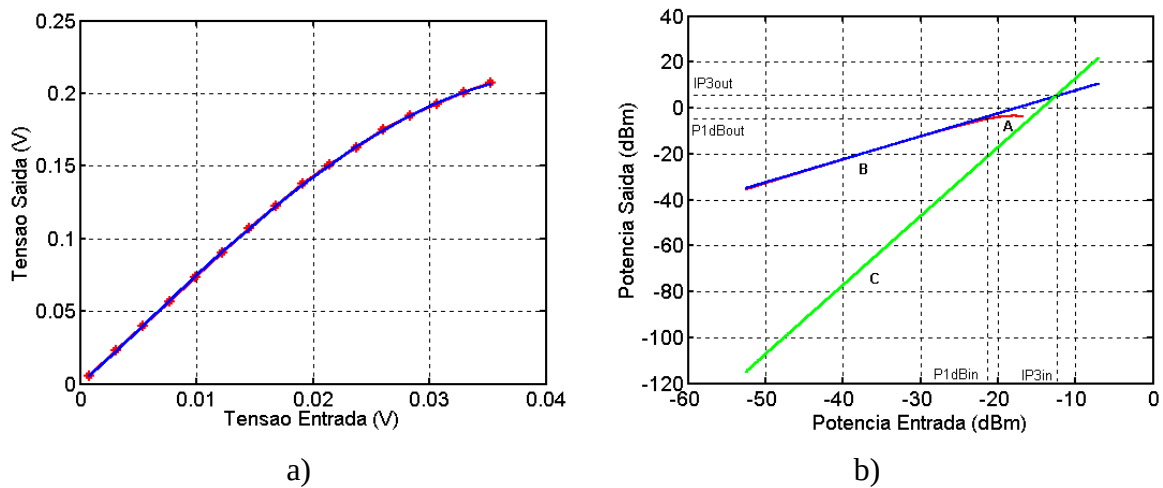


Figura 34: Função de transferência do PA em tecnologia SiGe, obtida em ADS. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA em tecnologia SiGe e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do PA em tecnologia SiGe.

Na tabela 15 são apresentados os valores obtidos para os parâmetros $P1dB$ e $IP3$. Mais uma vez, verifica-se que os resultados obtidos pelo método de teste se aproximam bastante dos resultados que seriam esperados. Neste caso as diferenças rondam os 0.5 dB, para o caso de $P1dB$ e sobem para cerca de 1 dB para o caso do valor de $IP3$.

Tabela 15: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA em tecnologia SiGe, obtidos em ADS.

Parâmetros	Resultados de simulação em ADS (dBm)	Resultados do método de teste (dBm)
$P1dB_{in}$	-21.70	-22.21
$P1dB_{out}$	-5.24	-5.57
$IP3_{in}$	-13.65	-12.57
$IP3_{out}$	3.63	4.91

Nas figuras 35-a) e 35-b) mostram-se os resultados obtidos para os parâmetros H_2 e H_3 , respectivamente. O segmento A (vermelho) representa os valores de simulação em ADS e o segmento B (azul) representa os valores obtidos aplicando o método de teste. Esta nomenclatura será usada daqui para diante na apresentação dos resultados.

Para o caso de H_2 , existe uma diferença significativa entre os valores de simulação e os valores obtidos pelo método de teste. No entanto os segmentos apresentam o mesmo andamento com a variação da potência de entrada. No caso de H_3 , os valores são bastante parecidos (diferenças na ordem de 1 dB). Apenas para valores altos da potência de entrada é

que se verifica um afastamento significativo entre os valores de simulação e os valores do método de teste.

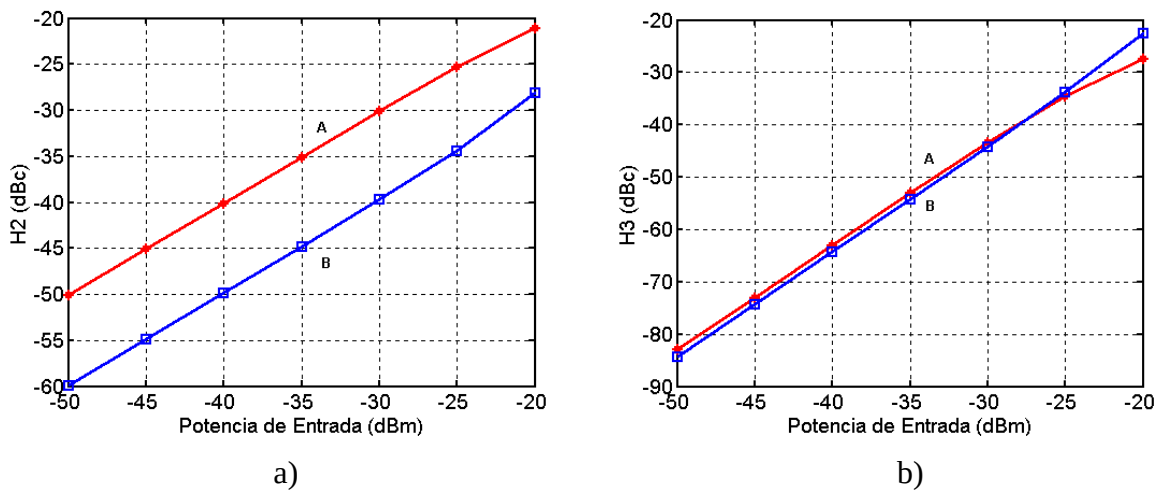


Figura 35: Gráfico dos harmônicos do PA em tecnologia SiGe, em função da potência de entrada. a) Relação entre o harmônico de 2ª ordem e a fundamental, H_2 ; b) Relação entre o harmônico de 3ª ordem e a fundamental, H_3 .

O gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do amplificador é apresentado na figura 36. Para valores baixos da potência de entrada, os valores são praticamente coincidentes. Apenas com o aumento da potência de entrada é que se verificam diferenças na ordem das décimas de dB, o que é praticamente insignificante.

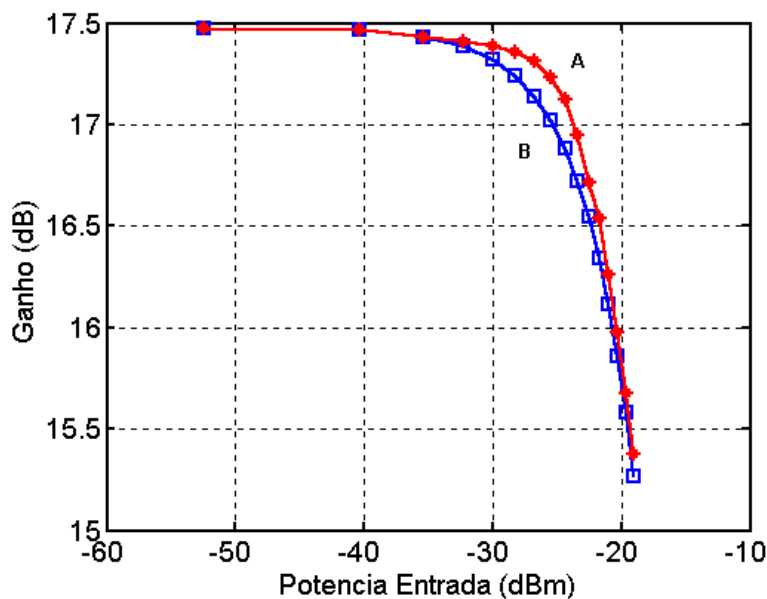


Figura 36: Gráfico do ganho em função da potência de entrada do PA em tecnologia SiGe.

5.2.2 Amplificador de potência distribuído em tecnologia GaAs

Nesta secção apresentam-se os principais resultados obtidos para o caso de um amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs e que se destina à banda de frequências desde DC até 20 GHz [19].

A topologia simplificada do amplificador distribuído é apresentada na figura 37. O amplificador é constituído por seis células em cascata e foi fabricado na tecnologia *150 nm GaAs power pHEMT da United Monolithic Semiconductors (UMS)*. É utilizado como *drive* para moduladores *Mach-Zehnder (LiNbO3)* a 40 Gb/s.

Foi realizado um estudo idêntico ao efectuado para os amplificadores anteriores, mas neste caso obtiveram-se resultados para diversas frequências de operação (0.5, 5, 10, 15 e 20 GHz).

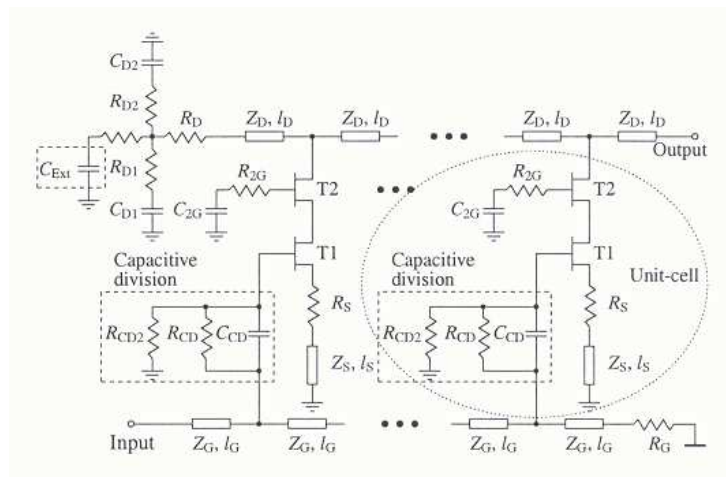


Figura 37: Topologia do PA distribuído em tecnologia GaAs (DC a 20 GHz) [19].

De forma a simplificar e não tornar muito repetitiva a apresentação dos resultados, optou-se neste caso por apresentar os resultados gráficos apenas para a frequência de operação mais elevada, ou seja, 20 GHz. Para o caso dos parâmetros *P1dB* e *IP3*, os resultados são apresentados em forma de gráfico em função da frequência.

Assim, para uma frequência de 20 GHz, na figura 38-a) representa-se o gráfico da potência de saída em função da potência de entrada do amplificador de potência distribuído e na figura 38-b) representa-se a função de transferência relativa ao ganho do amplificador em função da potência de entrada.

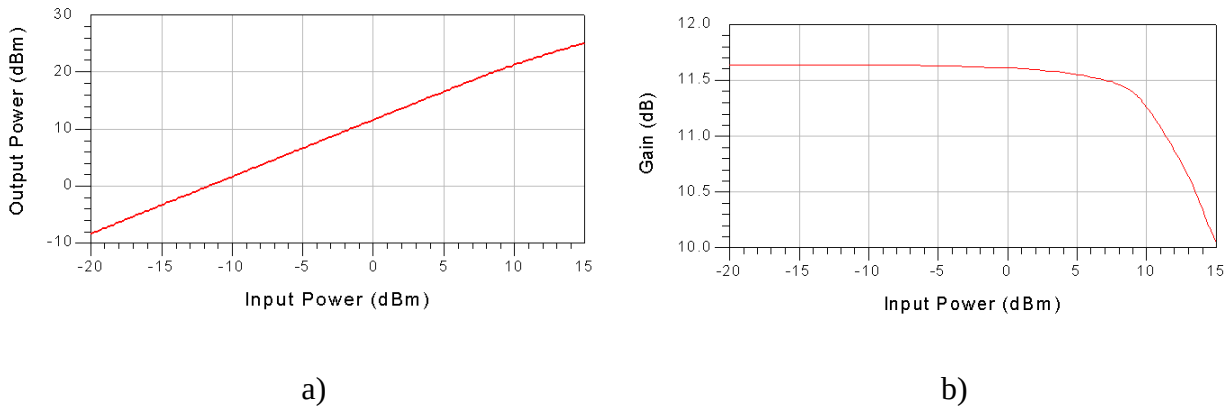


Figura 38: Características de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz), obtida em ADS. a) Função de transferência P_{in} vs P_{out} ; b) Função de transferência P_{in} vs $Ganho$.

Na figura 39-a) está representado o conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} deste amplificador de potência, assim como o polinômio que melhor aproxima esse conjunto de pontos. Na figura 39-b), representam-se graficamente os pontos $P1dB$ e $IP3$ obtidos com o método da aproximação polinomial para uma frequência de 20 GHz.

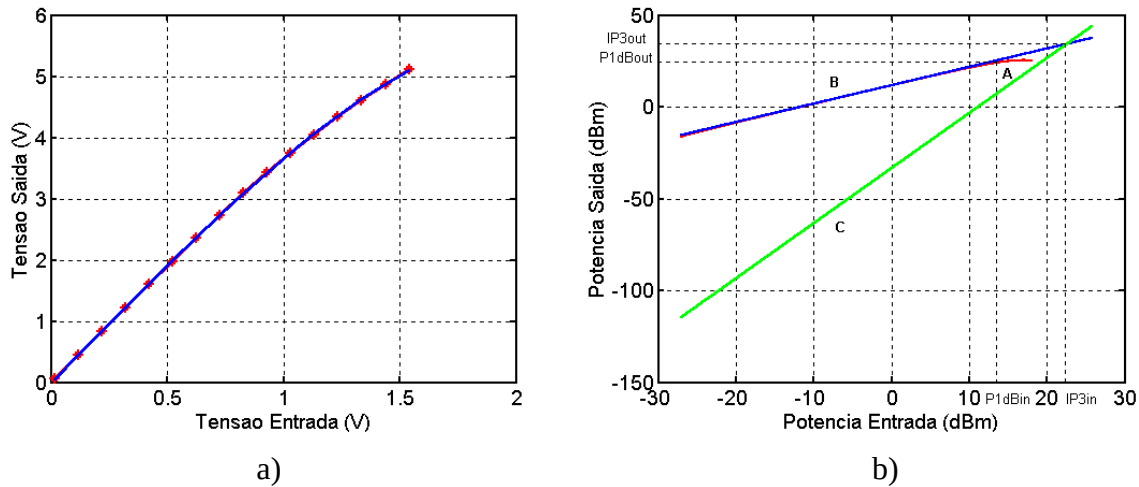


Figura 39: Função de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz), obtida em ADS. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA distribuído em tecnologia GaAs e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do PA distribuído em tecnologia GaAs.

O gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do amplificador é apresentado na figura 40.

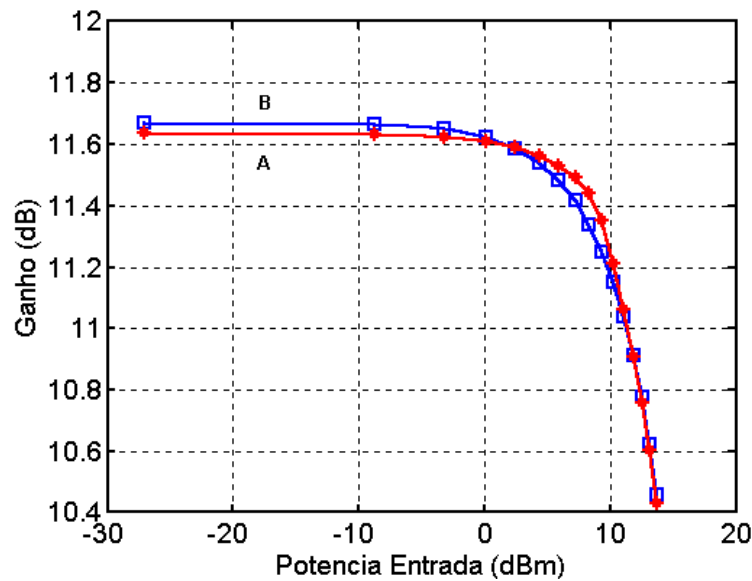


Figura 40: Ganho em função da potência de entrada do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz).

Mais uma vez os resultados são praticamente coincidentes, não ultrapassando as décimas de dB. Para valores de frequência menores os resultados obtidos ainda são melhores.

Nas figuras 41-a) e 41-b) mostram-se os resultados obtidos para os parâmetros H_2 e H_3 , respectivamente. O segmento A (vermelho) representa os valores de simulação em ADS e o segmento B (azul) representa os valores obtidos aplicando o método de teste.

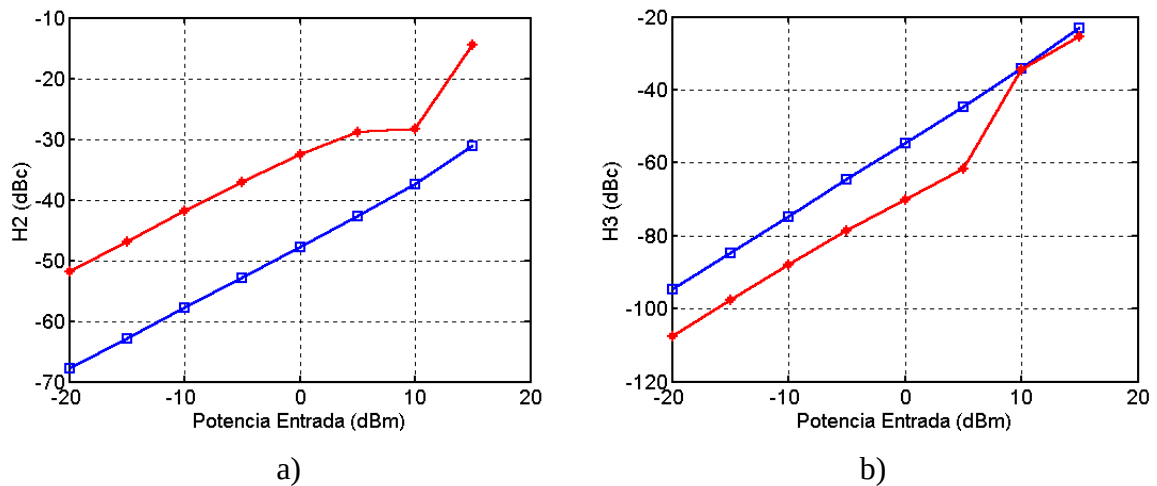


Figura 41: Gráfico dos harmônicos do PA distribuído em tecnologia GaAs, em função da potência de entrada. a) Relação entre o harmônico de 2ª ordem e a fundamental, H_2 ; b) Relação entre o harmônico de 3ª ordem e a fundamental, H_3 .

Pode-se verificar que existem diferenças significativas entre os valores de simulação e os valores obtidos pelo método de teste. No entanto ambos os segmentos mantêm um andamento praticamente idêntico, o que nos leva a assumir mais uma vez que possa existir um factor de escala responsável pela diferença entre os valores.

Na figura 42, para as diferentes frequências consideradas, são representados os valores de $P1dB$ obtidos por simulação em ADS (segmento A a vermelho) e aplicando o método de teste (segmento B a azul). Neste caso, para todas as frequências verifica-se que as diferenças são mínimas, não ultrapassando em muitos casos 1 décima de dB.

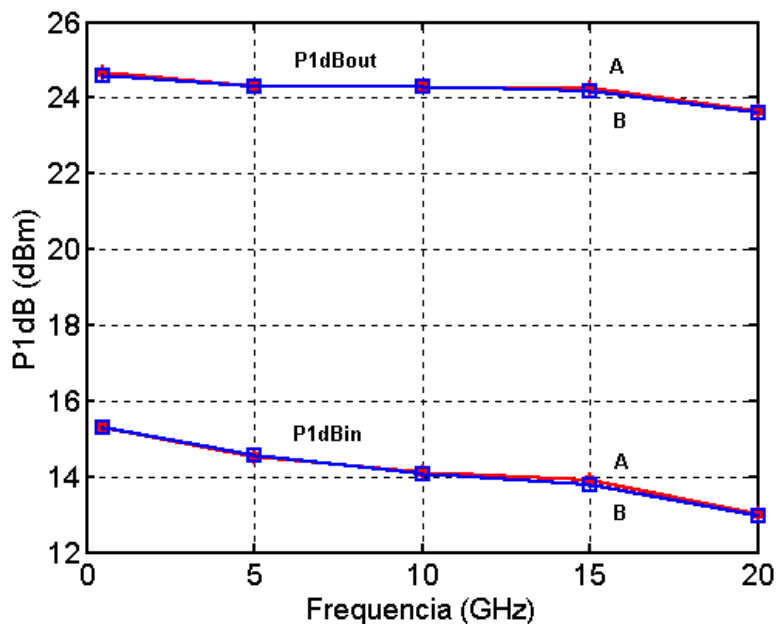


Figura 42: Gráfico de $P1dB$ em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.

Na figura 43, para as diferentes frequências consideradas, são representados os valores de $IP3$ obtidos. Para o caso deste parâmetro, verificam-se diferenças maiores do que no caso anterior. No entanto, as diferenças nunca ultrapassam 1 dB, sendo em muitos casos muito inferiores a este valor. Estas diferenças não são significativas e permitem-nos concluir mais uma vez que é possível aplicar o método da aproximação polinomial a este tipo de amplificadores de potência.

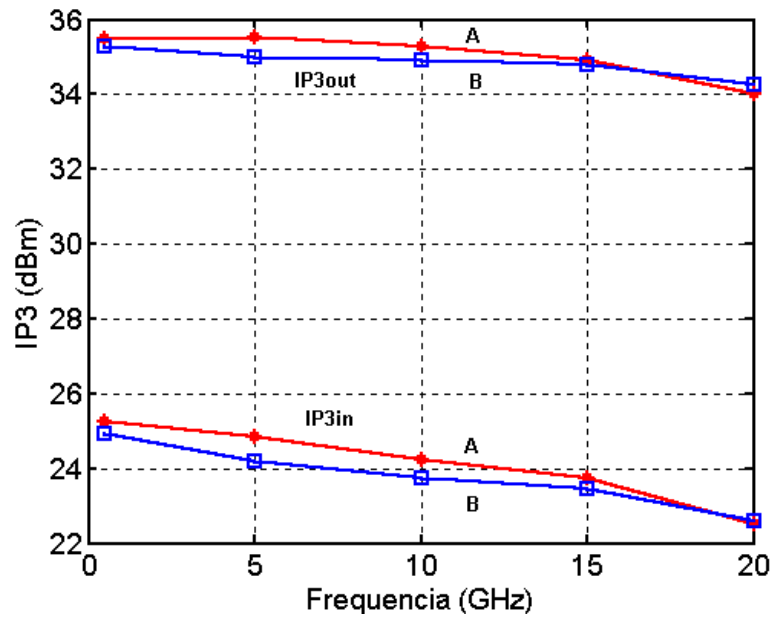


Figura 43: Gráfico de $IP3$ em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs

5.3 Resultados experimentais

Após a apresentação dos resultados obtidos por simulação, faz-se nesta secção a apresentação dos resultados experimentais obtidos para o amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs e para um amplificador de potência disponível comercialmente.

