



**Pedro Manuel
Oliveira e Sá**

**Construção de um Amplificador de Potência
usando Transístores GaN**



**Pedro Manuel
Oliveira e Sá**

Construção de um Amplificador de Potência usando Transístores GaN

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

Dedico este trabalho ao meu Avô que infelizmente já partiu.

O júri

Presidente

Prof. Dr. Dinis Gomes de Magalhães dos Santos

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. João Carlos da Palma Goes

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)

Prof. Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral

Professor Auxiliar convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (co-orientador)

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço aos meus Pais e familiares por todo o apoio e encorajamento dados ao longo da minha vida escolar e académica. Sem eles provavelmente não chegaria a esta fase.

Um agradecimento muito especial à minha Mãe que batalhou e me aconselhou no sentido de seguir sempre o melhor caminho. Sempre me ajudou a levantar a cabeça nos momentos menos bons. A ela, muito obrigado por tudo.

À minha namorada, Susana, que nestes últimos anos da minha vida académica foi uma peça fundamental para a minha estabilidade emocional, sendo essencial para que eu chegasse a bom porto. Obrigado por todo o apoio, compreensão e paciência.

A todos os meus colegas e amigos, que me acompanharam ao longo do meu percurso académico, obrigado por todos os momentos de companheirismo e de amizade. Agradeço especialmente ao Gonçalo Martins e ao Ruben Ferreira, pela ajuda e conselhos prestados durante este último ano.

Aos meus amigos de sempre, pelo apoio e compreensão durante a realização do trabalho.

Uma palavra de apreço ao técnico Paulo Gonçalves, pela prestável ajuda na construção do Amplificador.

Ao Dr. Pedro Cabral, meu co-orientador, por ter disponibilizado o modelo para simulação do transistor, bem como por toda ajuda prestada durante as medições.

Um agradecimento especial ao Professor Doutor Nuno Borges de Carvalho, meu orientador, por todo o apoio, compreensão e conhecimentos partilhados fundamentais para a realização do trabalho.

Palavras-chave

Amplificador de Potência, Rádio-Frequência, Nitreto de Gálio

Resumo

Esta tese insere-se na área da Electrónica e Telecomunicações, mais precisamente na área da electrónica de rádio-frequência. Destina-se a projectar e implementar um Amplificador de Potência, a operar na banda do 1GHz, utilizando transístores de Nitreto de Gálio.

A tecnologia dos semicondutores tem sofrido um grande desenvolvimento, devido essencialmente ao aparecimento de novos semicondutores como o Nitreto de Gálio. Este apresenta uma elevada banda proibida e uma elevada mobilidade electrónica. Como resultado, são permitidas tensões de disrupção mais altas, proporcionando maior capacidade de potência de saída, bem como a utilização de frequências de operação mais elevadas.

Assim, espera-se substituir os Amplificadores a Válvulas (TWTAs, Travelling Wave Tube Amplifiers) por Amplificadores de estado sólido, baseados em transístores de Nitreto de Gálio, em particular na indústria das Telecomunicações.

Keywords

Power Amplifier, Radio-Frequency, Gallium Nitride

Abstract

This thesis is framed in the electronics' and telecommunications' area, specifically in the radiofrequency electronics area. It is intended to plan and implement a Power Amplifier, operating in the 1 GHz band, using Gallium Nitride transistors.

The semiconductor's technology has had a great development, essentially due to the appearance of new semiconductors such as Gallium Nitride. The latter presents a high forbidden band and a high electronic mobility. As a result, higher breakdown voltages are allowed, assuring a greater exit power capacity, as well as the use of higher operation frequencies.

Thus, one expects to replace the Tubes Amplifiers (TWTAs, Travelling Wave Tube Amplifiers) by solid state Amplifiers, based on Gallium Nitride transistors, particularly in the Telecommunication's industry.