5.3.1 Amplificador de potência comercial

Os primeiros resultados experimentais referem-se ao amplificador de potência da *Mini-Circuits ZHL-42W* [20], cuja fotografia está representada na figura 44. Este amplificador apresenta uma gama de frequências de operação compreendida entre 10 MHz e 4.2 GHz. No entanto, os resultados de teste em laboratório foram obtidos para uma frequência de 1 GHz. Alguns parâmetros importantes disponibilizados pelo fabricante na folha de características são: $ganho_{min}=30$ dB, $P1dBout_{min}=28$ dBm, $IP3_{out}=38$ dBm e $NF=8$ dB.

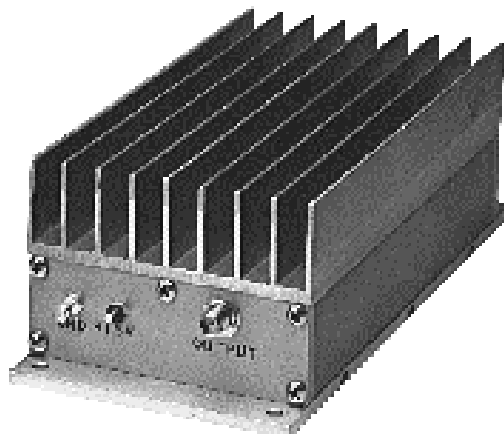


Figura 44: Amplificador de potência da *Mini-Circuits ZHL-42W* [20].

Começamos por obter experimentalmente o valor de P_{1dB} . Para tal utilizámos a montagem laboratorial representada no esquema da figura 45.

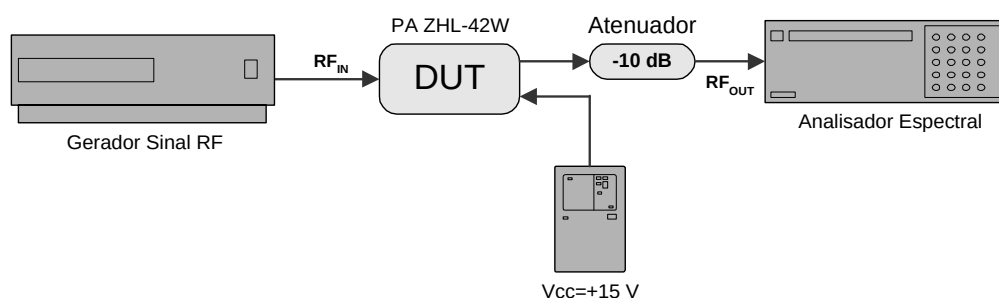


Figura 45: Montagem experimental utilizada para obter o valor de P_{1dB} do PA ZHL-42W.

Foi utilizado um gerador de sinal RF para gerar os diferentes níveis de potência à entrada do PA. O PA é alimentado com uma fonte de alimentação de 15 V. A medição da potência de saída do PA é realizada através de um analisador espectral. Uma vez que o analisador espectral apenas permite efectuar leituras até um determinado nível de potência, para este caso foi necessário utilizar um atenuador de 10 dB, já que para os valores mais elevados da potência de entrada e entrando em consideração com o ganho de PA, correspondiam valores da potência de saída que ultrapassavam esse limite.

Para obter experimentalmente o valor de P_{1dB} , o que se fez foi considerar como referência o ganho do PA para um valor de potência baixo (zona linear do PA), e

seguidamente ir aumentando o valor da potência e monitorizando constantemente o valor do respectivo ganho até encontrar o valor da potência de entrada para o qual a diferença entre o ganho e o ganho de referência fosse igual a 1 dB. Procedendo desta forma obteve-se o gráfico da figura 46 e os respectivos valores de $P1dB_{in} = -3.00$ dBm e $P1dB_{out} = 30.33$ dBm.

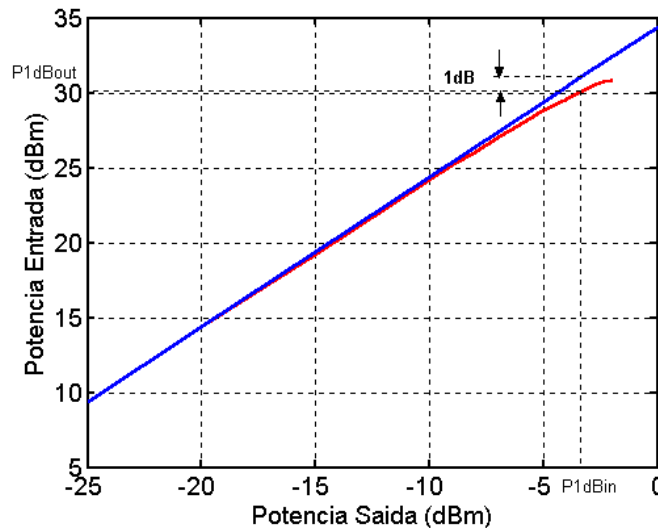


Figura 46: Representação gráfica de $P1dB$ do PA ZHL-42W.

Para diferentes valores da potência de entrada do PA obtiveram-se os valores de H_2 e H_3 apresentados na tabela 16.

Tabela 16: Valores dos harmónicos H_2 e H_3 do PA ZHL-42W, obtidos experimentalmente.

P_{in} (dBm)	H_2 (dBc)	H_3 (dBc)
-40.0	-41.83	-81.16
-35.0	-41.50	-79.33
-30.0	-40.33	-76.83
-25.0	-40.03	-71.00
-20.0	-37.50	-63.23
-15.0	-34.84	-53.50
-10.0	-31.50	-42.50
-5.0	-27.00	-31.66
-3.0	-24.50	-26.16

Aplicando o método da aproximação polinomial ao conjunto de pontos da função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA representados na figura 47-a), obtiveram-se os resultados da tabela 17, onde também se mostram os valores obtidos experimentalmente anteriormente para

$P1dB$. Na figura 47-b) representam-se graficamente os pontos $P1dB$ e $IP3$ obtidos pelo método de teste.

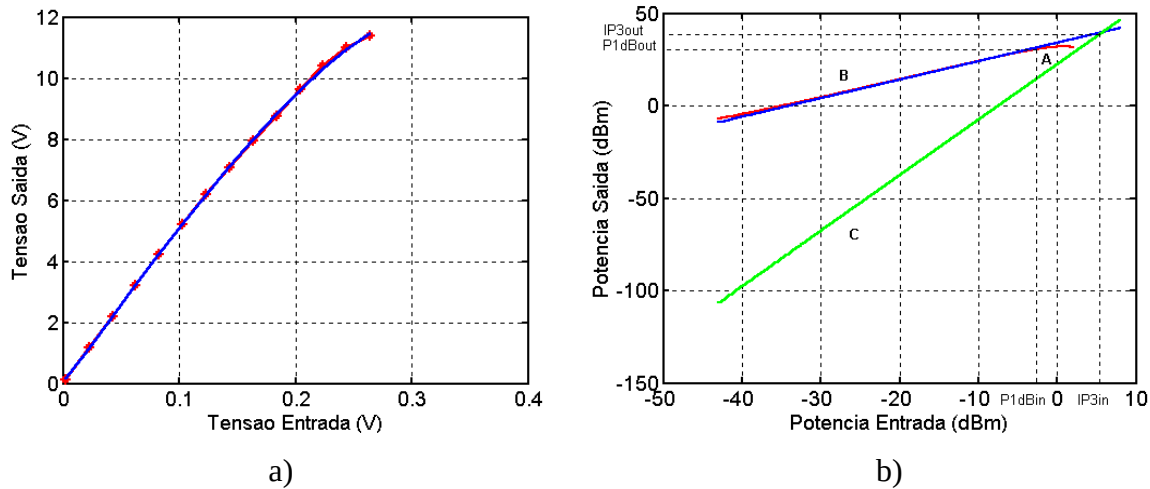


Figura 47: Função de transferência do PA ZHL-42W (1 GHz), obtida experimentalmente. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA ZHL-42W e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do PA ZHL-42W.

Tabela 17: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA ZHL-42W.

Parâmetros	Resultados experimentais (dBm)	Resultados do método de teste (dBm)
$P1dB_{in}$	-3.00	-3.79
$P1dB_{out}$	30.33	29.19
$IP3_{in}$	-----	5.85
$IP3_{out}$	-----	39.83

Observando a tabela anterior, verifica-se que para os valores de $P1dB$ as diferenças são da ordem de 1 dB, o que não é muito significativo. Como não obtivemos resultados experimentais para $IP3$, não podemos comparar os resultados obtidos pelo método de teste para este parâmetro. No entanto comparando o resultado obtido para $IP3_{out}$ com o valor dado na folha de características $IP3_{out}=38$ dBm, verifica-se que a diferença é aproximadamente de 2 dB. Por outro lado, verifica-se que o valor deste ponto está aproximadamente 10 dB acima do valor de $P1dB_{out}$, o que satisfaz a regra geral para a diferença de valores entre $P1dB$ e $IP3$ em amplificadores RF. Logo, conclui-se mais uma vez que o método de teste da aproximação polinomial pode ser aplicado a este PA, no que diz respeito ao cálculo destes parâmetros.

O gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do amplificador é apresentado na figura 48.

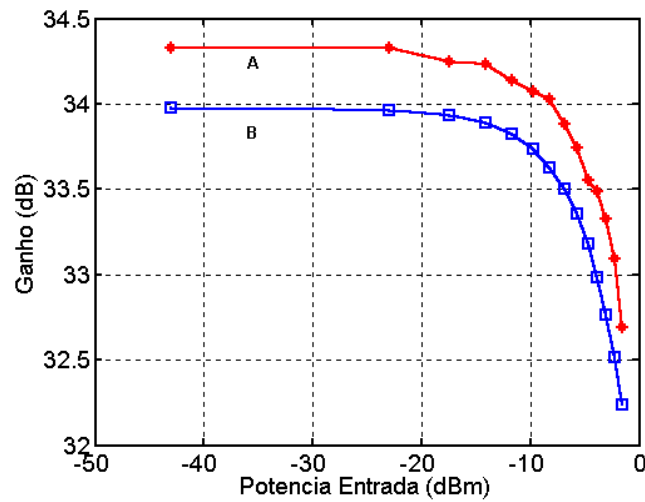


Figura 48: Ganho em função da potência de entrada do PA ZHL-42W (1 GHz).

Verifica-se que a diferença entre os valores experimentais (segmento A representado a vermelho) e os valores obtidos pela metodologia de teste (segmento B representado a azul) não ultrapassam os 0,4 dB aproximadamente, o que é razoavelmente bom.

Nas figuras 49-a) e 49-b) mostram-se os resultados obtidos para os parâmetros H_2 e H_3 , respectivamente. O segmento A (vermelho) representa os valores obtidos experimentalmente com o analisador espectral e o segmento B (azul) representa os valores obtidos aplicando o método de teste.

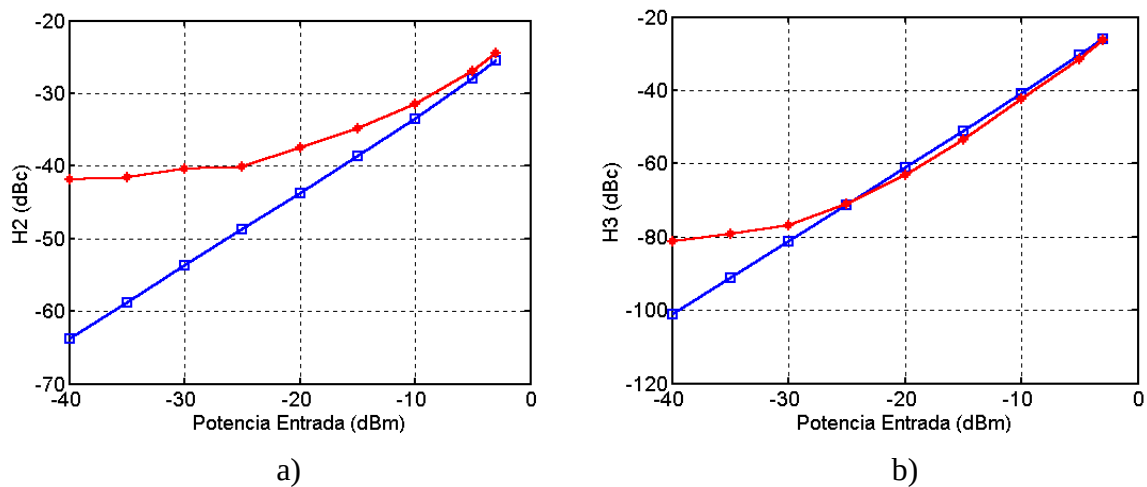


Figura 49: Gráfico dos harmônicos do PA ZHL-42W em função da potência de entrada. a) Relação entre o harmônico de 2ª ordem e a fundamental, H_2 ; b) Relação entre o harmônico de 3ª ordem e a fundamental, H_3 .

Para o parâmetro H_2 , verifica-se que as diferenças entre os valores obtidos experimentalmente e os valores obtidos pelo método de teste são extremamente grandes. Apenas para valores de potência de entrada que fazem com que o PA funcione na zona de compressão do ganho é que as diferenças são mais pequenas (cerca de 1 a 2 dB).

Para o parâmetro H_3 , os resultados obtidos são consideravelmente melhores. Neste caso apenas para os valores mais baixos da potência de entrada é que se verificam diferenças significativas. Para valores de potência de entrada mais elevados, as diferenças são muito pequenas, verificando-se para os piores casos diferenças da ordem de 1.5 dB e para os melhores casos diferenças da ordem das décimas de dB.

5.3.2 Amplificador de potência distribuído em tecnologia GaAs

Os resultados experimentais apresentados de seguida referem-se ao amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs, cuja fotografia está representada na figura 50.

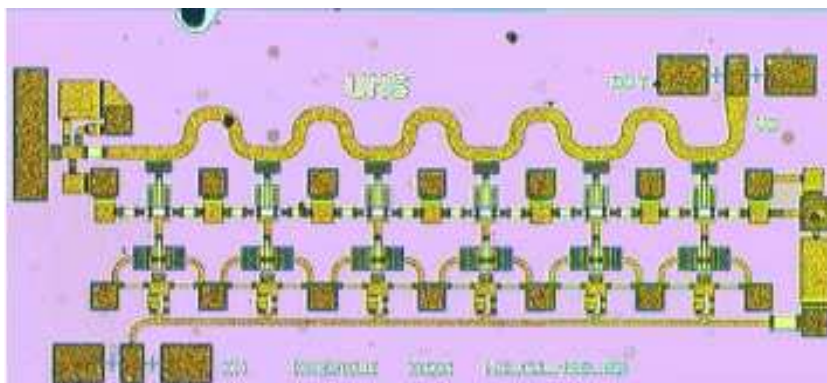


Figura 50: Fotografia do PA distribuído em tecnologia GaAs [19].

Começámos por obter experimentalmente o valor de $P1dB$ para as diferentes frequências de trabalho (0.5, 5, 10, 15 e 20 GHz). Para tal utilizámos a montagem experimental representada no esquema da figura 51.

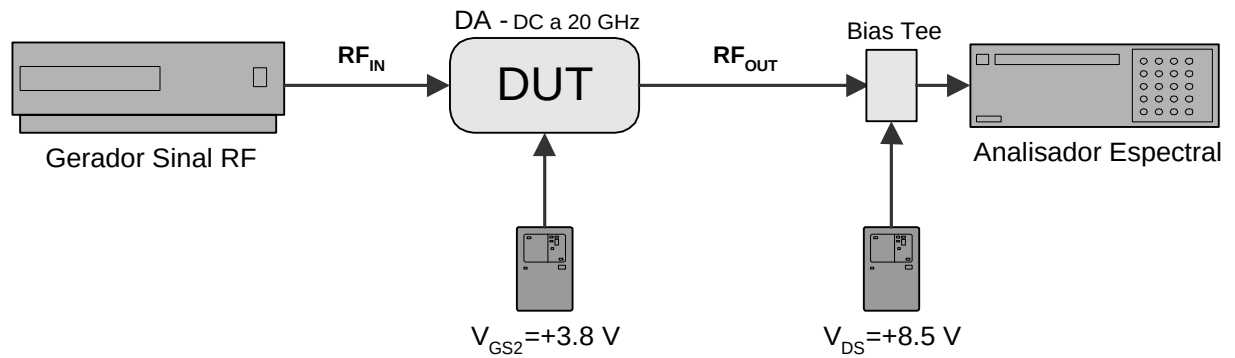


Figura 51: Montagem experimental para obter o valor de $P1dB$ do PA distribuído em tecnologia GaAs.

Na figura 52 mostra-se uma fotografia da montagem laboratorial utilizada para obter os resultados experimentais. Na figura 53-a) mostra-se em detalhe a operação de “*probing*” que foi necessário realizar e na figura 53-b) apresenta-se uma fotografia do analisador espectral e do gerador de sinal RF utilizados.



Figura 52: Fotografia da montagem laboratorial utilizada para testar o PA distribuído em tecnologia GaAs.



a)



b)

Figura 53: Fotografias do equipamento laboratorial utilizado. a) Detalhe da operação de “probing” do PA; b) Fotografia do analisador espectral e gerador de sinal RF.

O PA necessita de duas tensões de alimentação, $V_{DS}=+8.5\text{ V}$ e $V_{GS2}=+3.8\text{ V}$. De forma a proceder de uma forma mais fácil à alimentação do PA com a tensão V_{DS} , foi utilizado um “bias tee” [21] que introduz algumas perdas no circuito. Na figura 54 mostra-se uma fotografia do “bias tee” utilizado, que neste caso pode ser usado dentro da gama de frequências entre 20 KHz e 45 GHz, o que abrange as frequências a que vamos testar o PA (0.5, 5, 10, 15 e 20 GHz).



Figura 54: Fotografia do “bias tee” (20 KHz a 45 GHz).

Na figura 55 representa-se o gráfico relativo às perdas de inserção do “bias tee” em função da frequência. Para as frequências de interesse verifica-se que as perdas de inserção rondam os 0.5 dB.

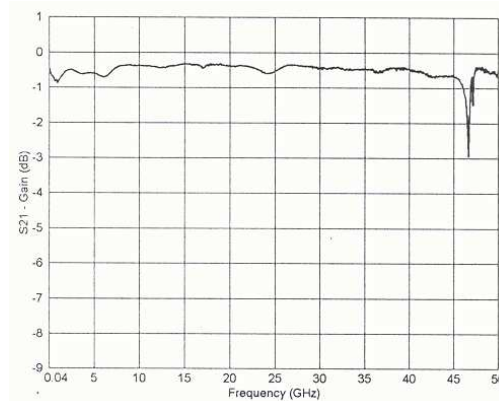


Figura 55: Perdas de inserção do "bias tee" em função da frequência.

Antes de se obterem resultados experimentais relativos a $P1dB$ é necessário caracterizar toda a montagem experimental em termos de perdas, uma vez que estamos a trabalhar a frequências muito elevadas (DC a 20 GHz). Na tabela 18 são apresentados os valores da atenuação provocada pelos conectores e cabos de entrada assim como pelo "bias tee", conectores e cabos de saída, para diferentes valores da frequência. Verifica-se, como seria de esperar, um aumento considerável da atenuação à medida que se aumenta a frequência de trabalho.

Tabela 18: Valores da atenuação em função da frequência, referente ao teste de 1-ton.

Frequência (GHz)	Atenuação RF_{in} (dB)	Atenuação $RF_{out} +$ "bias tee" (dB)
0.5	0.665	1.165
5.0	1.585	2.085
10.0	1.835	2.335
15.0	2.750	3.250
20.0	3.250	3.750

Na tabela 19 apresentam-se os resultados relativos a $P1dB_{in}$ e $P1dB_{out}$ para as diferentes frequências de operação utilizadas.

Tabela 19: Valores experimentais de $P1dB_{in}$ e $P1dB_{out}$ em função da frequência, do PA (GaAs).

Frequência (GHz)	$P1dB_{in}$ (dBm)	$P1dB_{out}$ (dBm)
0.5	13.335	22.995
5.0	12.415	20.915
10.0	12.165	20.835
15.0	11.250	20.420
20.0	8.750	18.920

A tabela 20 apresenta valores relativos aos valores dos harmónicos H_2 e H_3 em função da amplitude de sinal à entrada do PA, para uma frequência de 5 GHz.

Tabela 20: Valores experimentais de H_2 e H_3 do PA (GaAs), para uma frequência de 5 GHz.

P_{in} (dBm)	H_2 (dBc)	H_3 (dBc)
-11.595	-56.33	-76.83
-1.585	-46.00	-56.83
3.415	-41.66	-46.16
5.915	-41.16	-40.50
8.415	-42.00	-31.50
10.915	-27.00	-25.50

Para obter experimentalmente o valor de IP_3 do PA implementado na tecnologia GaAs para as frequências de 10, 15 e 20 GHz, utilizou-se a montagem experimental representada no esquema da figura 56.

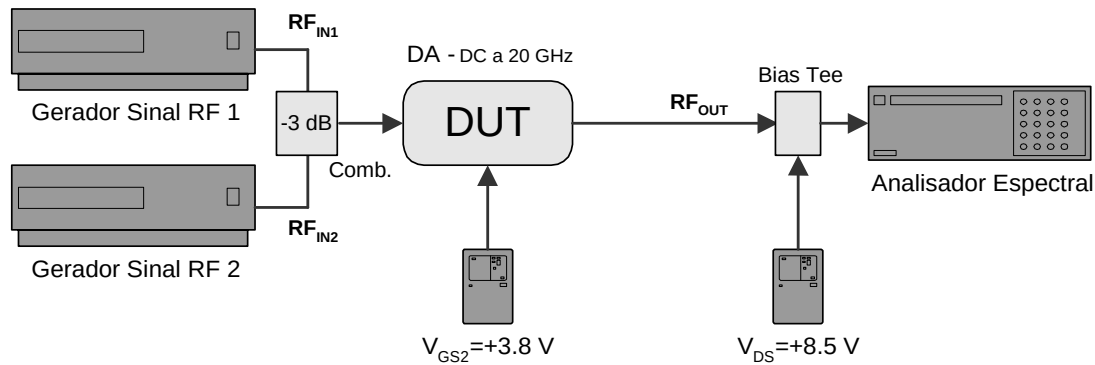


Figura 56: Montagem experimental para obter o valor de IP_3 do PA distribuído em tecnologia GaAs.

Neste caso, para efectuar o teste de dois tons, utilizam-se dois geradores de sinal RF e um combinador de sinal RF para juntar os dois sinais à entrada do PA. No restante a montagem experimental é idêntica à utilizada anteriormente para a obtenção de resultados relativos a P_{1dB} . O combinador de sinal [22] utilizado está representado na figura 57, e tem como principais características a introdução de uma atenuação no sinal de 3 dB e uma gama de frequências de operação entre 6 e 26.5 GHz.



Figura 57: Fotografia do combinador de sinal RF (6 a 26.5 GHz).

Mais uma vez, é necessário caracterizar toda a montagem experimental em termos de perdas. Na tabela 21 são apresentados os valores da atenuação provocada pelos conectores, cabos de entrada e combinador de sinal, assim como pelo “*bias tee*”, conectores e cabos de saída, para os diferentes valores da frequência. Verifica-se mais uma vez, um aumento considerável da atenuação à medida que se aumenta a frequência de trabalho.

Tabela 21: Valores da atenuação em função da frequência, referente ao teste de 2-tons.

Frequência (GHz)	Atenuação RF _{in} + combinador de sinal (dB)	Atenuação RF _{out} + “bias tee” (dB)
10.0	6.335	2.835
15.0	8.250	3.420
20.0	8.750	4.250

Para obter experimentalmente o valor de IP_3 , pode-se usar a equação (18) apresentada no capítulo 2. Para um determinado nível de potência do sinal de entrada P_i , faz-se a leitura no analisador espectral do correspondente valor da potência de saída referente à componente de frequência fundamental P_{ω_1} e à componente de frequência de intermodulação $P_{2\omega_1-\omega_2}$. Convém referir que se utilizou um espaçamento de frequência de 1 MHz entre as frequências dos dois tons utilizados. Na tabela 22 apresentam-se os resultados relativos a IP_{3in} e IP_{3out} para as diferentes frequências de operação utilizadas.

Tabela 22: Valores experimentais de $IP3_{in}$ e $IP3_{out}$ em função da frequência, do PA (GaAs).

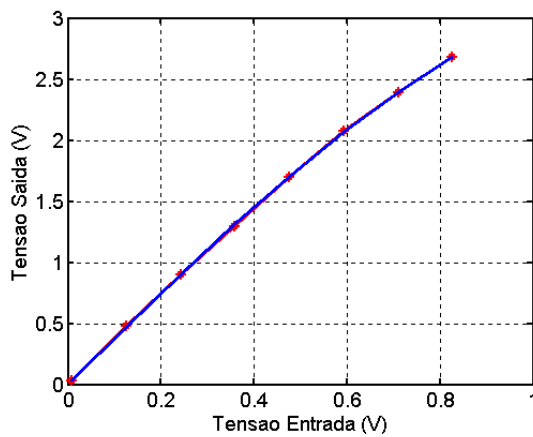
Frequência (GHz)	$IP3_{in}$ (dBm)	$IP3_{out}$ (dBm)
10.0	22.130	32.585
15.0	21.250	31.090
20.0	19.500	30.330

De seguida são apresentados os resultados experimentais obtidos, aplicando o método da aproximação polinomial ao PA implementado na tecnologia GaAs.

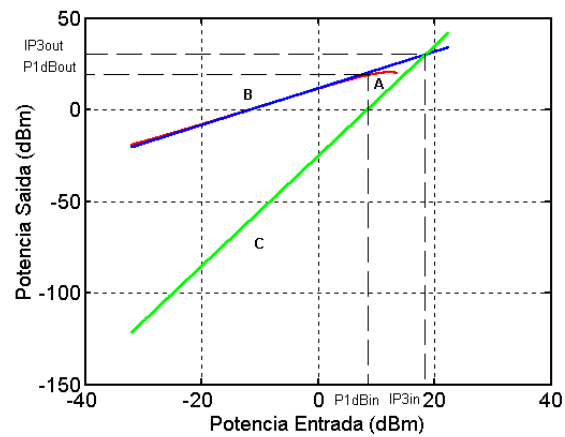
Na tabela 23 são apresentados os resultados obtidos com o método da aproximação polinomial relativamente a $P1dB$ e $IP3$, para as diversas frequências consideradas.

Tabela 23: Valores de $P1dB$ e $IP3$ do PA (GaAs), em função da frequência.

Frequência (GHz)	$P1dB_{in}$ (dBm)	$P1dB_{out}$ (dBm)	$IP3_{in}$ (dBm)	$IP3_{out}$ (dBm)
0.5	13.927	22.677	23.563	33.729
5.0	12.901	21.357	22.537	32.339
10.0	11.853	20.980	21.488	31.287
15.0	11.595	20.540	21.231	31.428
20.0	8.917	18.950	18.552	29.975



a)



b)

Figura 58: Função de transferência do PA distribuído em tecnologia GaAs, obtida experimentalmente.
a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz) e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem;
b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do PA distribuído em tecnologia GaAs (20 GHz).

Na figura 58-a) está representado o conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} deste PA, para uma frequência de 20 GHz, assim como o polinômio que melhor aproxima esse conjunto de pontos. Na figura 58-b), representam-se graficamente os pontos $P1dB$ e $IP3$ obtidos com o método da aproximação polinomial para uma frequência de 20 GHz.

O gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do PA, para uma frequência de 20 GHz, é apresentado na figura 59. Verifica-se que a diferença entre os valores do ganho obtidos experimentalmente e os valores obtidos pelo método de teste se situa aproximadamente nos 0.3 dB, o que nos permite concluir que o método de teste da aproximação polinomial nos conduz a bons resultados para o ganho do PA.

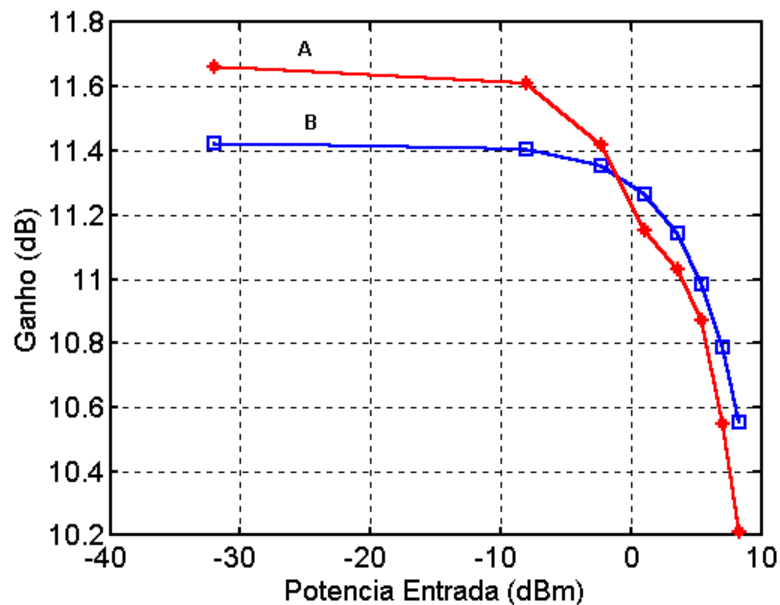


Figura 59: Ganho em função da potência de entrada do PA distribuído em tecnologia GaAs para 20 GHz.

Nas figuras 60-a) e 60-b) mostram-se os resultados obtidos para os parâmetros H_2 e H_3 , respectivamente, para uma frequência de 5 GHz. O segmento A (vermelho) representa os valores obtidos experimentalmente e o segmento B (azul) representa os valores obtidos aplicando o método de teste da aproximação polinomial.

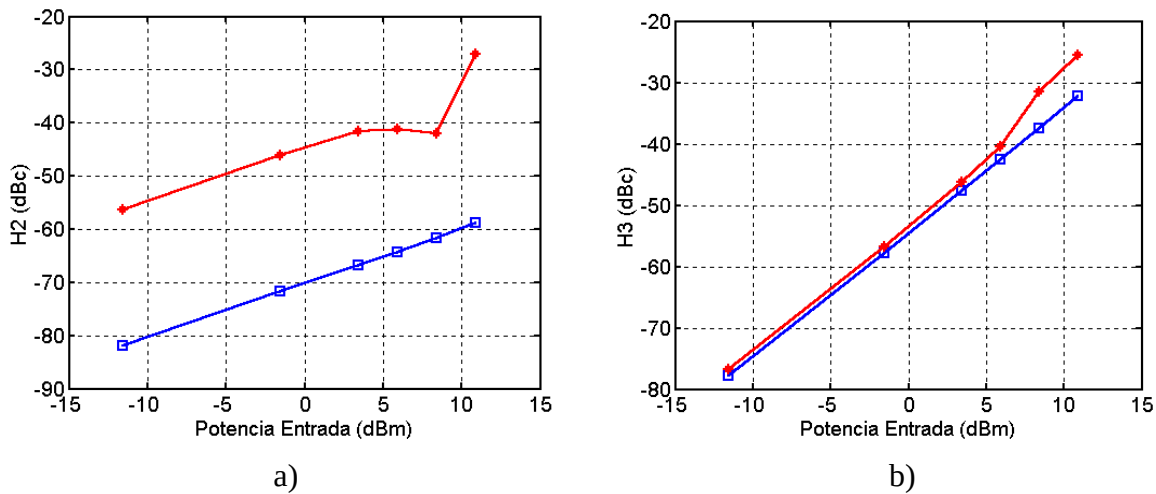


Figura 60: Harmônicos do PA distribuído em tecnologia GaAs, em função da potência de entrada (5 GHz). a) Relação entre o harmónico de 2ª ordem e a fundamental, H_2 ; b) Relação entre o harmónico de 3ª ordem e a fundamental, H_3 .

Para o caso do parâmetro H_2 , verifica-se que as diferenças entre os valores obtidos experimentalmente e os valores obtidos pelo método de teste da aproximação polinomial são enormes. No entanto, para o parâmetro H_3 as diferenças são relativamente pequenas para os valores mais baixos de potência de entrada (cerca de 1 a 2 dB). Aumentando o valor da potência de entrada para valores próximos da zona de compressão do ganho do amplificador verifica-se que as diferenças aumentam consideravelmente.

De seguida são apresentados dois gráficos, que nos permitem comparar melhor os resultados apresentados anteriormente nas tabelas 19, 22 e 23, relativos a $P1dB$ e $IP3$.

Na figura 61, para as diferentes frequências consideradas, são representados os valores de $P1dB$ obtidos experimentalmente (segmento A representado a vermelho) e aplicando o método de teste da aproximação polinomial (segmento B representado a azul). Podemos concluir que utilizando o método de teste da aproximação polinomial obtemos bons resultados, uma vez que as diferenças entre os valores obtidos com este método e os valores obtidos experimentalmente são pequenas (cerca de 0.5 dB).

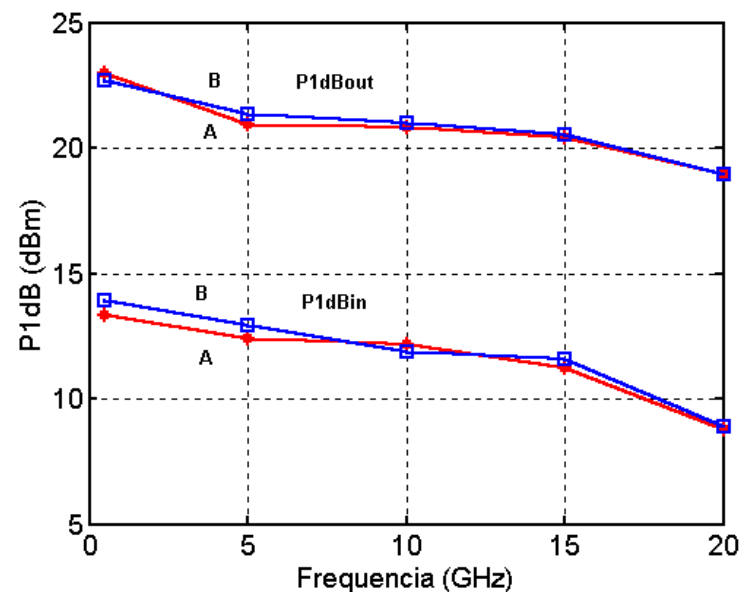


Figura 61: Gráfico dos valores experimentais de $P1dB$ em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.

Na figura 62, para as diferentes frequências consideradas, são representados os valores de $IP3$ obtidos. Neste caso, apesar das diferenças serem maiores para as frequências de 10 e 20 GHz, ainda podemos considerar que os resultados são satisfatórios, uma vez que para os piores casos essas diferenças se situam entre 1 e 1.5 dB.

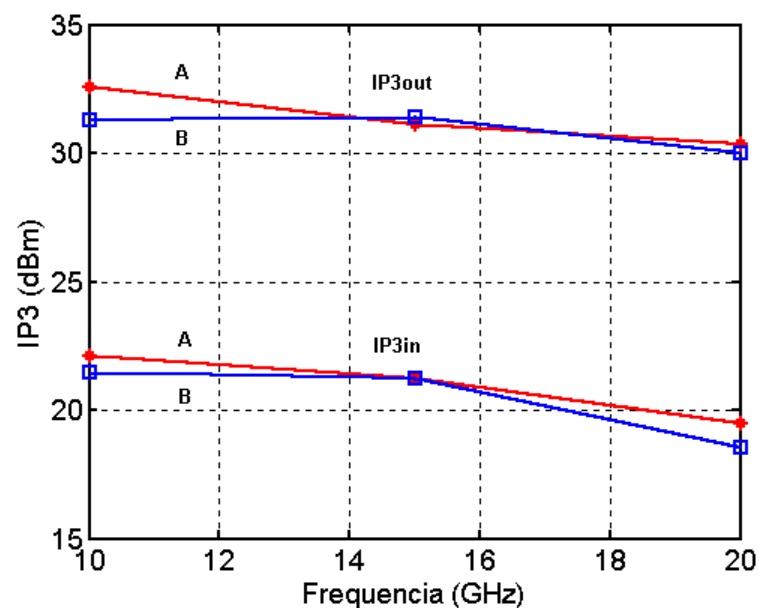


Figura 62: Gráfico dos valores experimentais de $IP3$ em função da frequência, do PA em tecnologia GaAs.

5.4 Conclusão

Neste capítulo começamos por apresentar alguma teoria sobre amplificadores de potência RF, assim como uma breve análise às diversas classes de amplificação existentes.

De seguida apresentou-se um conjunto de resultados de simulação obtidos em ADS, relativos a um amplificador de potência em classe A, a um amplificador de potência implementado na tecnologia SiGe e a um amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs. Foram apresentados resultados para os valores do ganho, $P1dB$, $IP3$, H_2 e H_3 destes amplificadores de potência.

Finalmente apresentou-se um conjunto de resultados experimentais, relativos ao cálculo dos mesmos parâmetros mencionados anteriormente, para o caso de um amplificador de potência comercial e para o amplificador de potência implementado na tecnologia GaAs, para o qual já tínhamos apresentado resultados de simulação em ADS.

Após a análise dos resultados de simulação e experimentais obtidos, concluímos que o método de teste da aproximação polinomial pode ser aplicado a amplificadores RF de potência em classe A. Para as outras classes de amplificação existentes, o estudo realizado por simulação em ADS (que não é apresentado nesta dissertação) revelou que esta metodologia não era aplicável, necessitando para estes casos de ser revista e adaptada para suportar as características específicas deste tipo de topologias.

CAPÍTULO 6

Implementação em-circuito das novas metodologias de teste

Depois de avaliados por simulação e experimentalmente os métodos de teste propostos, neste capítulo começamos por apresentar os esquemas das infra-estruturas de teste propostas para a implementação em circuito das três novas metodologias de teste. Nessa secção é efectuada uma análise mais rigorosa dos requisitos que a infra-estrutura de teste dedicada ao método de teste da aproximação polinomial deve possuir, uma vez que será essa metodologia que será alvo de um estudo aprofundado. Relativamente aos outros dois métodos, são aqui dadas pistas para a sua implementação em-circuito mas a sua realização é proposta para trabalho futuro. No entanto, enquanto para o método da correlação cruzada não se vislumbram dificuldades na viabilidade da sua implementação, já para o caso da medida do factor de ruído pelo método da auto-correlação detecta-se já a dificuldade de se realizarem atrasos de mais do que um ciclo do sinal observado usando os dispositivos habitualmente disponíveis em tecnologias de integração monolítica.

Seguem-se a apresentação dos detalhes do projecto de cada bloco para a implementação do método de teste da aproximação polinomial, começando pela apresentação do projecto do LNA e respectiva caracterização por simulação dos principais parâmetros de desempenho. Seguidamente é apresentado o oscilador com amplitude variável, responsável pela geração dos estímulos de teste, o interruptor RF que permite a comutação entre o modo de funcionamento normal e o modo de teste e o detector de pico utilizado para efectuar a leitura da potência de saída do LNA em termos de um valor de tensão DC.

Finalmente são apresentados os resultados de simulação obtidos utilizando o sistema completo e é realizada uma comparação entre esses resultados e os resultados previamente obtidos por simulação para o LNA projectado.

6.1 Infra-estruturas de teste dedicadas à implementação em-circuito das metodologias de teste

Nesta secção são apresentadas e é realizada uma breve descrição das infra-estruturas de teste propostas para a implementação em-circuito das três novas metodologias de teste [11].

Na figura 63 está representada a infra-estrutura de teste necessária para implementar o método da aproximação polinomial.

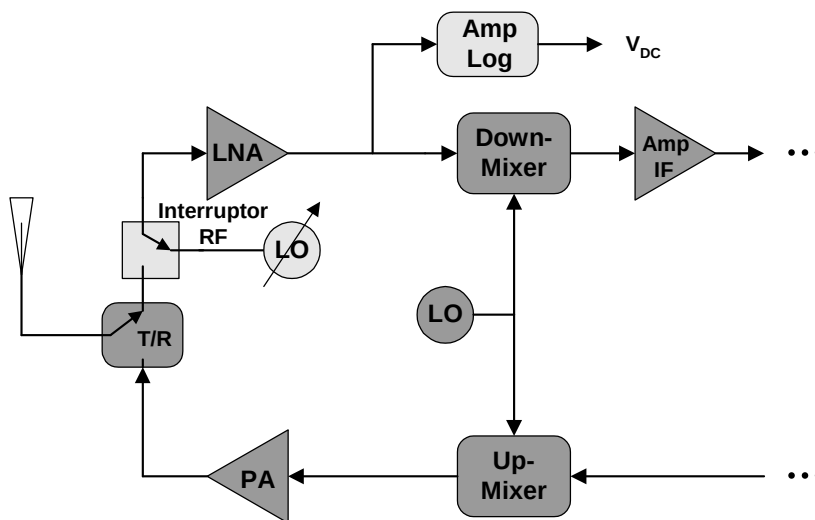


Figura 63: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da aproximação polinomial.

Utiliza-se um oscilador com amplitude variável para gerar os estímulos de teste a serem aplicados à entrada do LNA. É importante que a gama de amplitudes do sinal sinusoidal gerado pelo oscilador abranja a gama de funcionamento do LNA, incluindo a zona de compressão do ganho, de forma a que se consiga obter a característica de transferência do LNA apropriada.

O amplificador RF logarítmico, permite efectuar a medida de uma grandeza que nos dá a potência à saída do LNA em termos de valores de tensão DC. Sabendo a relação entre a

tensão DC na saída do amplificador logarítmico e a potência de entrada do amplificador logarítmico é possível obter a função de transferência do LNA. No caso apresentado mais à frente, para realizar estas operações iremos utilizar um detector de pico.

O interruptor RF é utilizado para efectuar a comutação entre o modo de operação normal e o modo de teste do LNA.

Na figura 64 está representada a infra-estrutura de teste necessária para implementar o método da correlação cruzada.