Índice Geral

Índice Geral	i
Índice de Figuras	iii
Índice de Tabelas	v
Lista de Siglas e Acrónimos	vii
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objectivos	2
1.3 Sumário	2
Capítulo 2 - Tecnologias Emergentes de Semicondutores	5
Capítulo 3 - Amplificador de Potência	9
3.1 Classes de Operação	10
3.1.1 Classe A	12
3.1.2 Classe AB	14
3.1.3 Classe B	15
3.1.4 Classe C	16
3.2 Gráficos de fluxo de sinal	17
3.2.1 Aplicações	21
3.3 Ganho	23
3.4 Estabilidade	25
3.5 Linearidade & Não-Linearidade	28
3.5.1 Distorção de Intermodulação	28
3.5.2 Factores de Mérito	29
3.5.2.1 Ponto de Compressão de 1dB	29
3.5.2.2 Ponto de Intersecção de terceira ordem (IP3)	30
3.6 Redes de Adaptação	30
3.6.1 Adaptação Conjugada	31
3.6.2 Adaptação baseada na recta de carga	31
3.6.3 Adaptação baseada nas curvas Load Pull	32
3.7 Rede de Polarização	32
Capítulo 4 - Projecto & Simulações	35
4.1 Análise DC e Ponto de Polarização	36
4.1.1 Análise DC	36
4.1.2 Ponto de Polarização	38
4.2 Parâmetros S	39
4.3 Desenho das redes de Adaptação de Entrada/Saída	42
4.3.1 Rede de Adaptação de Saída (OMN)	46
4.3.2 Rede de Adaptação de Entrada (IMN)	47
4.4 Desenho do Circuito Final	47
4.4.1 Circuito Ideal	47
4.4.2 Circuito Não Ideal	51
4.4.3 Discussão dos resultados	54
Capítulo 5 - Implementação & Medidas	57
5.1 Parâmetros S	58
5.2 Potência	59
5.3 Discussão dos resultados	65
Capítulo 6 - O Futuro dos Amplificadores de Potência	69
6.1 Operação	69
6.2 Linearidade	71
6.3 Configuração do Circuito	72
Capítulo 7 - Conclusão & Trabalho Futuro	73
7.1 Conclusão	73
7.2 Trabalho Futuro	74