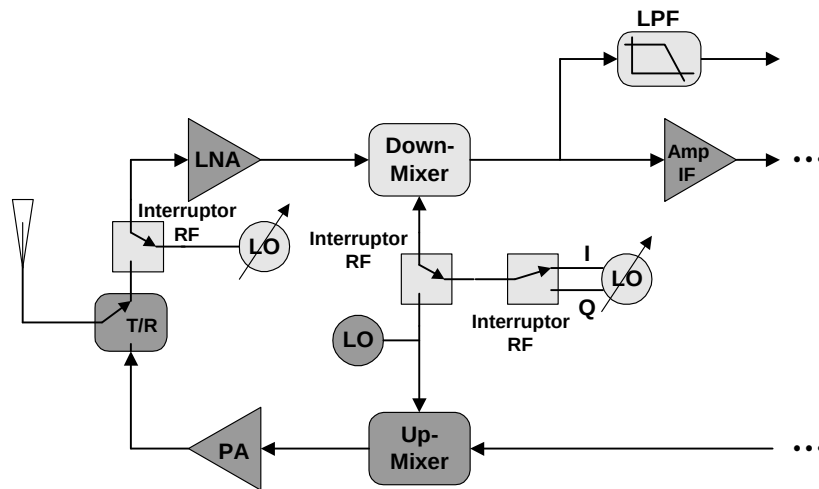


Figura 64: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da correlação cruzada.

Neste caso o misturador (tirando partido da operação de multiplicação) do receptor juntamente com um integrador são utilizados para implementar as operações de correlação entre o sinal de saída do LNA e os sinais de teste (seno e coseno). Estes sinais de teste são obtidos a partir de um oscilador I/Q que gera dois sinais em quadratura. Utilizam-se mais dois interruptores RF para efectuar a comutação entre o oscilador local do misturador e o oscilador I/Q e para comutar entre os sinais em fase e em quadratura do oscilador I/Q.

Na figura 65 está representada a infra-estrutura de teste necessária para implementar o método da auto-correlação. Para a implementação deste método utiliza-se mais uma vez o misturador do receptor e um integrador para efectuar as operações de correlação. Neste caso é efectuada a correlação entre duas imagens do sinal RF de entrada ou saída do LNA, obtidas em diferentes instantes de tempo. Com os interruptores RF na posição A, as entradas do misturador são o sinal de entrada do LNA e a sua versão atrasada de um tempo Δt e portanto

dessa forma é possível obter uma estimativa da SNR_{in} . Com os interruptores RF na posição B, obtém-se uma estimativa da SNR_{out} .

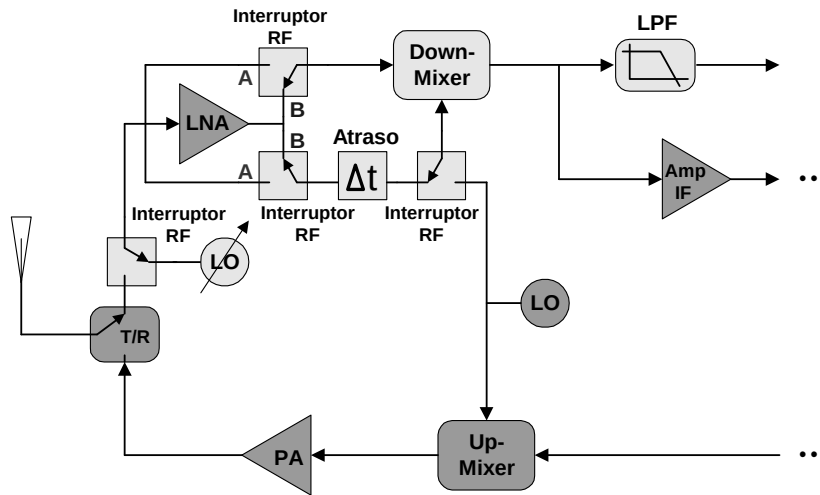


Figura 65: Infra-estrutura de teste para a implementação do método da auto-correlação.

Relembramos que no presente trabalho apenas irá ser implementada a infra-estrutura referente à metodologia de teste baseada na aproximação polinomial. Quanto às outras infra-estruturas de teste propostas para as restantes metodologias de teste, necessitam de ser cuidadosamente avaliadas de forma a se poder avançar com a sua implementação.

6.2 Implementação em-circuito do método de teste da aproximação polinomial

6.2.1 Projecto do LNA

A abundância de ruído e as baixas amplitudes de sinal na entrada de recepção de qualquer sistema de comunicações requer a implementação na interface de entrada do sinal, de amplificadores de baixo-ruído. O factor de ruído total de um sistema de recepção é dominado pelo factor de ruído do LNA devido a este ser o primeiro bloco do receptor. Portanto o grande desafio no projecto do LNA é a obtenção do mínimo factor de ruído possível. O LNA deve apresentar também um ganho considerável para que o ruído introduzido pelos blocos

subsequentes na cadeia de recepção seja desprezável. Como os sinais recebidos são de baixa amplitude, o aproveitamento da potência de sinal é também um dos factores a ter em conta. O LNA deve apresentar uma impedância de entrada adaptada à linha de transmissão e antena. Outros factores de aparente relevância secundária mas que caracterizam ainda o funcionamento do LNA são a linearidade e a potência consumida. A linearidade é geralmente medida em termos do $IP3$ com referência à entrada. A potência consumida pode ser de extrema importância em dispositivos portáteis.

Com as especificações dadas, o projectista deverá começar por seleccionar uma topologia de circuito adequada. Em alguns casos de projecto existem topologias que apresentam vantagens sobre outras quanto à satisfação total das especificações. O próximo passo é definir as variáveis iniciais de projecto, por exemplo: as dimensões dos transístores, pontos de polarização, valores das resistências, indutâncias das bobinas e capacidades dos condensadores, e ajustá-los para que o desempenho do circuito esteja dentro das características pré-definidas.

Esta secção apresenta a implementação de um LNA para *Bluetooth* em topologia de fonte comum com degeneração indutiva da fonte MOS. O LNA projectado foi simulado em *SpectreRF* (Cadence Design Systems) [23], com a tecnologia 0.18 UMC.

6.2.1.1 Topologia de fonte comum com degeneração indutiva

A configuração de fonte comum com degeneração indutiva de fonte MOS, está representada na figura 66. Ao contrário do que pode ser intuitivo, a adaptação à entrada pode ser feita sem resistências. Esta configuração é a que apresenta menores factores de ruído com uma adaptação de entrada realizada através de uma indutância na fonte do transístor, denominando-se por isso degeneração indutiva.

A impedância de entrada é facilmente determinada, como se demonstra em [24], não considerando a capacidade entre *gate* e dreno:

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{L_s \cdot g_m}{C_{gs}} + j \left(\omega(L_s + L_g) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (43)$$

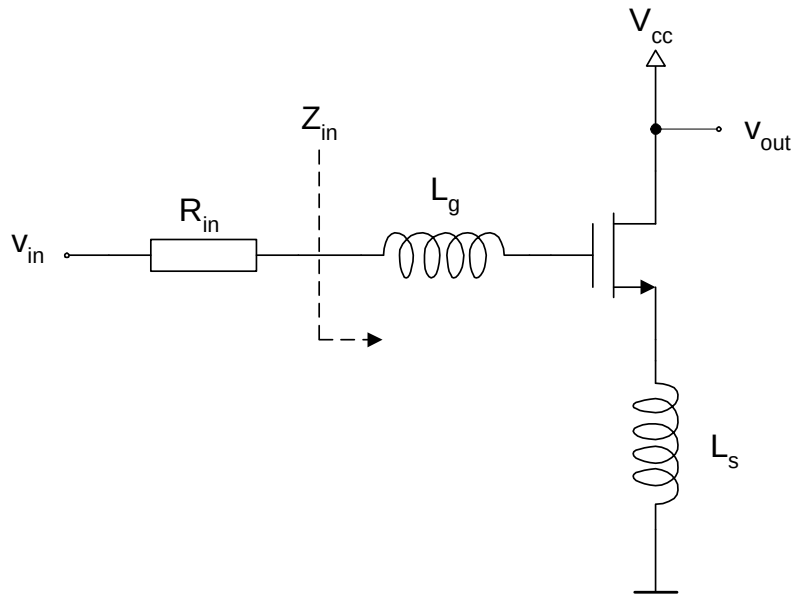


Figura 66: Topologia de fonte comum com degeneração indutiva.

Na maior parte dos casos, o que se pretende obter é $R_{in} = \frac{L_s \cdot g_m}{C_{gs}} = 50\Omega$. O valor de L_g é escolhido de forma a que à frequência de ressonância o valor da reactância respectiva cancele a devida a C_{gs} , ou seja, $j\left(\omega(L_s + L_g) - \frac{1}{\omega C_{gs}}\right) = 0$.

Normalmente, na maior parte dos projectos de LNA escolhe-se o valor de L_s e os valores de g_m e C_{gs} são calculados de forma a obter o valor pretendido para R_{in} . O valor da indutância L_s pode ser arbitrado, no entanto é limitado pelo valor máximo do tamanho das indutâncias realizáveis numa dada tecnologia. Nas tecnologias convencionais são comuns valores de L entre 1 nH e 10 nH com factores de qualidade $Q=5$ [25]. Nas novas tecnologias, com um número de níveis de metal superior obtêm-se valores de Q na ordem de 16 para frequências acima de 2 GHz [26]. A implementação desta indutância pode ser também obtida, tirando simplesmente partido do condutor de *bonding* usado na ligação da fonte do transístor ao pino de massa.

Com o valor considerado para L_s pode-se calcular a frequência de transição pela seguinte equação:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{R_{in}}{L_s} \quad (44)$$

O valor da indutância L_g é calculado pela equação (45), em que Q_L representa o factor de qualidade das bobinas.

$$L_g = \frac{Q_L \cdot R_{in}}{\omega_0} - L_s \quad (45)$$

Com os valores de L_g e L_s anteriores pode-se calcular o valor de C_{gs} pela equação (46) e consequentemente os valores da largura dos transístores, W .

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega_0^2 (L_g + L_s)} \quad (46)$$

$$W = \frac{3}{2} \frac{C_{gs}}{C_{ox} L_{min}} \quad (47)$$

Considerando a transcondutância, $g_m = \omega_T \cdot C_{gs}$ e considerando a tensão efectiva do transístor dada por (48), podemos obter uma estimativa da corrente de polarização do transístor pela equação (49).

$$V_{eff} = (V_{gs} - V_T) = \frac{g_m \cdot L_{min}}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot W} \quad (48)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot g_m \cdot V_{eff} \quad (49)$$

6.2.1.2 Projecto de um LNA para *Bluetooth*

Tendo em conta alguns resultados da implementação de LNA em várias tecnologias e arquitecturas para sistemas *Bluetooth* [27, 28, 29], na tabela 24 são definidos os limites das especificações para o presente projecto do LNA.

Tabela 24: Especificações para o projecto do LNA para sistemas *Bluetooth*.

Especificação	Valor
Fonte de alimentação	1.8 V
Consumo de potência	< 15 mW
Factor de ruído	< 2.5 dB
$IP3_{in}$	> -10 dBm
Ganho de potência (S_{21})	> 15 dB
Isolamento (S_{12})	< -30 dB
Adaptação na entrada (S_{11})	< -30 dB
Adaptação na saída (S_{22})	< -30 dB
Impedância de entrada	50 Ω
Frequência de operação	2.4 GHz

O circuito da figura 67 representa um LNA dimensionado para uma frequência central de funcionamento de 2.4 GHz, apropriado para um receptor de um sistema *Bluetooth*.

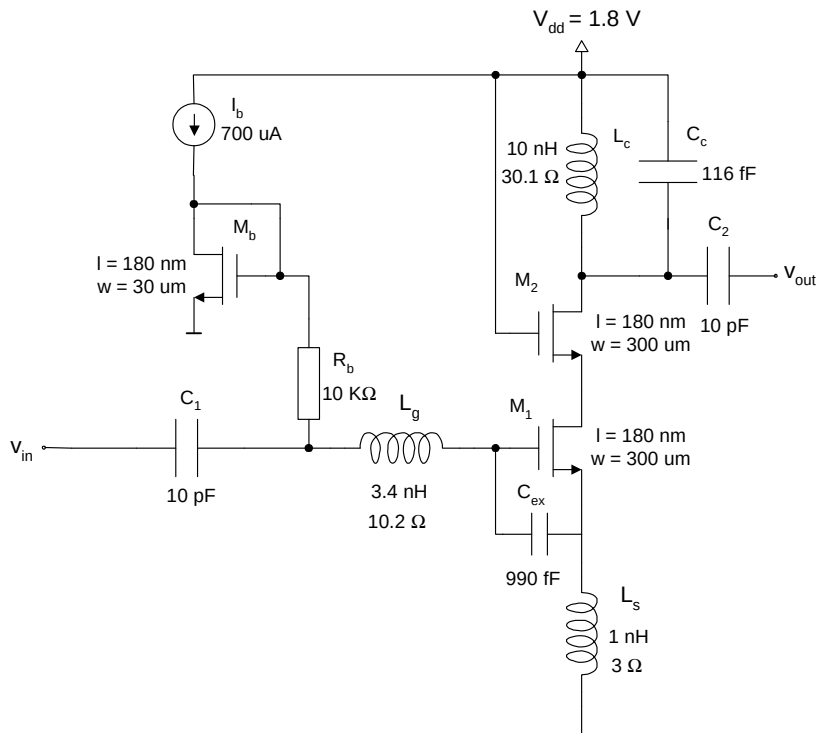


Figura 67: LNA para sistema de recepção *Bluetooth*.

A configuração do circuito é baseada em degeneração indutiva [24, 27, 30, 31] sendo implementado um amplificador cascódico que permite o isolamento da entrada da saída, diminuindo o valor dos parâmetros S_{22} e S_{12} , pela diminuição do *feedback* provocado pela influência da capacidade C_{gd} do transistor de entrada. A polarização é efectuada a partir de M_b que possui 1/10 da largura de *gate* dos transístores do amplificador cascódico, espelhando dessa forma no amplificador cascódico uma corrente 10 vezes superior.

A indutância na fonte, L_s , permite ajustar a resistência de entrada do LNA para $50\ \Omega$, enquanto a indutância L_g se destina essencialmente a sintonizar o amplificador à frequência desejada de funcionamento, anulando a parte imaginária da impedância de entrada. A resistência R_b tem um valor suficientemente elevado para não interferir com a impedância de $50\ \Omega$ vista da entrada, permitindo ainda a polarização do transistor. As capacidades C_1 e C_2 são destinadas ao desacoplamento DC, e a indutância L_c permite desacoplar o sinal RF da alimentação e pode ser utilizada posteriormente em sintonia com a capacidade do dreno do transistor e com C_c e C_2 para adaptar uma carga de saída. Neste caso a impedância de saída não é preocupante. A adaptação de saída é essencialmente relevante para o ganho e para a obtenção de uma largura de banda específica.

Os valores de L_s , L_g , W e I_D foram calculados utilizando as equações apresentadas na secção anterior. Uma vez que o valor de C_{gs} é extremamente elevado, isso conduz a valores irrealizáveis para a largura dos transístores. Dessa forma introduziu-se entre a *gate* e a fonte do transistor uma capacidade C_{ex} , de forma a que o equivalente paralelo desta capacidade com o valor de C_{gs} resultante de um transistor com uma largura $W=300\ \mu\text{m}$ conduza a esse valor. De referir também que nas bobinas utilizadas considerou-se um factor de qualidade $Q=5$ e o modelo para efeitos de simulação apenas considerou o efeito da resistência série de forma a produzir esses valores de Q .

Partindo dos valores anteriormente calculados, de forma a garantir o cumprimento das especificações do projecto do LNA apresentadas na tabela 24, realizaram-se várias simulações de forma a ajustar esses valores. Os valores finais utilizados são representados no esquema do LNA da figura anterior.

Na tabela 25 é apresentado um resumo das principais características de desempenho do LNA projectado para a frequência de operação de 2.4 GHz.

Tabela 25: Resumo das características gerais de desempenho do LNA.

Parâmetros	Valor
S_{11}	-61.42 dB
S_{12}	-39.19 dB
S_{21}	14.06 dB
S_{22}	-44.69 dB
$Re[Z_{in}]$	50.04 Ω
$Im[Z_{in}]$	-0.10 Ω
$Re[Z_{out}]$	641.00 Ω
$Im[Z_{out}]$	1.90 Ω
Factor de ruído	2.44 dB
$IP3_{in}$	-6.54 dBm
$IP3_{out}$	7.58 dBm
$P1dB_{in}$	-17.64 dBm
$P1dB_{out}$	-4.58 dBm

Nas figuras seguintes são representados os parâmetros S da simulação, a impedância de entrada e de saída, o factor de ruído, o ponto de compressão do ganho de 1 dB e o ponto de intersecção de 3ª ordem do LNA em função da frequência.

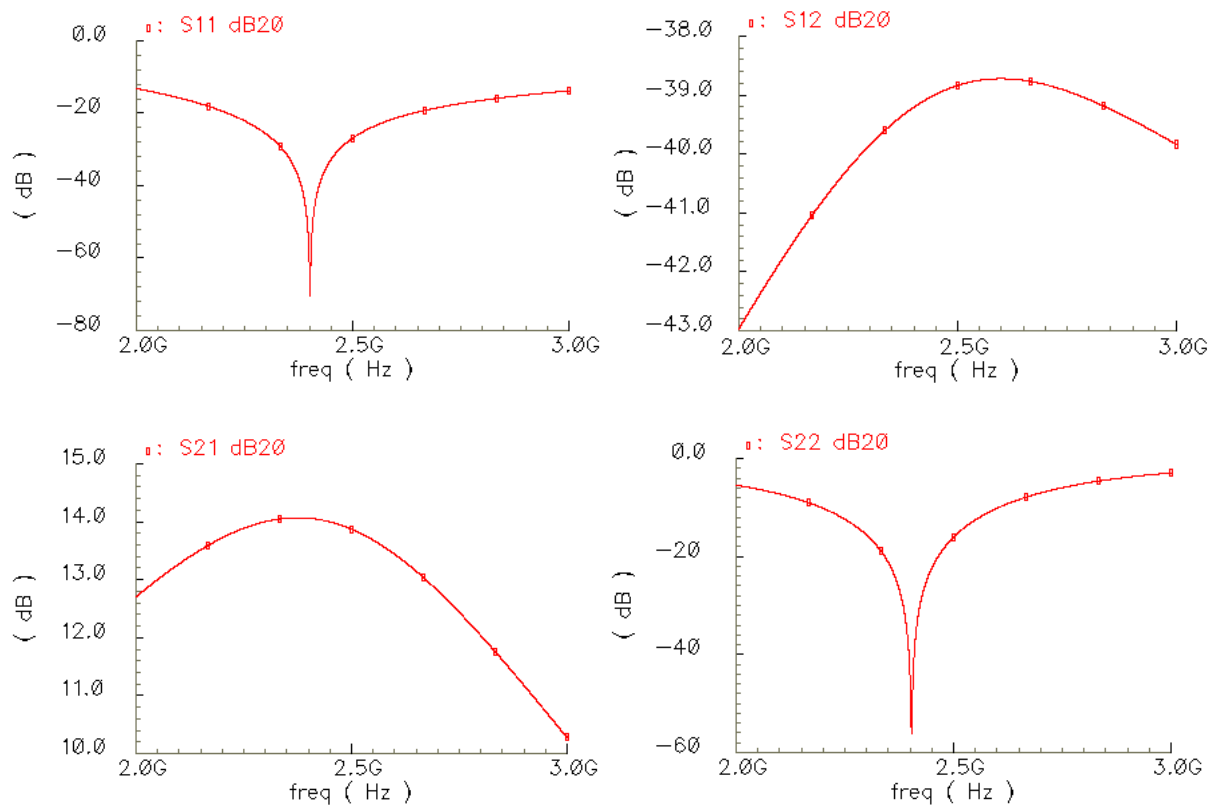


Figura 68: Parâmetros S do LNA para *Bluetooth* (2.4 GHz), obtidos por simulação em *Cadence-SpectreRF*.

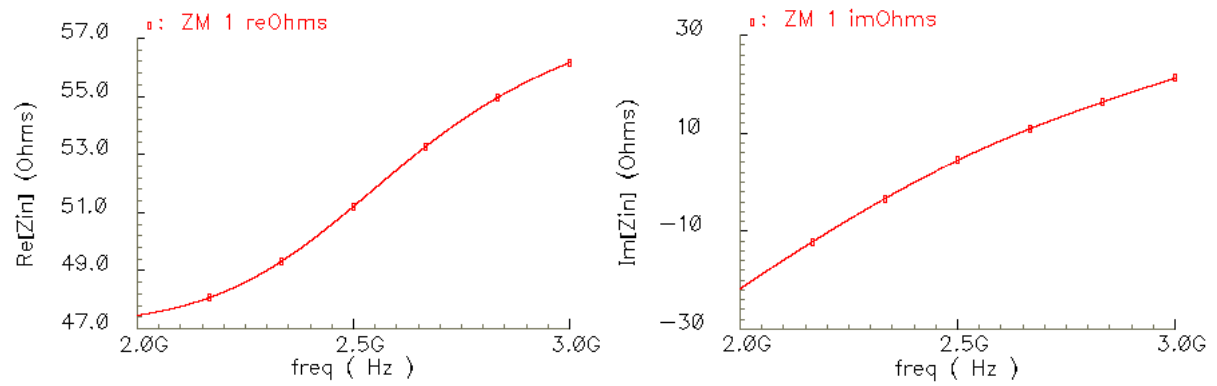


Figura 69: Partes real e imaginária da impedância de entrada do LNA (simulação em *Cadence-SpectreRF*).

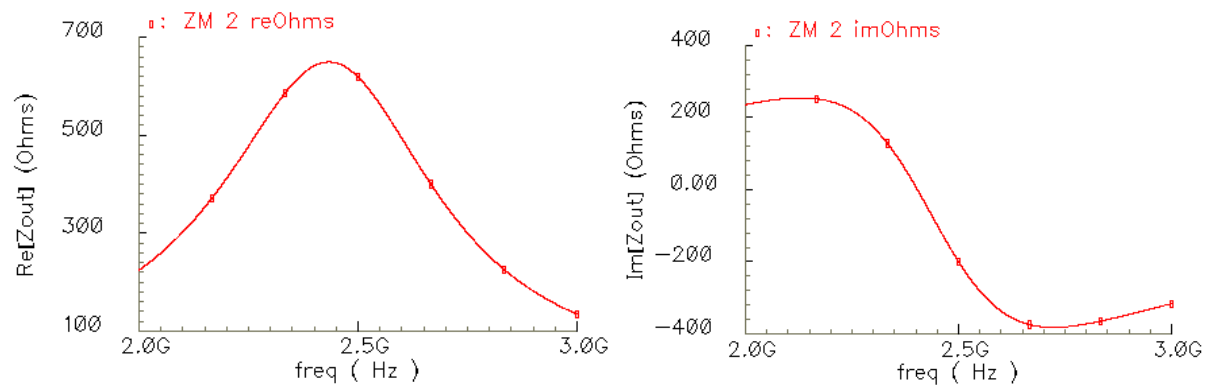


Figura 70: Partes real e imaginária da impedância de saída do LNA (simulação em *Cadence-SpectreRF*).

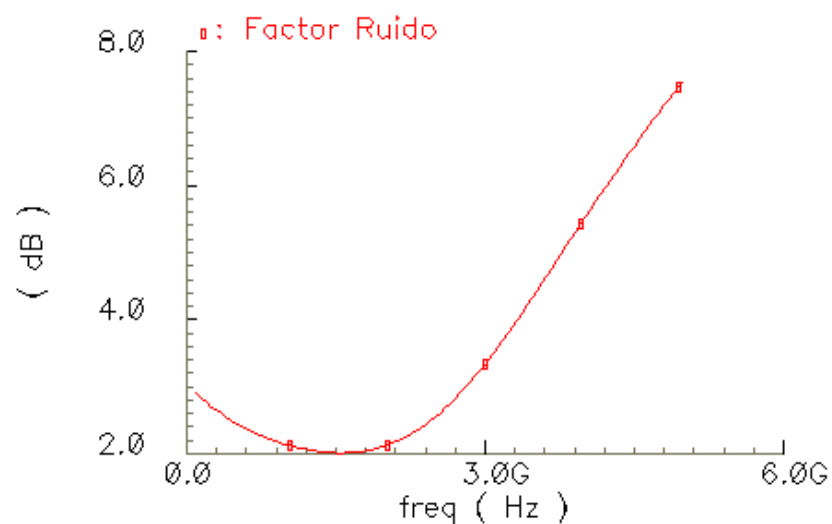


Figura 71: Factor de ruído do LNA (simulação em *Cadence-SpectreRF*).

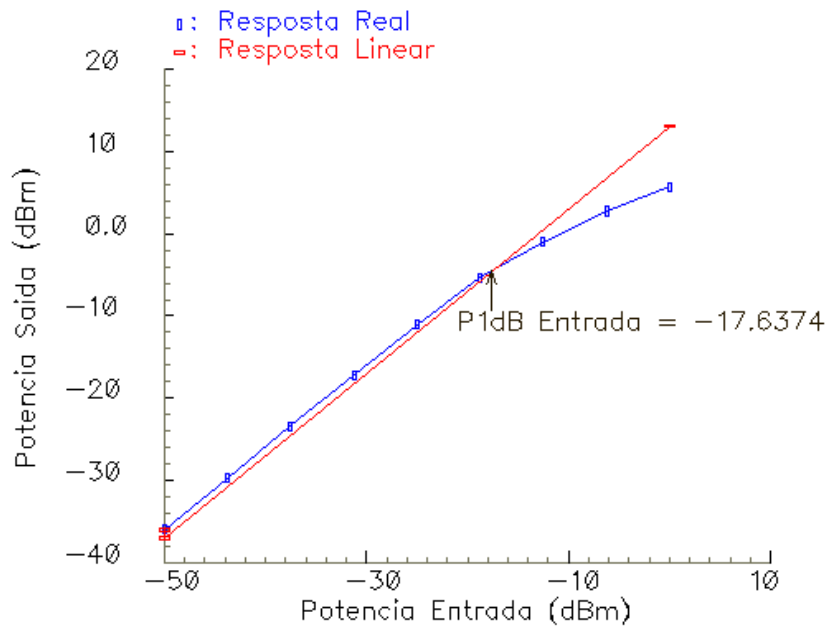


Figura 72: Ponto de compressão do ganho de 1 dB do LNA (simulação em *Cadence-SpectreRF*).

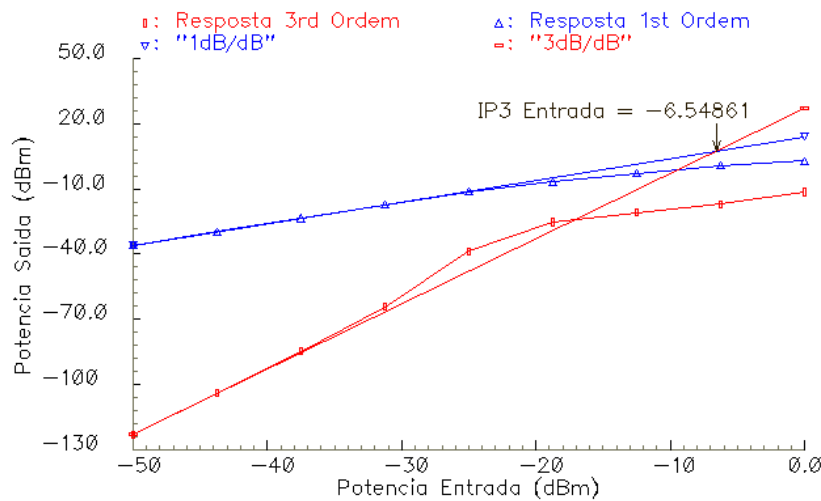


Figura 73: Ponto de intersecção de 3ª ordem do LNA (simulação em *Cadence-SpectreRF*).

O valor negativo elevado de S_{12} , sugere um bom isolamento entre a entrada e a saída e em conjunto com o valor de S_{11} , igualmente de grande amplitude negativa, permite afirmar que a entrada está bem adaptada aos 50 Ω . A adaptação da entrada pode ser confirmada pelos valores da parte real e imaginária da impedância de entrada. O valor de S_{22} foi obtido para uma carga de valor igual ao valor da parte real da impedância de saída. O valor do parâmetro

S_{21} igual a 14.06 dB está 1 dB abaixo da especificação imposta para o projecto do LNA, o que não é muito relevante.

Finalmente os valores do factor de ruído e de $IP3_{in}$ cumprem com os valores impostos pela especificação. Convém referir que para a obtenção dos valores de $IP3$ por simulação no *Cadence-SpectreRF*, se considerou um sinal de dois tons à entrada do LNA com as frequências de 2.4 e 2.44 GHz, portanto com um espaçamento em frequência de 40 MHz.

6.2.2 Projecto do oscilador RF com amplitude variável

As especificações dos sistemas de comunicação actuais estabelecem canais cada vez mais estreitos, logo para cumprir com estas exigências a saída dos osciladores deve ser um sinal sinusoidal tão puro e estável quanto possível. O oscilador ideal deve gerar um sinal sem ruído de fase, ser sintonizado numa gama fixa de frequências, ser insensível à carga na saída, às variações de temperatura, às variações no processo de fabrico e às variações na tensão de alimentação. Contudo, os osciladores implementados na tecnologia CMOS estão longe de garantir estas condições ideais.

6.2.2.1 Circuitos osciladores

Existem várias classes de osciladores [32]: osciladores a cristal, em anel, de relaxação, LC, entre outros.

O oscilador a cristal é o que possui a frequência de oscilação mais estável e a sua implementação só precisa de um transístor e de um par de condensadores, como o representado na figura 74-a). Existem cristais com frequências de ressonância até várias centenas de MHz. Devido a isto, esta classe de osciladores é ideal para gerar relógios de circuitos digitais ou sinais de referência de sintetizadores de frequência. Outra opção para a componente ressonante é o SAWR (*Surface Acoustic Wave Resonator*). Os osciladores baseados em SAWR não oferecem a estabilidade a mudanças de temperatura que um oscilador a cristal possui, mas apresentam ruído de fase menor, menor sensibilidade a vibrações e frequências de ressonância da ordem dos GHz. Tanto os osciladores baseados em

cristal como os osciladores baseados em SAWR não são totalmente integráveis, logo não serão levados em consideração neste trabalho.

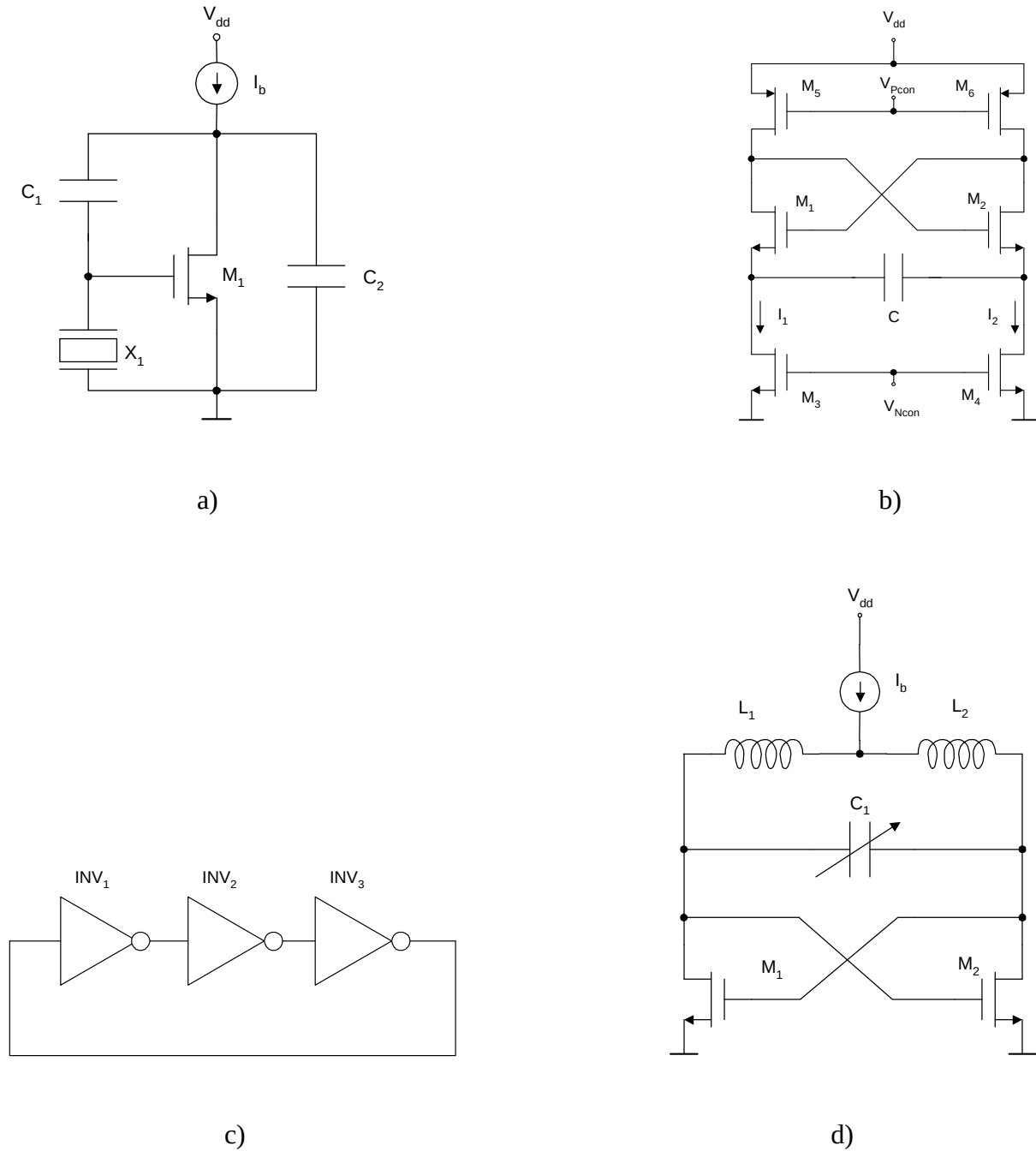


Figura 74: Topologias de osciladores RF. a) Oscilador a cristal; b) Oscilador de relaxação; c) Oscilador em anel com inversores; d) Oscilador LC.

O oscilador de relaxação, representado na figura 74-b), é constituído por um condensador, C , que é carregado alternadamente pelas correntes I_1 e I_2 . A frequência de oscilação é controlada variando a corrente de carga. O problema desta topologia é que para diminuir o ruído de fase é necessário aumentar o consumo de potência do circuito, condição que não permite que seja utilizado em dispositivos portáteis.

O oscilador em anel com inversores, representado na figura 74-c), é o mais simples e o mais fácil de ser integrado de todos. A frequência é modificada controlando os atrasos dos inversores, através do controlo da corrente mudando a polarização dos transístores. O problema deste oscilador é o seu ruído de fase elevado, devido à comutação contínua dos inversores. Logo este oscilador é inadequado para aplicações RF.

Finalmente, na figura 74-d) representa-se o oscilador sintonizado LC. Neste caso estamos perante uma solução que pode ser totalmente integrável. Dado que a sua resposta em frequência depende do circuito ressonante LC, espera-se que, no caso de se conseguir uma boa implementação destes elementos, isto é, uma implementação que minimize as componentes parasitas e procure obter o melhor factor de qualidade dentro dos limites dados pela tecnologia, o espectro em frequência seja mais puro do que aquele alcançado com os osciladores do tipo relaxação ou em anel.

Algumas topologias típicas de osciladores LC são as representadas na figura 75 [32]: o oscilador de par cruzado NMOS, o oscilador de par cruzado CMOS e o oscilador *Colpitts*.

Os osciladores de par cruzado NMOS e CMOS possuem o mesmo princípio de funcionamento, porém quanto maior for o número de transístores maior será o número de fontes de ruído. A topologia do oscilador com par cruzado NMOS é bastante usada em publicações recentes. Este circuito oscilador é constituído por um circuito ressonante, sintonizado na frequência de operação, e por um circuito activo cuja função é repor as perdas causadas pelas resistências parasitas do circuito ressonante. O circuito ressonante é constituído pelas bobinas L_1 e L_2 e pelos condensadores variáveis C_1 e C_2 . A função dos condensadores variáveis é permitir o controlo da frequência de oscilação. Isto é feito mudando o valor da tensão de controlo V_{ctrl} . Os transístores NMOS em configuração de par cruzado constituem o circuito activo do oscilador. Finalmente, a fonte de corrente I_1 proporciona a corrente necessária para a polarização do circuito e pode ser implementada com um transístor PMOS. O circuito possui uma saída diferencial de tensão entre os nós V_P e V_N .

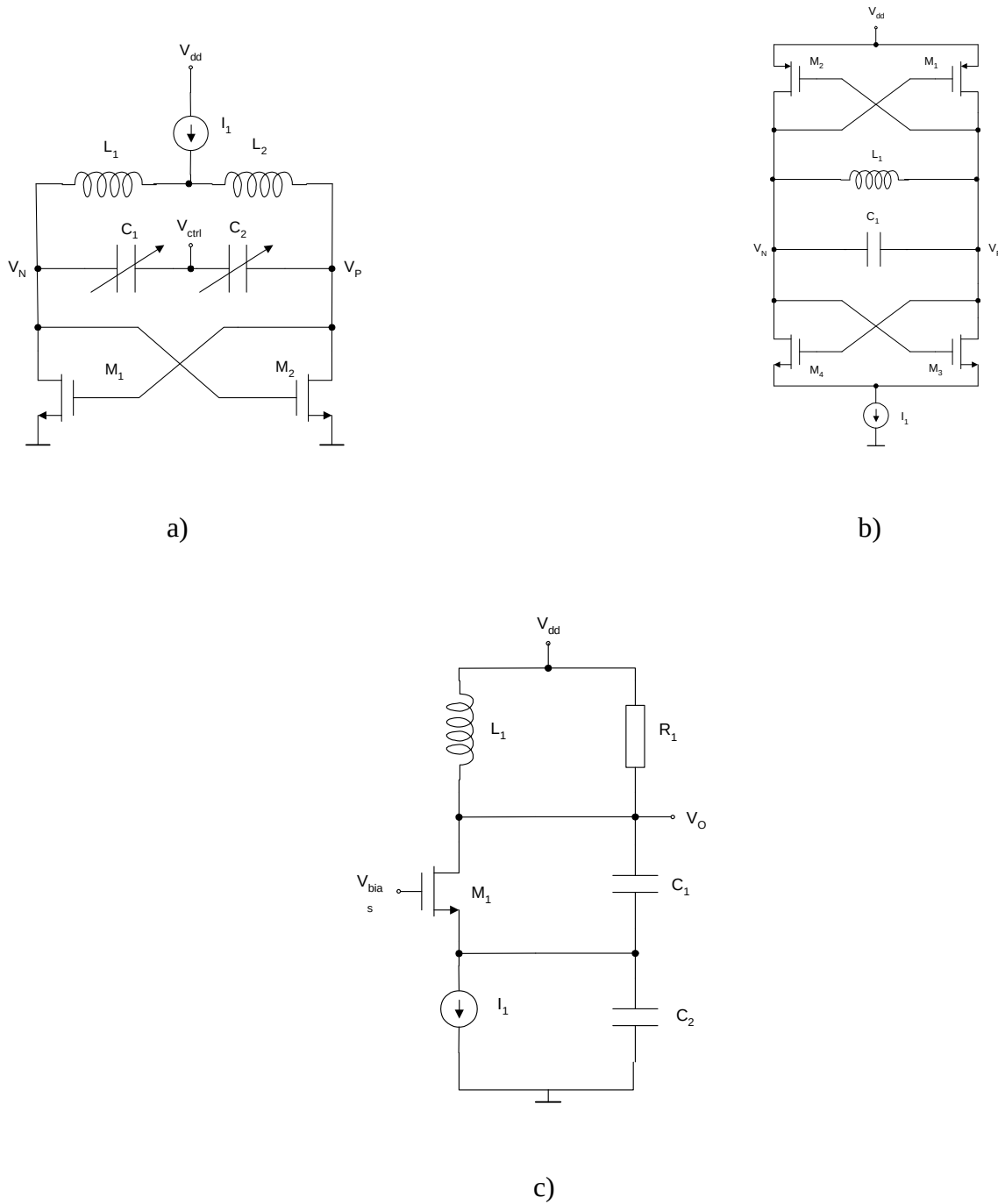


Figura 75: Topologias de osciladores LC. a) Oscilador de par cruzado NMOS; b) Oscilador de par cruzado CMOS; c) Oscilador Colpitts.

Na figura 76 representa-se um modelo simplificado do oscilador *Colpitts* apresentado anteriormente. A capacidade C_{eq} é dada pela equação (50) e a frequência de oscilação ω_0 pela equação (51).

$$C_{eq} = \frac{C_1}{C_2} \quad (50)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad (51)$$

A tensão de saída do oscilador *Colpitts* é determinada pelo produto da corrente de polarização I_b e da resistência equivalente R_{eq} . Tendo em atenção as deduções apresentadas em [25, 33] podemos apresentar uma expressão para o valor da tensão gerada à saída do oscilador *Colpitts* dada pela equação (52). Podemos concluir então que a amplitude de oscilação é directamente proporcional à corrente de polarização I_b e à resistência do circuito ressonante R . A amplitude de oscilação também é controlada pelo factor $(1-n)$, em que $n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, ou seja, pela escolha da razão entre as capacidade C_1 e C_2 .

$$V_o \approx 2I_b R(1-n) \quad (52)$$

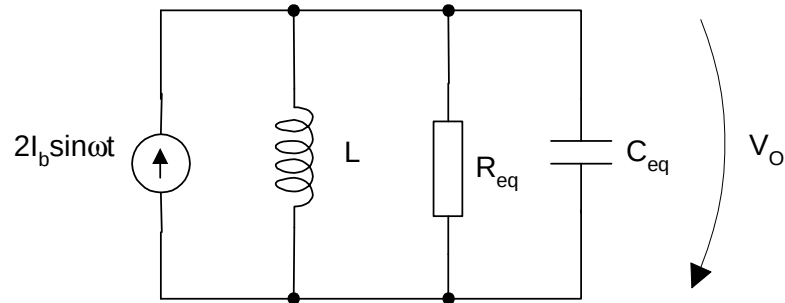


Figura 76: Modelo simplificado do oscilador *Colpitts*.

6.2.2.2 Projecto do oscilador *Colpitts* com amplitude variável

O oscilador com amplitude variável implementado é baseado no oscilador *Colpitts* apresentado anteriormente e o circuito projectado está representado na figura 77.