8. Anexos.....	75
Referências	79

Índice de Figuras

Figura 1 - Comparação das frequências de corte dos transístores para as várias tecnologias [1].	6
Figura 2 - Comparação do NF _{min} para as várias tecnologias [1].	6
Figura 3 - Capacidade de densidade de potência de saída para as tecnologias GaN, GaAs e InP [1].	6
Figura 4 - Classes de operação de um AP [5].	11
Figura 5 - Esquema simplificado de um Amplificador RF sintonizado [4].	12
Figura 6 - Curvas características IV do FET e recta de carga [4].	13
Figura 7 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe A.	13
Figura 8 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe AB.	14
Figura 9 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe B.	16
Figura 10 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe C.	17
Figura 11 - Gráfico de fluxo de sinal das equações dos parâmetros S.	18
Figura 12 - Gráfico de fluxo de sinal de uma rede de dois portos.	19
Figura 13 - Gerador de tensão com impedância interna Z _S .	19
Figura 14 - Gráfico de fluxo de sinal de um gerador de tensão.	19
Figura 15 - Impedância de carga.	20
Figura 16 - Gráfico de fluxo de sinal da impedância de carga.	20
Figura 17 - Gráfico de fluxo de sinal de um Amplificador.	20
Figura 18 - Gráfico de fluxo de sinal para o cálculo de Γ_{IN} .	21
Figura 19 - Gráfico de fluxo de sinal para o cálculo de Γ_{OUT} .	22
Figura 20 - Regiões estáveis e instáveis da carta de <i>Smith</i> no plano de Γ_L .	27
Figura 21 - Regiões estáveis e instáveis da carta de <i>Smith</i> no plano de Γ_S .	27
Figura 22 - Distorção de intermodulação devido a um sinal de 2 tons [6].	29
Figura 23 - Ponto de Compressão de 1dB.	29
Figura 24 - Ponto de intersecção de terceira ordem.	30
Figura 25 - Diagrama de blocos simplificado de um Amplificador.	31
Figura 26 - Rede de polarização.	33
Figura 27 - Modelo para simulação do transístor.	35
Figura 28 - Simulação das Curvas IV.	36
Figura 29 - Curvas IV e Recta de Carga.	37
Figura 30 - Rede de polarização e simulação dos parâmetros S.	40
Figura 31 - Gráficos dos Parâmetros S em dB.	41
Figura 32 - Curvas de estabilidade de entrada/saída e factor de estabilidade (K).	41
Figura 33 - Modelo dos elementos extrínsecos do transístor em uso.	42
Figura 34 - Circuito de teste do Z _L .	43
Figura 35 - Resultado da simulação para calcular R _L .	44
Figura 36 - Zona estável no plano de Γ_L .	45
Figura 37 - Zona estável no plano de Γ_S .	46
Figura 38 - Circuito ideal do sistema completo.	48
Figura 39 - Parâmetros S.	49
Figura 40 - Ganho no P _{1dB} .	50
Figura 41 - P _{out} , fundamental e 3º harmónico.	50
Figura 42 - Desenho do circuito final.	51
Figura 43 - Parâmetros S.	52
Figura 44 - Ganho no P _{1dB} .	52
Figura 45 - P _{out} , fundamental e 3º harmónico.	53
Figura 46 - Ganho no P _{1dB} a 2 tons.	53
Figura 47 - Ponto de intersecção de 3ª ordem (IP ₃).	54
Figura 48 - Amplificador implementado.	57
Figura 49 - Circuito para medição de Parâmetros S.	58
Figura 50 - Parâmetros S medidos.	59
Figura 51 - Diagrama de blocos da medição com 1 tom.	60
Figura 52 - Ganho a 1tom.	61
Figura 53 - Pout, fundamental e 3º harmónico.	61
Figura 54 - Diagrama de blocos da medição com 2 tons.	62
Figura 55 - Ganho com 2 tons espaçados por 1MHz.	63

Figura 56 - Pout, fundamentais e produtos de IM3	63
Figura 57 - IP3 para 2 tons espaçados por 1MHz.....	64
Figura 58 - Pout, fundamentais e produtos de IM3 (espaçamento de 100 KHz).....	65
Figura 59 - Diagrama operacional do Amplificador de <i>Doherty</i> [13].	70
Figura 60 - Gráfico da eficiência em função de V_{in} para o Amplificador de <i>Doherty</i> e para o Amplificador classe AB [13].	70
Figura 61 - Esquema do Amplificador de <i>Doherty</i> [13].	72

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Propriedades dos Semicondutores [1].	8
Tabela 2 - Máximos valores suportados.	38
Tabela 3 - Parâmetros S.....	40
Tabela 4 - Tabela resumo dos resultados.....	55
Tabela 5 - Resultados da medição com 1 tom.	60
Tabela 6 - Resultados das medições com 2 tons, espaçados por 1MHz.	62
Tabela 7 - Resultados das medições com 2 tons, espaçados por 100KHz.....	64
Tabela 8 - Tabela resumo dos resultados das medições e das simulações.....	67

Lista de Siglas e Acrónimos

AC	Alternating Current
ADS	Agilent EEsof Advanced Design System
AP	Amplificador de potência
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
dB	Decibel
dBm	dB em relação a 1mW
DC	Direct Current
DUT	Device Under Test
FET	Field-Effect Transistor
GaAs	Arseneto de Gálio
GaN	Nitreto de Gálio
GPS	Global Positioning System
HEMT	High-electron mobility transistor
IIP3	Potência de entrada no IP3
IM3	Intermodulação de 3ª Ordem
IMN	Input Matching Network
IMR	Intermodulation Ratio
IMR1dB	IMR no ponto de compressão de 1dB
InAs	Arseneto de Índio
InP	Fosfato de Índio
InSb	Antimónio de Índio
IP3	3 rd order interception point
IV	Current-Voltage
MESFET	Metal Semiconductor Field-Effect Transistor
MHEMT	Metamorphic high-electron mobility transistor
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexity
OIP3	Potência de saída no IP3
OMN	Output Matching Network
P1dB	Ponto de compressão de 1dB
P3H	Potência do 3º harmónico em relação à Fundamental
PAR	Peak to Average Ratio
pHEMT	Pseudomorphic high-electron mobility transistor
Pi1dB	Potência de entrada no P1dB
Po1dB	Potência de saída no P1dB
RF	Radio Frequência
Si	Silício
SOA	Safe Operation Area
UHF	Ultra High Frequency
WCDMA	Wide-Band Code Division Multiple Access

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Ao longo dos anos tem sido notória uma extraordinária evolução tecnológica em praticamente todas as áreas, nomeadamente ao nível da electrónica e telecomunicações. Esta evolução permite-nos cada vez mais ter um melhor nível de vida, com maior comodidade e simplicidade. O GPS é um exemplo disso, sendo bastante útil quando temos que realizar viagens longas e/ou para destinos desconhecidos, evitando assim perdas de tempo a estudar o percurso nos mapas ou andar perdidos e desorientados. Pode-se mesmo dizer que actualmente, o GPS é um “companheiro” de viagem indispensável para muitas pessoas.

Este trabalho enquadra-se na área de Electrónica e Telecomunicações, mais precisamente na electrónica de rádio-frequência. No entanto, inicialmente, destinava-se à construção de um dispositivo usando transístores de Nitreto de Gálio a operar na banda dos 1GHz, no âmbito da constelação GALILEO. O objectivo seria avaliar o seu desempenho no espaço, tendo para isso o apoio da Agência Espacial Europeia, ESA.

A constelação GALILEO consiste num projecto que permitirá à Europa ter o seu próprio sistema global de navegação por satélite, usando uma constelação de 30 satélites na MEO (*medium earth orbit*). Cada satélite usará a banda C no *uplink* e a banda L no *downlink* para a transmissão dos dados de navegação. No entanto, um requisito crítico é a potência de transmissão no *downlink*, pelo que são necessários SSPAs (*solid state power amplifiers*) de alta eficiência capazes de fornecer mais de 100W de potência RF, [1].

Um transmissor/receptor (*transceiver*) é usualmente construído usando válvulas (*TWTA, Travelling Wave Tube Amplifiers*), para o Amplificador de Potência. O que se pretende é que com a nova tecnologia de transístores de Nitreto de Gálio, seja possível substituir os *TWTAs* por *SSPAs*, melhorando o desempenho dos *transceivers*.

Os *SSPAs* têm limitações ao nível da potência, pelo que nos satélites se tem vindo a

usar *TWTAs*. Contudo, estes têm tempos médios de vida relativamente baixos, sendo por isso necessário algum grau de redundância, tornando-se imprescindível disponibilizar um número adicional de dispositivos de reserva para que, no caso de algum falhar, seja prontamente substituído.

As principais características do Nitreto de Gálio são a sua elevada banda proibida e uma elevada mobilidade electrónica. Deste modo, a elevada banda proibida permite tensões de disrupção mais elevadas e conseqüentemente maior capacidade de potência de saída. A grande mobilidade electrónica permite o uso de frequência de utilização mais elevadas, [1].

Assim, esta tecnologia de Nitreto de Gálio é bastante promissora, no sentido de se conseguir substituir os *TWTAs* por Amplificadores do estado sólido.

1.2 Objectivos

Por motivos que nos são alheios, a aprovação da proposta inicial ainda não foi dada por parte da Agência Espacial Europeia, pelo que se decidiu projectar e implementar um Amplificador de Potência classe A baseado em transístores de Nitreto de Gálio a operar na banda do 1GHz. Assim, o objectivo principal é a construção do Amplificador e a avaliação do seu desempenho com transístores de Nitreto de Gálio.