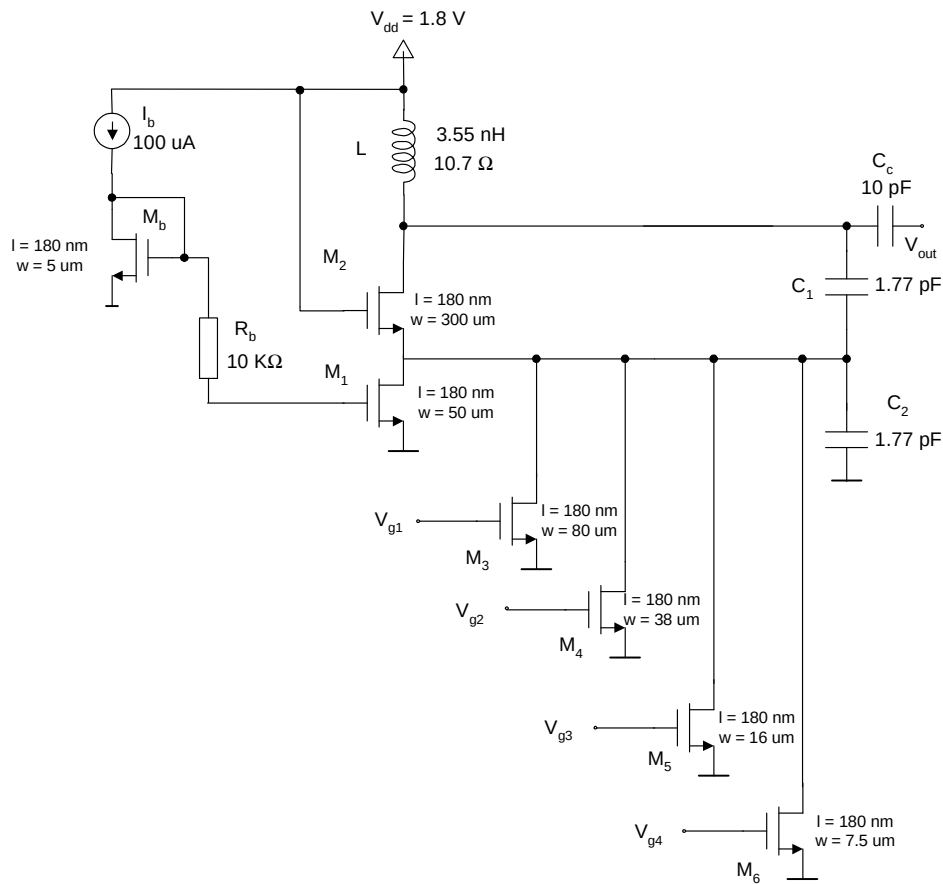


Figura 77: Esquemático do oscilador *Colpitts* com amplitude variável.

Os valores de C_1 , C_2 e L foram escolhidos de forma a gerar uma frequência de oscilação de 2.4 GHz. Como já foi dito anteriormente, uma forma de variar a amplitude das oscilações à saída do oscilador é variar a corrente I_{DS} no transístor M_1 e M_2 . Isso pode ser conseguido colocando em paralelo com M_1 transístores de diferentes dimensões de forma a obterem-se diferentes níveis de corrente de polarização, obtendo-se assim um controlo da amplitude do tipo digital. No caso em que $V_{g1}=V_g=V_{g3}=V_{g4}=0$, os transístores M_3 , M_4 , M_5 e M_6 estão no estado OFF e portanto a corrente I_{DS} é mínima e de valor aproximadamente igual a $10I_b$. No caso em que as *gates* dos transístores estão ligadas à *gate* do transístor M_1 , os transístores M_3 , M_4 , M_5 e M_6 passam para o estado ON e consequentemente a corrente I_{DS} é máxima. Escolhendo de uma forma adequada as dimensões de cada um destes transístores consegue-se gerar as amplitudes mínima e máxima desejadas na saída do oscilador. Por outro lado, neste caso, conseguem-se gerar 8 níveis de amplitude diferentes e aproximadamente igualmente espaçadas entre si.

Na tabela 26 são apresentados os valores da amplitude pico-a-pico na saída do oscilador, para as diferentes opções ON/OFF consideradas para os transístores M_3 , M_4 , M_5 e M_6 .

Tabela 26: Valores da amplitude à saída do oscilador para diferentes estados ON/OFF dos transístores.

Estado ON/OFF dos transístores do oscilador RF				Amplitude das oscilações (V _{p-p})
M_3	M_4	M_5	M_6	
OFF	OFF	OFF	OFF	0.326
OFF	OFF	OFF	ON	0.435
OFF	OFF	ON	OFF	0.538
OFF	OFF	ON	ON	0.619
OFF	ON	OFF	OFF	0.765
OFF	ON	ON	OFF	0.897
ON	OFF	OFF	OFF	1.072
ON	ON	ON	ON	1.269

Os valores obtidos para as correntes mínima e máxima, para as quais se obtêm os valores mínimo e máximo da tensão na saída do oscilador, são $I_{D_{smin}}=1.308$ mA e $I_{D_{smax}}=4.858$ mA, respectivamente. Verifica-se também uma ligeira variação na frequência de oscilação entre $f_{osc_{min}}=2.380$ GHz e $f_{osc_{max}}=2.519$ GHz, o que não se revela muito crítico uma vez que o LNA apresenta aproximadamente um ganho constante nesta gama de frequências.

Na figura 78 representa-se a amplitude mínima e máxima do sinal sinusoidal à saída do oscilador RF projectado anteriormente.

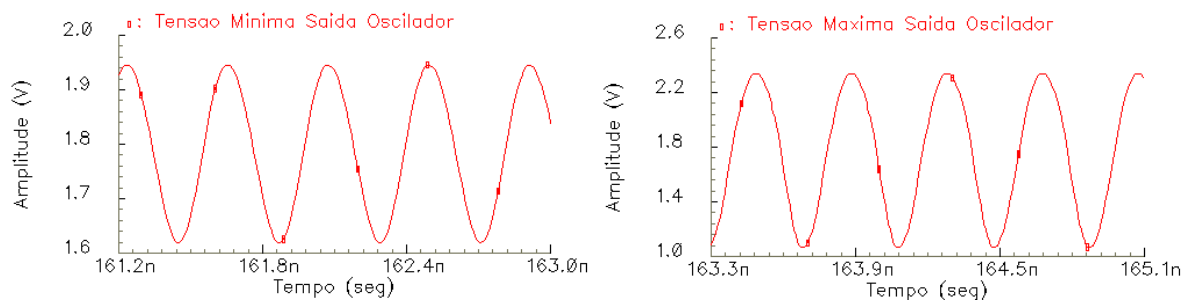


Figura 78: Amplitude mínima e máxima do sinal à saída do oscilador RF (2.4 GHz).

6.2.3 Projecto do interruptor RF

Existem inúmeros estudos na literatura acerca do projecto de interruptores para aplicações RF. Os parâmetros críticos que os caracterizam são as perdas e a linearidade. Seguidamente são apresentados alguns tipos de interruptores, onde são focadas as suas principais vantagens e desvantagens. Após esta curta apresentação do estado da arte nesta área é apresentado em detalhe o interruptor proposto para o protótipo de teste.

6.2.3.1 Estado da arte no projecto de interruptores RF

- Interruptor transmissão/recepção

Um problema que ocorre nos *front-ends* dos transmissores/receptores RF é o problema da comutação entre os sinais de emissão e recepção e a antena. Normalmente isto é resolvido com o interruptor de transmissão/recepção representado na figura 79 [34, 35, 36].

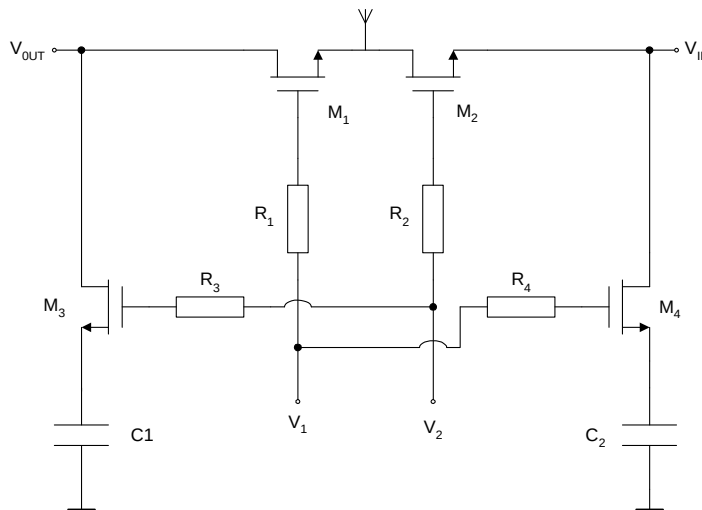


Figura 79: Interruptor de transmissão/recepção.

Em modo de transmissão, $V_1=V_{dd}$ e $V_2=0$, fazendo com que os transístores M_1 e M_4 fiquem ON e os transístores M_2 e M_3 OFF. Em modo de recepção, $V_1=0$ e $V_2=V_{dd}$, e logo os transístores M_1 e M_4 estão OFF e os transístores M_2 e M_3 estão ON. Os transístores M_3 e M_4 são utilizados para aumentar o isolamento. O circuito apresenta um bom isolamento no modo

OFF, mas tem o problema de no modo ON as perdas serem elevadas, devido aos transístores M_3 e M_4 . Para além disso apresenta não-linearidades quando a potência dos sinais aumenta.

- Interruptor ressonante LC

Uma alternativa interessante ao interruptor T/R é apresentada em [36, 37] e o respectivo circuito está representado na figura 80.

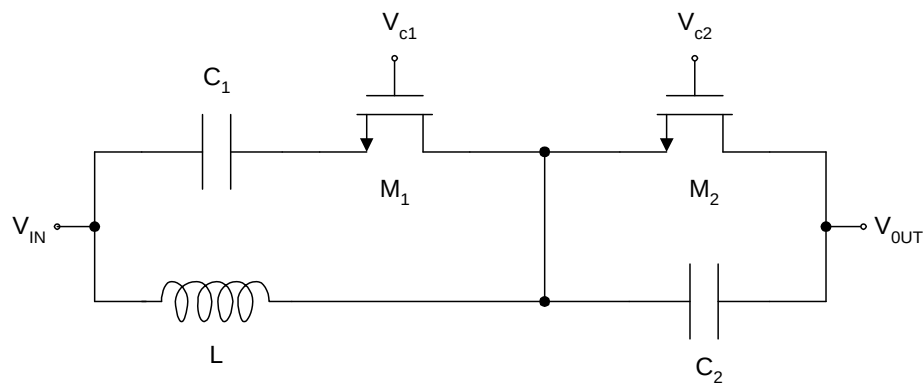


Figura 80: Interruptor ressonante LC.

Em modo OFF, os transístores M_1 e M_2 estão ON, fazendo com que a indutância L e a capacidade C_1 formem um circuito ressonante paralelo (filtro rejeita-banda), com frequência de ressonância $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$. Em modo ON, os transístores M_1 e M_2 estão OFF, fazendo com que a indutância L e a capacidade C_2 formem um circuito ressonante série (filtro passa-banda), com frequência de ressonância $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}$. Desta forma o sinal não passa pelos transístores que apresentam características não-lineares e distorcem os sinais, especialmente para potências de sinal elevadas. Um problema deste circuito reside no projecto da bobina dentro de tolerâncias aceitáveis. Outra desvantagem tem a ver com o facto de apenas sinais com uma determinada frequência específica poderem ser comutados.

- Interruptor a transístor

A forma mais simples de implementar um interruptor é utilizar a configuração apresentada na figura 81 [36].

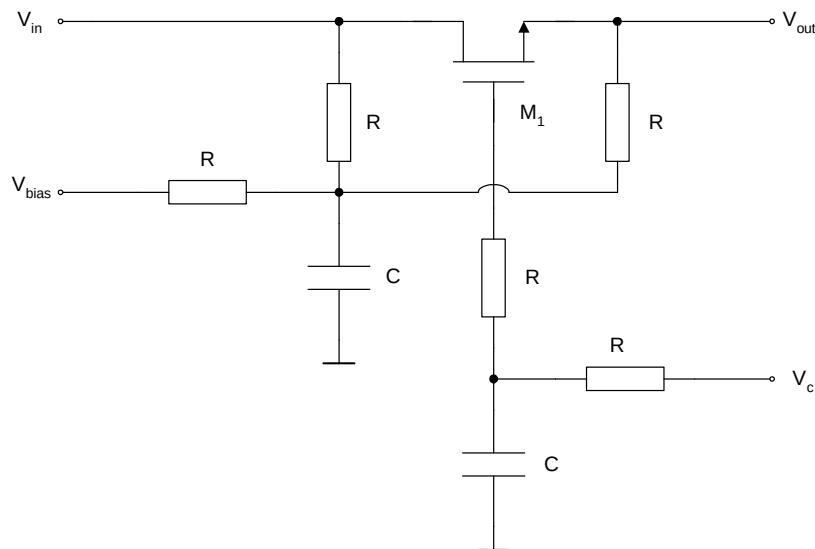


Figura 81: Interruptor com transístor simples.

Neste caso utiliza-se apenas um transístor NMOS em vez de um transístor PMOS, devido à elevada transcondutância dos transístores NMOS, o que provoca menores perdas. O dreno e a fonte do transístor são polarizados com a tensão V_{bias} e faz-se a comutação do interruptor entre os estados ON e OFF através de V_c . O interruptor é protegido do ruído de alta frequência gerado pelos sinais de polarização e controlo, pelos filtros passa-baixo implementados pelas resistências R e capacidades C .

Para sinais com potência mais baixas, a resistência ON é baixa, o que provoca perdas baixas no modo ON. A linearidade é boa para potências de sinal baixas, mas com o aumento do valor da potência esta característica degrada-se.

- Interruptor *transmission gate*

O interruptor anterior apresenta não-linearidades consideráveis quando a potência dos sinais envolvidos aumenta. Uma maneira de resolver este problema consiste em ligar um transístor NMOS e um transístor PMOS em paralelo de forma a implementar uma *transmission gate*, tal como o apresentado na figura 82 [36]. Como no caso anterior os sinais de polarização e controlo são filtrados com os filtros passa-baixo RC.

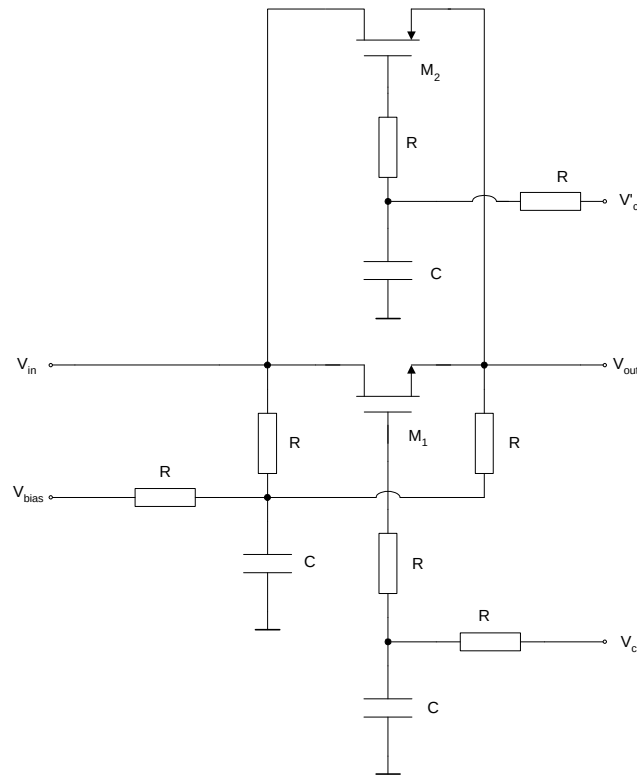


Figura 82: Interruptor *transmission gate*.

Este interruptor apresenta uma má capacidade para suportar sinais de potência elevada. Para potências baixas a resistência ON é elevada, fazendo com que as perdas no modo ON sejam elevadas. A linearidade é muito boa para potências baixas, mas mais uma vez degrada-se para potências mais elevadas.

- Interruptor *enhanced transmission gate*

Para minimizar os problemas descritos anteriormente, é possível utilizar o interruptor *enhanced transmission gate* cujo circuito é representado na figura 83 [36].

O circuito é idêntico ao anterior, só que neste caso os transístores NMOS e PMOS são polarizados separadamente com V_{bias} e V_{bias}' , respectivamente. As capacidades de desacoplamento, C_c , separam as diferentes tensões de polarização e apresentam valores suficientemente elevados de forma a não interferirem com o sinal. Para frequências na ordem dos GHz, temos $C_c=1$ uF, o que representa um valor extremamente elevado para ser implementado *on-chip*.

Esta configuração apresenta uma boa capacidade para suportar sinais de potência elevada. Para potências baixas a resistência ON é muito baixa, o que provoca perdas muito baixas. A linearidade é muito boa tanto para potências baixas como altas.

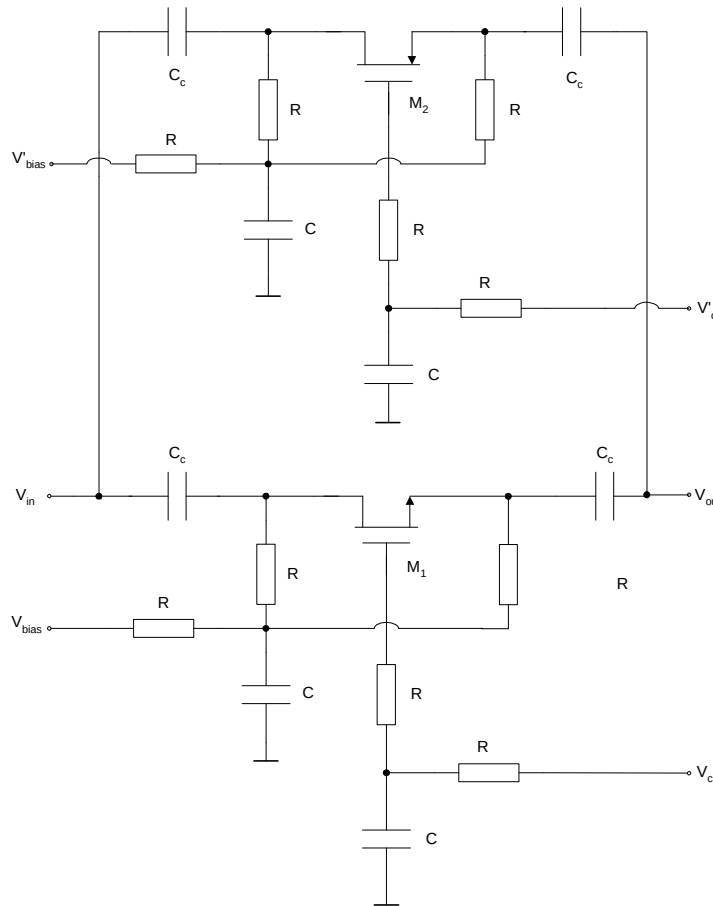


Figura 83: Interruptor *enhanced transmission gate*.

6.2.3.2 Implementação do interruptor RF

No nosso caso, o interruptor tem de garantir certas especificações não muito comuns no projecto deste tipo de dispositivos, pelo que optámos por utilizar uma configuração distinta das configurações apresentadas anteriormente.

Para além de ter de funcionar como *buffer* quando está no modo de funcionamento OFF, apresentando uma impedância de saída suficientemente elevada para não interferir com o sinal à entrada do LNA em modo de operação normal, deve apresentar uma impedância de saída em modo ON, que em conjunto com a impedância de saída do interruptor T/R (modo

OFF) garanta a adaptação ao valor da impedância de entrada do LNA, que neste caso é igual a 50Ω . Para além disso, uma vez que as amplitudes do sinal gerado pelo oscilador de amplitude variável projectado na secção anterior são muito elevadas, é necessário que funcione como atenuador de forma a diminuir a amplitude do sinal à saída do oscilador para os níveis desejados.

Na figura 84 é apresentado o esquema do circuito proposto para implementar o interruptor.

Os transístores M_1 e M_4 são utilizados para controlar o ganho (atenuação) do interruptor, enquanto que com os transístores M_2 e M_3 se obtém a função de interrupção e se consegue controlar a impedância de saída do interruptor.

Quando $V_{C1}=0$ e $V_{C2}=V_{dd}$, o interruptor está no modo ON e portanto o sinal de teste gerado pelo oscilador de amplitude variável pode ser aplicado ao LNA (modo de teste). Neste caso temos de garantir que o interruptor T/R está desligado de forma a garantir que o sinal captado pela antena não interfira com o sinal de teste.

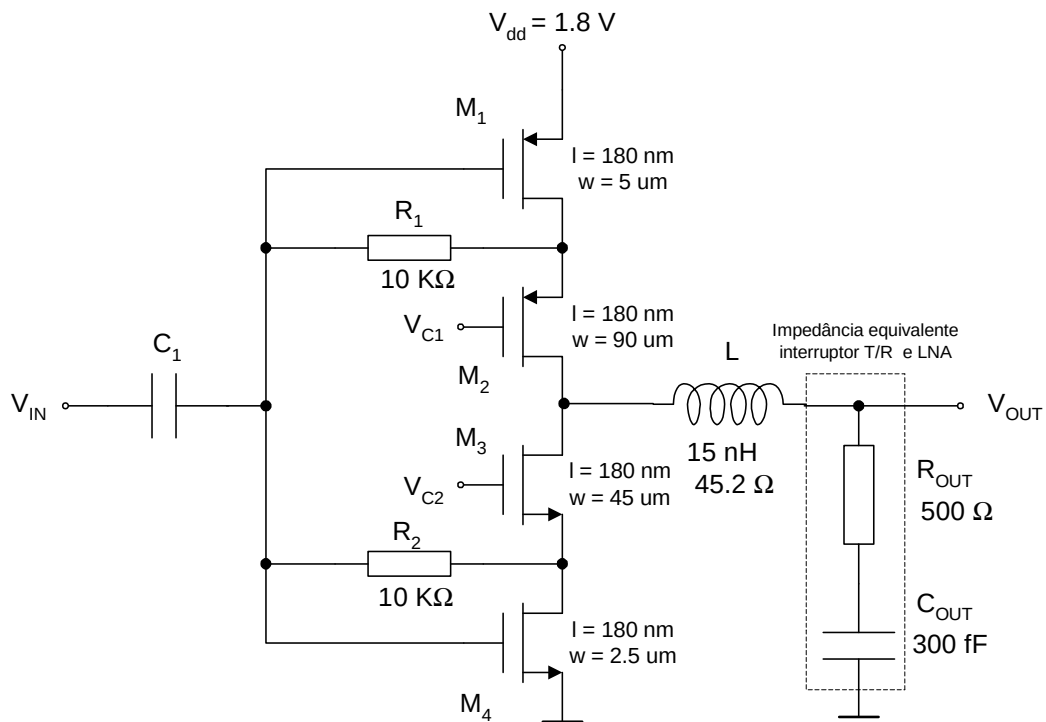


Figura 84: Esquema do interruptor RF.