No sentido de se alcançar o principal objectivo do trabalho, este foi dividido nas seguintes etapas:

- Estudo e familiarização com a Electrónica de Rádio-Frequência;
- Familiarização com o simulador a utilizar, ADS;
- Projecto de um Amplificador de Potência em classe A;
- Construção e teste do Amplificador.

1.3 Sumário

No sentido de se atingirem os objectivos previamente descritos, esta tese está organizada da seguinte forma:

Capítulo 1- É feito o enquadramento do trabalho com uma pequena introdução, são descritos os objectivos a atingir e é apresentado um breve sumário relativamente ao assunto de cada capítulo.

Capítulo 2- Fornece uma visão geral do estado actual da tecnologia dos semicondutores, indicando alguns benefícios para dispositivos usados no espaço.

Capítulo 3- É essencialmente um capítulo teórico, expondo parte da teoria que foi estudada para projectar o Amplificador de Potência classe A. Pontos como redes de adaptação, redes de polarização, classes de operação, ganho, estabilidade..., são abordados neste capítulo.

Capítulo 4- Descreve todos os passos seguidos no projecto do Amplificador, bem como todas as simulações efectuadas, finalizando com a discussão dos resultados obtidos nas simulações.

Capítulo 5- Apresenta o Amplificador implementado e todas as medidas efectuadas, finalizando com a discussão dos resultados obtidos nas medições.

Capítulo 6- É feita uma breve introdução àqueles que podem vir a ser os Amplificadores do futuro: o Amplificador de *Doherty*.

Capítulo 7- Apresenta a conclusão do trabalho, bem como uma sugestão de trabalho futuro.

Capítulo 2

Tecnologias Emergentes de Semicondutores

Neste capítulo é feita uma breve descrição das tecnologias emergentes ao nível dos semicondutores.

Com o avanço na tecnologia dos semicondutores é possível obter benefícios na performance dos sistemas microondas e ondas milimétricas.

Os Amplificadores de Potência e de baixo ruído têm sido tradicionalmente dominados por semicondutores III-V (GaAs, InP). Contudo, novos materiais tais como InSb e GaN estão a emergir, tendo potencial para produzir um impacto significativo em algumas áreas específicas. Para além disto, avanços nas tecnologias SiGe bipolar e RF CMOS começam a competir com GaAs até aos 40 GHz, devido a reduções no tamanho característico dos dispositivos, [1].

Para ilustrar esta evolução nas tecnologias dos semicondutores, são apresentados resultados publicados, nomeadamente da frequência de corte, figura de ruído e da densidade de potência de saída das diferentes tecnologias emergentes de transístores, [1]. As figuras 1, 2 e 3 apresentam os resultados.

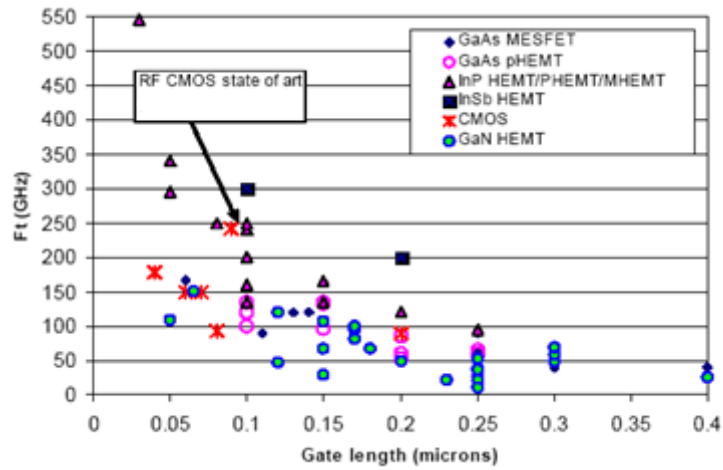


Figura 1 - Comparação das frequências de corte dos transistores para as várias tecnologias [1].