Quando $V_{C1}=V_{dd}$ e $V_{C2}=0$, o interruptor está em modo OFF e portanto estamos perante o caso em que o sinal proveniente da antena é aplicado ao LNA (modo de operação normal). Neste caso a impedância de saída do interruptor tem de ter um valor suficientemente elevado de modo a não interferir com o sinal proveniente da antena. Supõe-se que a adaptação do interruptor T/R à impedância de entrada de $50\ \Omega$ do LNA é garantida no projecto deste bloco, o qual não é realizado nesta tese.

De forma a garantir uma certa simetria, considerou-se os valores da largura dos transístores PMOS igual ao dobro da largura dos transístores NMOS.

Na figura anterior também é representado o circuito equivalente da impedância de saída do interruptor T/R, quando este se encontra em modo OFF, e da impedância de entrada do LNA. Esta impedância de saída é modelada por uma resistência $R=500\ \Omega$ em série com uma capacidade $C=300\ \text{fF}$ (valores típicos para este tipo de dispositivos).

Através de sucessivas simulações foi realizado o ajuste nas dimensões dos transístores M_1 e M_4 de forma a gerar a amplitude de sinal mínima necessária para implementar o método de teste proposto. Da mesma forma ajustaram-se os valores das dimensões dos transístores M_2 e M_3 de forma a gerar uma impedância de saída igual a $50\ \Omega$ e assim se garantir a adaptação à impedância de entrada do LNA de igual valor. Neste aspecto, surgiu um problema, uma vez que não foi possível eliminar a parte imaginária (reactância capacitiva) da impedância de saída. Para resolver esta questão introduziu-se no circuito uma bobina L com indutância igual a $15\ \text{nH}$, de forma a que a reactância produzida por esta indutância eliminasse o valor da reactância produzida pela parte capacitiva da impedância de saída do interruptor.

Na tabela 27 são apresentados os valores da amplitude pico-a-pico na saída do interruptor RF projectado anteriormente, para as diferentes opções ON/OFF consideradas para os transístores M_3 , M_4 , M_5 e M_6 do oscilador projectado na secção anterior.

Na figura 85 representa-se a amplitude mínima e máxima do sinal sinusoidal à saída do interruptor RF. Convém relembrar que os resultados apresentados foram obtidos ligando o interruptor ao oscilador RF. Vão ser estes níveis de tensão que vão ser aplicados à entrada do LNA para se proceder posteriormente à sua caracterização pelo método de teste da aproximação polinomial.

Tabela 27: Amplitude à saída do interruptor, para diferentes estados ON/OFF dos transístores do oscilador.

Estado ON/OFF dos transístores do oscilador RF				Amplitude na saída do interruptor RF (mV _{p-p})
M ₃	M ₄	M ₅	M ₆	
OFF	OFF	OFF	OFF	26.7
OFF	OFF	OFF	ON	35.3
OFF	OFF	ON	OFF	43.7
OFF	OFF	ON	ON	50.0
OFF	ON	OFF	OFF	61.0
OFF	ON	ON	OFF	71.1
ON	OFF	OFF	OFF	83.5
ON	ON	ON	ON	95.5

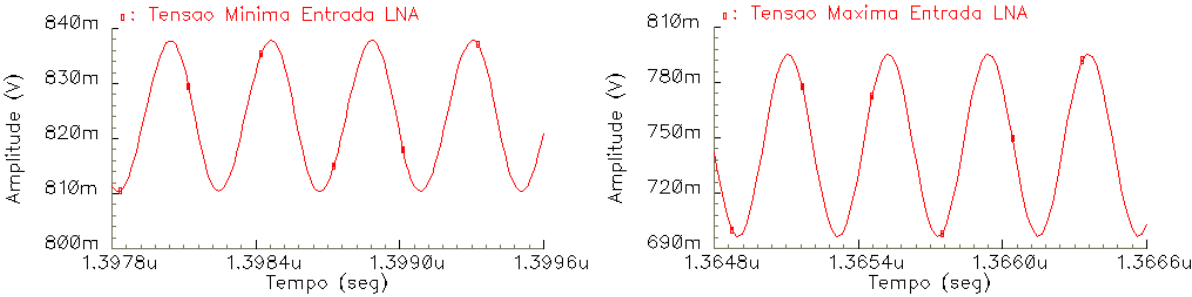


Figura 85: Amplitude mínima e máxima do sinal à saída do interruptor RF (entrada do LNA).

6.2.4 Implementação do detector de pico

Para efectuar a conversão da tensão sinusoidal de frequência 2.4 GHz presente na saída do LNA num valor de tensão DC, poderíamos utilizar qualquer um dos esquemas de detectores de potência apresentados em diversos artigos da especialidade [38, 39, 40, 41].

No nosso caso vamos utilizar um detector de pico (rectificador de meia onda) baseado no esquema apresentado em [42]. O esquema do rectificador de meia onda (semi-ciclos negativos) utilizado para este propósito está representado na figura 86. Trata-se de um rectificador de meia onda que utiliza um transístor MOS de canal P ligado como um díodo.

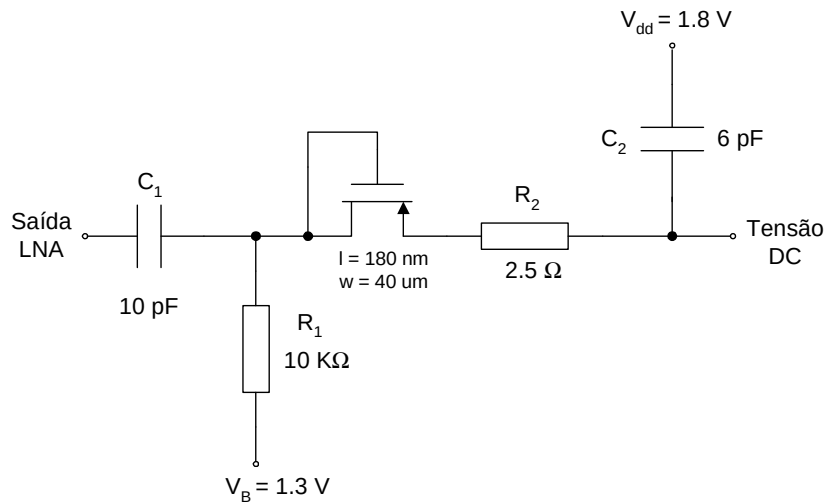


Figura 86: Esquema do detector de pico.

Começamos por caracterizar o detector de pico em termos da sua função de transferência. Na tabela 28, para diferentes valores de tensão sinusoidal à entrada do detector de pico indicam-se os respectivos valores de tensão DC na saída.

Nos gráficos das figuras 87 e 88 representam-se os valores mínimo e máximo da tensão sinusoidal à entrada e da tensão DC à saída do detector de pico, respectivamente. Pode-se facilmente verificar que o *ripple* na saída DC é relativamente baixo (entre os 5 mV e os 17 mV), o que representa menos de 2% do valor da amplitude de pico da tensão sinusoidal presente na entrada.

Tabela 28: Valores da tensão DC na saída do detector de pico para diferentes valores da tensão de entrada.

Tensão sinusoidal de pico à entrada do detector de pico (V)	Tensão DC na saída do detector de pico (V)
0.1987	1.2950
0.2960	1.2570
0.3971	1.1795
0.4966	1.0895
0.5959	0.9982
0.6952	0.9042
0.7945	0.8099
0.8938	0.7160
0.9931	0.6214

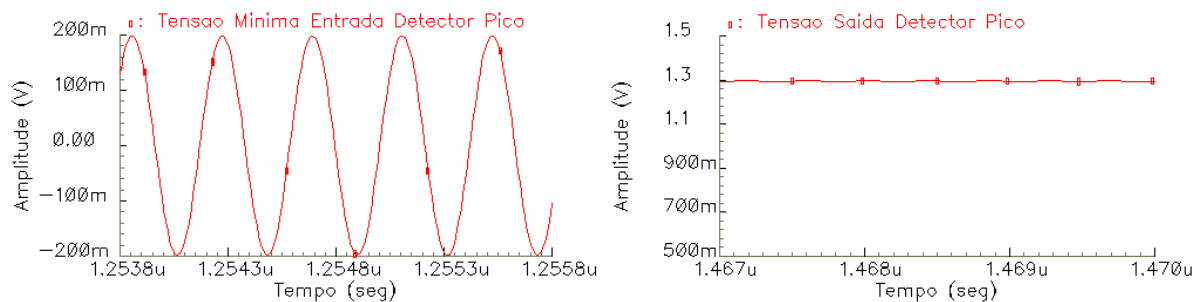


Figura 87: Amplitude mínima à entrada do detector de pico e respectivo valor DC na saída.

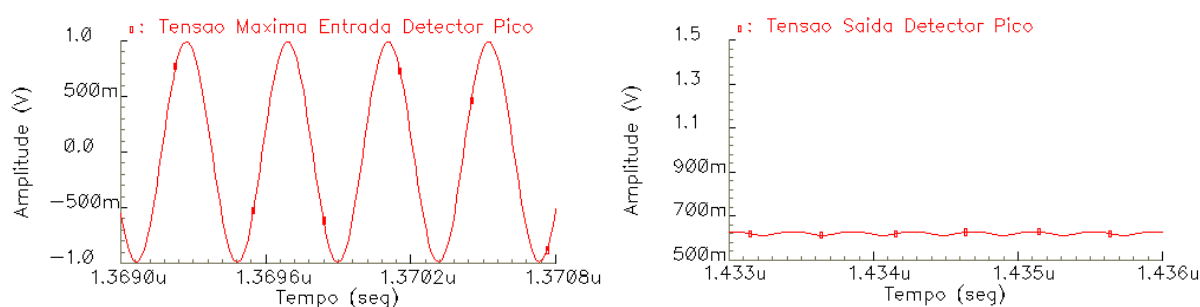


Figura 88: Amplitude máxima à entrada do detector de pico e respectivo valor DC na saída.

Os valores numéricos da tabela 28 estão representados graficamente na figura 89.

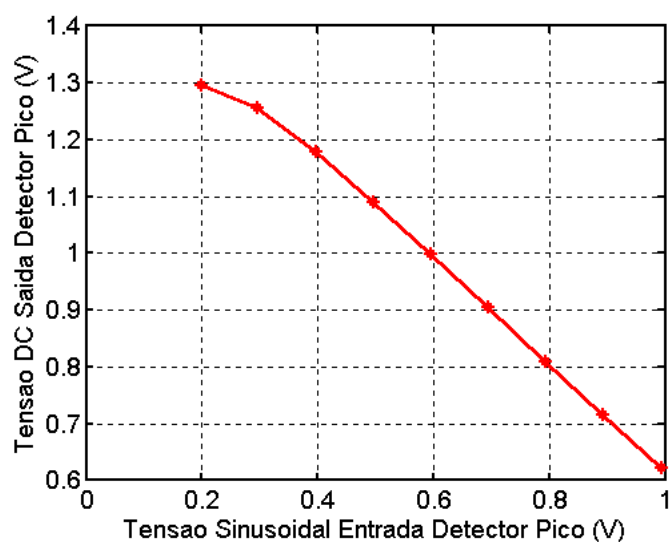


Figura 89: Valores da tensão DC na saída do detector de pico em função da tensão sinusoidal de entrada.

O passo seguinte consiste no cálculo de uma função matemática que para um determinado valor de tensão DC na saída do detector de pico nos permita calcular o correspondente valor da tensão sinusoidal presente na entrada do detector de pico. Para tal é necessário calcular os coeficientes $(a'_0, a'_1, a'_2, \dots, a'_n)$ do polinómio $V_x = a'_0 + a'_1 V_y + a'_2 V_y^2 + \dots + a'_n V_y^n$, em que V_y representa a tensão DC na saída do detector de pico e V_x a tensão sinusoidal na entrada do detector de pico, que melhor aproxima a função de transferência do detector de pico anteriormente calculada. Desta forma obtemos os diferentes níveis de tensão à saída do LNA e consequentemente podemos aplicar o método de teste da aproximação polinomial ao conjunto de pontos (V_{in}, V_{out}) do LNA. Neste caso utilizou-se um polinómio com grau $n=5$.

6.2.5 Caracterização do LNA pelo método de teste da aproximação polinomial

Para aplicar o método da aproximação polinomial na caracterização do LNA do sistema *Bluetooth* projectado na secção 6.2.1 em termos de ganho, $P1dB$ e $IP3$ é necessário obter a função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA.

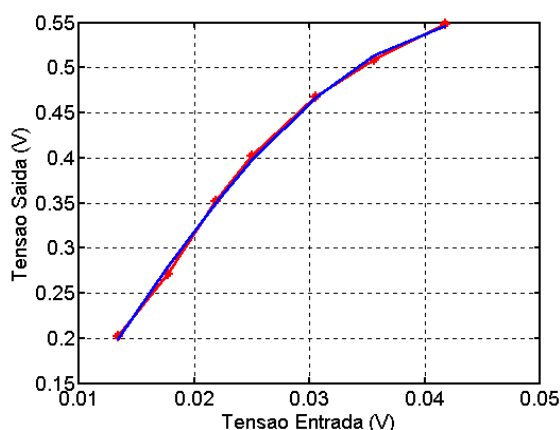
Para isso, aplica-se à entrada do LNA os diferentes níveis de tensão gerados pelo conjunto oscilador variável e interruptor RF. Utilizando o detector de pico projectado na secção anterior, para cada nível de tensão aplicado na entrada do LNA obtém-se o valor correspondente da tensão DC. Efectuando posteriormente uma conversão desses valores de tensão DC para valores de amplitude de pico na saída do LNA, através da função polinomial que descreve a função de transferência do detector de pico, ficamos com o conjunto de pontos (V_{in}, V_{out}) necessário para aplicar o método de teste e obter os parâmetros desejados do LNA.

Os valores da tensão de pico gerados à entrada do LNA e os correspondentes valores de tensão DC obtidos na saída do detector de pico, são apresentados na tabela 29.

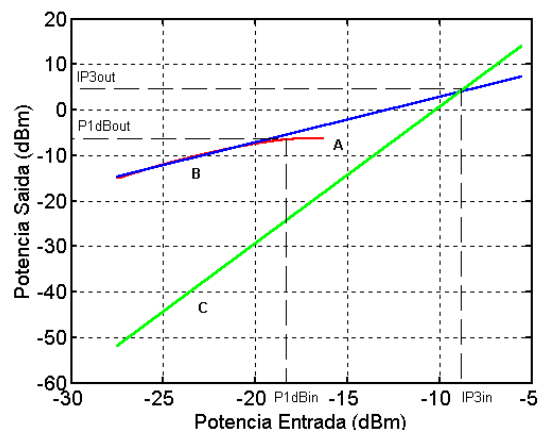
Tabela 29: Valores da tensão DC na saída do detector de pico em função da tensão de entrada do LNA.

Tensão sinusoidal de pico à entrada do LNA (mV)	Tensão DC na saída do detector de pico (V)
13.35	1.290
17.65	1.259
21.85	1.210
25.00	1.171
30.50	1.109
35.55	1.069
41.75	1.031

Na figura 90-a) está representado o conjunto de pontos que define a função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA, assim como o polinômio que melhor aproxima esse conjunto de pontos. Na figura 90-b), representam-se graficamente os pontos $P1dB$ e $IP3$ obtidos com o método da aproximação polinomial.



a)



b)

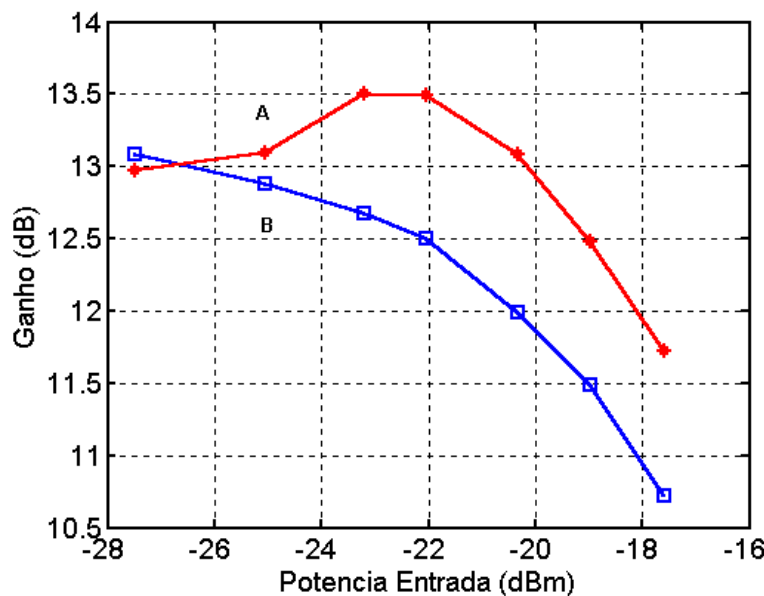
Figura 90: Função de transferência do LNA, obtida por simulação em *Cadence-SpectreRF*. a) Conjunto de pontos que definem a função de transferência V_{in} vs V_{out} do LNA (2.4 GHz) e respectiva função de transferência obtida com o polinômio de 3ª ordem; b) Representação gráfica de $P1dB$ e $IP3$ do LNA (2.4 GHz).

Na tabela 30 são apresentados os valores obtidos por simulação no *Cadence-SpectreRF* e pelo método de teste da aproximação polinomial para os parâmetros $P1dB$ e $IP3$.

Tabela 30: Valores de P_{1dB} e IP_3 do LNA para sistema *Bluetooth*, obtidos em *Cadence-SpectreRF*.

Parâmetros	Resultados de simulação do Cadence-SpectreRF (dBm)	Resultados do método de teste (dBm)
$P_{1dB\ in}$	-17.64	-18.52
$P_{1dB\ out}$	-4.58	-6.65
IP_{3in}	-6.54	-8.89
IP_{3out}	7.58	7.39

Pela análise da tabela anterior podemos verificar que existem algumas diferenças, não muito significativas, entre os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos pelo método de teste da aproximação polinomial.

Figura 91: Ganho em função da potência de entrada do LNA para sistema *Bluetooth* (2.4 GHz).

Finalmente, na figura 91 representa-se o gráfico do ganho em função da potência aplicada à entrada do LNA. A curva A (vermelho) representa os valores obtidos por simulação no *Cadence-SpectreRF* e a curva B (azul) representa os valores obtidos pelo método de teste da aproximação polinomial. Verifica-se que as diferenças entre as duas características é aproximadamente 1 dB, o que não é muito significativo. Convém salientar que normalmente nas folhas de características de amplificadores RF, todos os valores dos parâmetros anteriormente calculados são apresentados com um valor típico e com valores mínimos e máximos admissíveis. Essas variações são na maior parte das vezes dentro de

gammas de 1 a 2 dB, e por isso as diferenças verificadas no cálculo do ganho, $P1dB$ e $IP3$ do LNA não podem ser consideradas muito relevantes. Para além disso em situações práticas de medida destes parâmetros, temos que entrar em consideração com os erros introduzidos pelos equipamentos de medida que se podem situar em algumas décimas de dB.

6.3 Conclusão

Neste capítulo começámos por apresentar os esquemas das infra-estruturas de teste propostas para a implementação em-circuito das três novas metodologias de teste. Apenas foi implementada a infra-estrutura referente à metodologia de teste baseada na aproximação polinomial. Quanto às infra-estruturas de teste propostas para as restantes metodologias de teste, necessitam de ser cuidadosamente avaliadas de forma a se poder avançar com a sua implementação.

Para realizar a implementação em-circuito do método de teste da aproximação polinomial, aplicado ao teste e caracterização do LNA, começámos por projectar o LNA a ser testado. Projectou-se um LNA em topologia de fonte comum com degeneração indutiva da fonte MOS, para um sistema de recepção *Bluetooth* a operar a uma frequência de 2.4 GHz. Procedeu-se seguidamente à simulação em *Cadence-SpectreRF* do circuito projectado, de forma a obter os principais parâmetros de desempenho do LNA, tais como, parâmetros S, factor de ruído, impedância de entrada e saída, $P1dB$ e $IP3$.

De forma a poder aplicar o método de teste da aproximação polinomial na caracterização do LNA, procedeu-se ao projecto dos circuitos adicionais necessários para gerar os estímulos de teste na entrada do LNA (oscilador RF de amplitude variável e interruptor RF com controlo do ganho). Projectou-se também um detector de pico (rectificador de meia onda) para converter a tensão sinusoidal à saída do LNA num valor de tensão DC.

Finalmente, utilizando todos os recursos implementados anteriormente obteve-se a função de transferência do LNA e utilizando o método de teste da aproximação polinomial calculou-se os parâmetros $P1dB$, $IP3$ e ganho do LNA. Comparando estes valores com os valores obtidos inicialmente por simulação em *Cadence-SpectreRF*, verificou-se que as diferenças não eram significativas, podendo então concluir-se que o método de teste funciona correctamente.

CAPÍTULO 7

Conclusão

O teste de circuitos e sistemas RF constitui actualmente uma dificuldade para os fabricantes destes dispositivos, devido aos elevados níveis de integração, diversidade e complexidade dos circuitos a testar, custos elevados dos testadores, tempo necessário para realizar as operações de teste, entre outros. Por outro lado constatamos que o desenvolvimento de metodologias de auto-teste de circuitos RF está ainda a dar os primeiros passos e a ser alvo dos primeiros estudos.

Para ultrapassar estas dificuldades e limitações, nesta dissertação propôs-se o desenvolvimento de novas metodologias de teste em-circuito e de novas metodologias de projecto para a testabilidade de amplificadores RF

7.1 Contribuição do trabalho apresentado

No início desta dissertação apresentou-se uma revisão sobre os conceitos teóricos relativos a aspectos relacionados com a distorção harmónica, intermodulação, ponto de compressão do ganho de 1 dB, ponto de intersecção de 3ª ordem, gama dinâmica e ruído em amplificadores RF.

Foram apresentadas três novas metodologias de teste dedicadas ao teste de amplificadores RF. Estas metodologias de teste permitem-nos calcular o ganho, o ponto de compressão do ganho de 1 dB, o ponto de intersecção de 3ª ordem, a distorção harmónica, a relação sinal-ruído e o factor de ruído de amplificadores RF.

A primeira metodologia de teste apresentada, consiste na obtenção dos coeficientes do polinómio de 3ª ordem que melhor aproxima a função de transferência de um LNA. As outras

duas metodologias são baseadas na realização de operações de correlação entre o sinal de saída do LNA e sinais de teste em fase e quadratura.

Para as metodologias de teste descritas anteriormente foram apresentados os principais resultados de simulação obtidos em *MatLab*, o que nos permitiu validar por simulação a aplicabilidade de cada novo método de teste proposto à caracterização do LNA, em termos dos parâmetros descritos anteriormente.

Para o método de teste da aproximação polinomial, obtiveram-se resultados de simulação de forma a estudar a consideração de pontos aleatórios pertencentes à função de transferência do LNA e de forma a estudar o impacto de erros relacionados com a geração incorrecta dos estímulos de teste e com a medição incorrecta nos aparelhos de medida das respectivas respostas. No primeiro caso, os valores médios do erro e o desvio padrão, são relativamente pequenos o que nos permite concluir que não será necessário ter muito cuidado com esse aspecto. No segundo caso, concluiu-se que devemos ter algum cuidado ao efectuar estas medições experimentalmente, de forma a minimizarmos os erros introduzidos no cálculo dos parâmetros $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

Para o método de teste da correlação cruzada, foi apresentado um estudo que nos permitiu concluir positivamente acerca da utilização de sinais de correlação quadrados, mais fáceis de gerar, em vez de sinais sinusoidais. Efectuou-se também um estudo do erro introduzido no cálculo dos parâmetros H_2 e H_3 por variações no desfaseamento de 90° entre os sinais em fase e quadratura, que permitiu concluir que não é necessário ter uma grande precisão na geração dos sinais de teste em fase e quadratura para obter resultados satisfatórios para este método de teste.

Os resultados experimentais para o método de teste da aproximação polinomial, obtidos com o protótipo de teste construído, permitiu-nos concluir que é viável a utilização deste método para o cálculo de parâmetros como o ganho, $P1dB$ e $IP3$ do LNA.

Apresentaram-se também resultados de simulação em ADS e alguns resultados experimentais que permitiram concluir que este método é também aplicável ao teste e caracterização de amplificadores de potência RF em classe A.

Esta conclusão foi suportada pelos resultados de simulação obtidos em ADS, relativos a um amplificador de potência em classe A, a um amplificador de potência implementado na tecnologia SiGe e a um amplificador de potência distribuído implementado na tecnologia GaAs. Os resultados experimentais obtidos com o amplificador de potência RF comercial e

com o amplificador de potência implementado na tecnologia GaAs revelaram-se de extrema importância para esta validação.

No último capítulo apresentaram-se os esquemas das infra-estruturas de teste propostas para a implementação em-circuito das três novas metodologias de teste.

Apenas foi implementada a infra-estrutura referente à metodologia de teste baseada na aproximação polinomial. Quanto às infra-estruturas de teste propostas para as restantes metodologias de teste, necessitam de ser cuidadosamente avaliadas de forma a se poder avançar com a sua implementação.

Para realizar a implementação em-circuito do método de teste da aproximação polinomial, aplicado ao teste e caracterização do LNA, projectou-se um LNA em topologia de fonte comum com degeneração indutiva da fonte MOS, para um sistema de recepção *Bluetooth* a operar a uma frequência de 2.4 GHz. Procedeu-se seguidamente à simulação em *Cadence-SpectreRF* do circuito projectado, de forma a obter os principais parâmetros de desempenho do LNA, tais como, parâmetros S , factor de ruído, impedância de entrada e saída, $P1dB$ e $IP3$.

De forma a poder aplicar o método de teste da aproximação polinomial na caracterização do LNA, procedeu-se ao projecto dos circuitos adicionais necessários para gerar os estímulos de teste na entrada do LNA (oscilador RF de amplitude variável e interruptor RF com controlo do ganho). Projectou-se também um detector de pico (rectificador de meia onda) para converter a tensão sinusoidal à saída do LNA num valor de tensão DC.

Comparando os valores obtidos com o método de teste da aproximação polinomial com os valores de $P1dB$, $IP3$ e ganho obtidos inicialmente por simulação em *Cadence-SpectreRF*, verificou-se que as diferenças não eram significativas, podendo então concluir-se que o método de teste funciona correctamente.

7.2 Perspectivas de trabalho futuro

O trabalho desenvolvido nesta dissertação debruça-se essencialmente sobre o método de teste da aproximação polinomial. Para os outros métodos de teste apenas são apresentados resultados preliminares de simulação em *MatLab* e são sugeridas as infra-estruturas de teste, as quais devem ser cuidadosamente avaliadas. Atendendo a estas considerações, uma

possibilidade de desenvolvimento de trabalho consiste no estudo mais aprofundado dos métodos de teste da correlação cruzada e da auto-correlação, na obtenção de mais resultados de simulação, na validação das metodologias experimentalmente e tomando como base as infra-estruturas de teste propostas para cada método projectar as realizações em-circuito dos mesmos.

Quanto ao método de teste da aproximação polinomial, existem alguns aspectos que devem ser melhorados e investigados. Deve-se avaliar, por exemplo, a aplicação desta metodologia de teste à caracterização de amplificadores de potência RF para as outras classes de funcionamento, fazendo adaptações ao método caso seja necessário. Também se deve investigar cuidadosamente as questões relacionadas com o cálculo da amplitude dos harmónicos, uma vez que os resultados obtidos não foram muito satisfatórios.

Por fim, deve-se aprofundar e desenvolver a implementação em-circuito do método de teste da aproximação polinomial, no que diz respeito a uma implementação diferencial de todos os blocos (LNA diferencial, oscilador diferencial e detector de pico diferencial). Deve-se investigar a reutilização do oscilador local do sistema *Bluetooth* para efectuar a geração dos estímulos de teste a aplicar na entrada do LNA. Por outro lado, era útil realizar a extensão deste método para suportar o teste do PA do sistema *Bluetooth* e de outros blocos do sistema. Também é importante projectar a interface com a infra-estrutura de teste analógico-misto, para efectuar a medida das tensões de saída do detector de pico.

Referências

- [1] <http://tab.computer.org/ttcc/Activities/RfTest.html>.
- [2] International Technology Roadmap for Semiconductors, Edição 2004, <http://public.itrs.net>.
- [3] Raimondo P. Sessego, “Challenges Confront RFIC, WLAN Testing”, http://www.chipcenter.com/knowledge_centers/test_measurement/, Agosto 2003.
- [4] E. A. McShane, K. Shenai, B. Blaes, “A monolithic RF microsystem in SOI CMOS for low-power operation in radiation-intense environments”, *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference*, vol. 5, pp. 421-429, Março 2000.
- [5] S. Ozev, C. Olgaard, A. Orailoglu, “Testability Implications in Low-cost Integrated Radio Transceivers: A Bluetooth Case Study”, *Proceedings of the International Test Conference*, pp. 965-974, Outubro/Novembro 2001.
- [6] R. Voorakaranam, S. Cherubal, A. Chartterjee, “A Signature Test Framework for Rapid Production Testing of RF Circuits”, *Proceedings of the Design Automation and Test Conference in Europe*, vol. 44, 2002.
- [7] D. Lupea, U. Pursche, H. J. Jentschel, “Spectral Signature Analysis – BIST for RF Front-ends”, *Advances in Radio Science*, vol. 1, pp. 155-160, 2003.
- [8] Benoît R. Veillette, Gordon W. Roberts, “A Built-In Self-Test Strategy for Wireless Communication Systems”, *Proceedings of the International Test Conference*, pp. 930-939, Outubro 1995.
- [9] David M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, John Wiley & Sons, Inc., capítulo 3, pp. 98-106, 2001.
- [10] John Rogers, Cavin Plett, *Radio Frequency Integrated Circuit Design*, Artech House, 2003.
- [11] António Gabriel Pinho, José Machado da Silva, “A Test Methodology to Compute Typical LNA Characterization Parameters”, *Proceedings of the XIX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, pp. 127, Novembro 2004.
- [12] H. Mendonça, J. Machado Silva, and J. S. Matos, “Computing ADC Harmonic Content from a Reduced Number of Values”, *International Measurement and Test Conference*, vol. 2, pp. 1217-1220, 2003.
- [13] J. Machado Silva, Jorge S. Duarte and J. S. Matos, “Functional In-Circuit Characterisation of $\Sigma\Delta$ Modulators”, *Measurement, Journal of the International Measurement Confederation IMEKO, Elsevier, Special Issue on ADC Modelling and Testing*, vol. 32/4, pp. 257-264, Novembro 2002.
- [14] Manuais online do MatLab, www.mathworks.com, The Mathworks, Inc.

- [15] Folha de características do Kit CC1010 da Chipcon, *Single Chip Very Low Power RF Transceiver With 8051-Compatible Microcontroller*, Chipcon.
- [16] Folha de características do componente MAX2611, *DC-to Microwave Low-Noise Amplifier*, Maxim/Dallas Semiconductor.
- [17] Folha de características do componente AD8310, *Fast, Voltage-Out DC–440MHz 95dB Logarithmic Amplifier*, Analogue Devices.
- [18] Manuais online do ADS, <http://eesof.tm.agilent.com>, Agilent Technologies.
- [19] M. Häfele, A. Trasser, K. Beilenhoff, H. Schumacher, “A GaAs Distributed Amplifier with an Output Voltage of 8.5Vpp for 40Gb/s Modulators”, Junho 2005.
- [20] Folha de características do PA comercial, *Medium High Power Amplifiers-50KHz to 8GHz*, Mini-Circuits, <http://www.minicircuits.com>
- [21] Folha de características do Bias Tee.
- [22] Folha de características do combinador de potência, *2-8GHz 180° Hybrid Coupler-Model 4020080 Double Arrow*, Krytar, www.krytra.com
- [23] Manuais online do Cadence Design Systems-SpectreRF, <http://www.cadence.com/>, Cadence.
- [24] J. P. Silver, *MOS Common-Source LNA Design Tutorial*, www.rfic.co.uk.
- [25] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 1998.
- [26] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, “Design Strategy of On-Chip Inductors for Highly Integrated RF Systems”, *Proceedings of the Design Automation Conference*, pp. 982-987, Junho 1999.
- [27] Victor Grade Tavares, *Bluetooth Transceiver*, Março 2005.
- [28] Ming-Chang Sun, Shing Tenqchen, Ying-Haw Shu, Wu-Shiung Feng, “A 2.4GHz Image-Reject Low Noise Amplifier”, *IEEE*, 2003.
- [29] Xiaopeng Li, Hong-Sun Kim, Mohammed Ismail, Hakan Olsson, “A Novel Design Approach for GHz CMOS Low Noise Amplifiers”, *IEEE*, 1999.
- [30] Trung-Kien Nguyen, Chung-Hwan Kim, Gook-Ju Ihm, Moon-Su Yang, Sang-Gug Lee, “CMOS Low Noise Amplifier Design Optimization Techniques”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, nº.5, Maio 2004.
- [31] Paolo Rossi, Francesco Svelto, Andrea Mazzanti, Pietro Andreani, “Serendipitous Noise Reduction in Inductively Degenerated CMOS RF LNAs”.
- [32] Andrés Farfán Peláez, *Projecto e Implementação de um Oscilador Monolítico a 2.4GHz em Tecnologia CMOS 0.35um*, Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, 2003.
- [33] Pietro Andreani, Xiaoyan Wang, Luca Vandi, Ali Fard, “A Study of Phase Noise in Colpitts and LC-Tank CMOS Oscillators”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, nº. 5, pp. 1107-1118, Maio 2005.

- [34] Feng-Jung Huang, Kenneth O., “A 0.5um CMOS T/R Switch for 900-MHz Wireless Applications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, nº. 3, Março 2001.
- [35] Zhenbiao Li, Hyun Yoon, Feng-Jung Huang, Kenneth K. O., “5.8-GHz CMOS T/R Switches With High and Low Substrate Resistances in a 0.18um CMOS Process”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, nº. 1, Janeiro 2003.
- [36] Anders Hedberg, *Design of CMOS RF-Switches for a Multi-Band Radio Front-End*, Master Thesis Division of Electronic Devices, 2003.
- [37] Tsuneo Tokumitsu, Ichihiko Toyoda, Masayoshi Aikawa, “Low Voltage, High Power T/R Switch MMIC Using LC Resonators”, *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pp. 27-30, 1993.
- [38] Stacy Ho, “A 450MHz CMOS RF Power Detector”, *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 209-212, Maio 2001.
- [39] Mohamed Ratni, Bernard Huyart, Eric Bergeault, Louis Jallet, “RF Power Detector Using a Silicon MOSFET”, *IEEE MTT-S – Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1139-1142, Junho 1998.
- [40] Suhas Kulhalli, Sumantra Seth, Shih-Tsang Fu, “An Integrated Linear RF Power Detector”, *ISCAS*, vol. 1, pp. 625-628, Maio 2004.
- [41] Tao Zhang, William R. Eisenstadt, Robert M. Fox, “A Novel 5GHz Power Detector”, *ISCAS*, vol. 1, pp. 897-900, Maio 2004.
- [42] José Machado da Silva, António Gabriel Pinho, “Design for Embedded Testing of an LNA”, *Proceedings of the XX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, pp. 209, Novembro 2005.

Anexo A

Rotinas *MatLab* de simulação

Apresentam-se neste anexo os programas e rotinas *MatLab* usadas nas simulações referentes ao cálculo do ponto de compressão do ganho de 1 dB, ponto de intersecção de 3ª ordem, ganho e amplitude dos harmónicos H_2 e H_3 .

A.1 calculo_P1dB_IP3_ganho.m

```
function calculo_P1dB_IP3_ganho(ganho_dB)

format long

Vi=[0.001 0.002 0.003 0.004 0.005 0.006 0.007 0.008 0.009 0.010 0.011 0.012 ...
    0.013 0.014 0.015 0.016 0.017 0.018 0.019 0.020 0.021 0.022 0.023 0.024 ...
    0.025 0.026 0.027 0.028 0.029 0.030 0.031 0.032 0.033 0.034 0.035 0.036];

Vo=[0.001 0.002 0.003 0.004 0.005 0.006 0.007 0.008 0.009 0.010 0.011 0.012 ...
    0.013 0.014 0.015 0.016 0.017 0.018 0.0188 0.0197 0.0205 0.0212 0.0220 0.0227 ...
    0.0235 0.0241 0.0247 0.0253 0.0259 0.0265 0.0270 0.0275 0.0280 0.0284 0.0287 0.0290];

ganho=10^(ganho_dB/20);
Vo=Vo*ganho;

P_in=0.5*Vi.^2;
P_in_dBm=10*log10(P_in/1e-3);
P_out=0.5*Vo.^2;
P_out_dBm=10*log10(P_out/1e-3);

% Obtenção do polinomio de 3ª ordem que melhor aproxima a função
% de transferencia Vin vs Vout do LNA.

[a,s]=polyfit(Vi,Vo,3);

a0=a(4)
a1=a(3)
a2=a(2)
a3=a(1)

Vy=a0+a1.*Vi+a2.*Vi.^2+a3.*Vi.^3;

plot(Vi,Vo,'r-*',Vi,Vy,'b')
grid on
ylabel('Tensao Saida (V)')
xlabel('Tensao Entrada (V)')
pause
```

```

% Representação grafica de P1dB e IP3

num=length(Vi);
Vi_min=Vi(1);
Vi_max=Vi(num);

Vii=(Vi_min:0.00001:3*Vi_max);
aux=length(Vii);

Vy=a0+a1.*Vii+a2.*Vii.^2+a3.*Vii.^3;

Pii_dBm=10*log10(0.5*Vii.^2/1e-3);

Po_linear=0.5*a1.^2.*Vii.^2;
Po_linear_dBm=10*log10(Po_linear/1e-3);

Po_real=0.5*(a1.*Vii+3/4*a3.*Vii.^3).^2;
Po_real_dBm=10*log10(Po_real/1e-3);

Po_intermod=(9/32)*a3.^2.*Vii.^6;
Po_intermod_dBm=10*log10(Po_intermod/1e-3);

plot(Pii_dBm(1:4000),Po_real_dBm(1:4000),'r-',Pii_dBm,Po_linear_dBm,'b-',
      Pii_dBm,Po_intermod_dBm,'g-')
grid on
ylabel('Potencia de saida (dBm)')
xlabel('Potencia de entrada (dBm)')
pause

% Calculo de P1dB e IP3

V_1dB_in=sqrt(abs(((a1/(10^(1/20)))-a1)*(4/(3*a3))));
P_1dB_in=0.5*V_1dB_in.^2;
P_1dB_in=10*log10(P_1dB_in/1e-3)

V_1dB_out=a1.*V_1dB_in+3/4*a3.*V_1dB_in.^3;
P_1dB_out=0.5*V_1dB_out.^2;
P_1dB_out=10*log10(P_1dB_out/1e-3)

ponto_intermodulacao_saida=abs((2*a1^3)/(3*a3));
ponto_intermodulacao_saida_dBm=10*log10(ponto_intermodulacao_saida/1e-3);
IP3_out=ponto_intermodulacao_saida_dBm

ponto_intermodulacao_entrada_tensao=sqrt(ponto_intermodulacao_saida/(0.5*a1^2));
ponto_intermodulacao_entrada_pot=0.5*ponto_intermodulacao_entrada_tensao^2;
ponto_intermodulacao_entrada_dBm=10*log10(ponto_intermodulacao_entrada_pot/1e-3);
IP3_in=ponto_intermodulacao_entrada_dBm

% Calculo do ganho

ganho=a1+(3/4)*a3.*Vi.^2;
ganho_dB=20*log10(ganho)

plot(P_in_dBm,ganho_dB,'r-')
grid on
ylabel('Ganho (dB)')
xlabel('Potencia Entrada (dBm)')

```

A.2 calculo_harmonicos_H2_H3.m

```

function coeficientes_H2_H3(ganho_dB, amp_RF)

% O valor de Vfs deve ser entre 0.001V e 0.036V
Vfs = amp_RF;

```

```

format long

Vi=[0.001 0.002 0.003 0.004 0.005 0.006 0.007 0.008 0.009 0.010 0.011 0.012 ...
    0.013 0.014 0.015 0.016 0.017 0.018 0.019 0.020 0.021 0.022 0.023 0.024 ...
    0.025 0.026 0.027 0.028 0.029 0.030 0.031 0.032 0.033 0.034 0.035 0.036];

Vo=[0.001 0.002 0.003 0.004 0.005 0.006 0.007 0.008 0.009 0.010 0.011 0.012 ...
    0.013 0.014 0.015 0.016 0.017 0.018 0.0188 0.0197 0.0205 0.0212 0.0220 0.0227 ...
    0.0235 0.0241 0.0247 0.0253 0.0259 0.0265 0.0270 0.0275 0.0280 0.0284 0.0287 0.0290];

ganho=10^(ganho_dB/20);
Vo=Vo*ganho;

P_in=0.5*Vi.^2;
P_in_dBm=10*log10(P_in/1e-3);
P_out=0.5*Vo.^2;
P_out_dBm=10*log10(P_out/1e-3);

P = 3;
p = polyfit(Vi, Vo, P)
h = heP2H(p, Vfs, 0);
h
h0=20*log10(abs(h(1)))
h1=20*log10(abs(h(2)))
h2=20*log10(abs(h(3)))
h3=20*log10(abs(h(4)))

h = flipdim(h,1)

for n=2:P
    disp(sprintf('H%02d = %10.6f dBc', n, 20*log10(abs(h(n+1))/abs(h(2)))));
end
disp(' ');

```

A.3 heP2H.m

```

function h = heP2H(p, V, verbose)

if nargin < 3; verbose = 0; end;
if nargin < 2; V = 1; end;

p = flipdim(p, 2)';

P = size(p,1) - 1;

A = heGetA(P, V)
C = heGetC(P)

h = (C * A * p)';

return;

if verbose
    disp('harmonicob obtidos a partir do polinomio');
    for n = 2:P
        disp(sprintf('h%02d = %.2f dB', n, -sign(h(n+1))*20*log10(h(n+1)/h(2))));
    end
end

return;

```

A.4 heGetA.m

```
function A = heGetA(P, V)

A = zeros(P+1, P+1);

for j=1:P+1
    A(j,j) = V^(j-1);
end
```

A.5 heGetC.m

```
function C = heGetC(P)

C = zeros(P+1, P+1);

for i=0:P
    for j=0:P
        if i>j | mod(i+j,2) %isodd(i+j)
            C(i+1,j+1) = 0;
        else
            C(i+1,j+1) = 2^(1-j)*nchoosek(j, (j-i)/2);
        end
    end
end
C(1,:) = C(1,:) / 2;
```