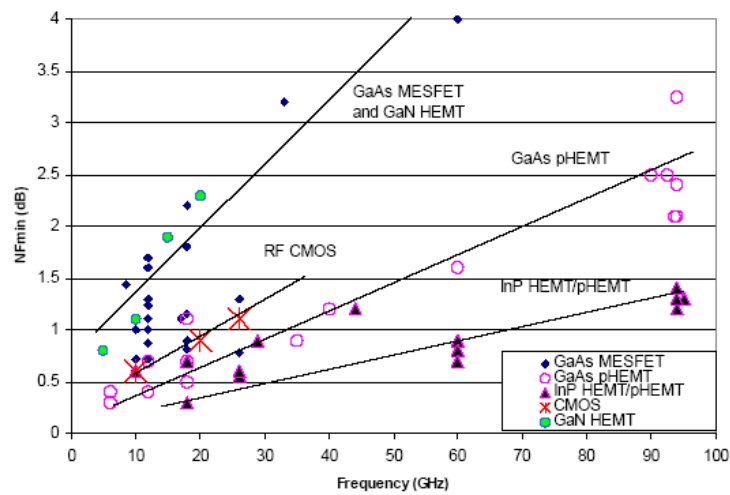


Figura 2 - Comparação do NF_{min} para as várias tecnologias [1].

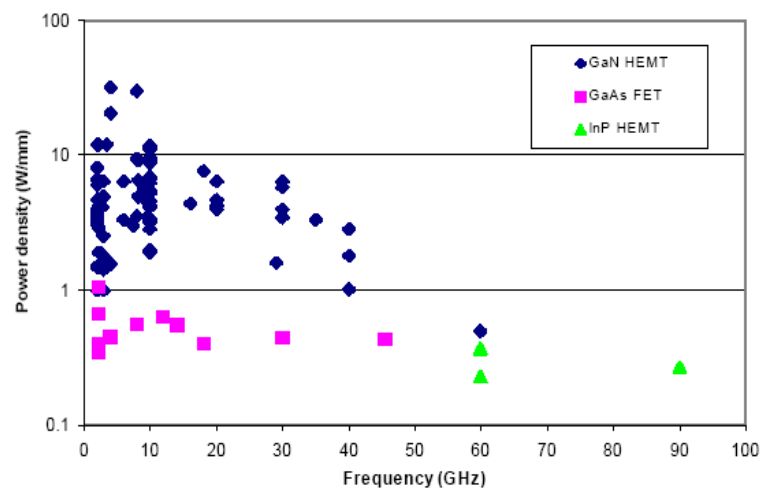


Figura 3 - Capacidade de densidade de potência de saída para as tecnologias GaN, GaAs e InP [1].

Os transístores de UHF são normalmente concebidos usando tecnologias InP pHEMT ou MHEMT [2] pois proporcionam um excelente factor de ruído (figura 2) e performance de ganho. Contudo para comprimentos de *gate* abaixo dos 70nm, existem alguns limites de fabrico, sendo por isso necessário mudar para materiais de performance mais elevada com vista a alargar a frequência de operação. Assim, o InSb é uma grande promessa como uma tecnologia de muito baixo consumo de potência e ultra rápida, uma vez que os valores da mobilidade de electrões e velocidade de saturação são mais altos do que qualquer outro semiconductor conhecido. A figura 1 mostra que para um mesmo comprimento de *gate*, a frequência de operação do InSb é capaz de exceder a do InP. A performance do factor de ruído não foi ainda reportada, sendo contudo passível de ser comparada com a performance do InP (figura 2), [1].

O Nitreto de Gálio, GaN, apresenta uma banda de energia proibida muito maior que o Si ou o GaAs. Assim, dispositivos com larga banda proibida permitem a realização de Amplificadores de Potência de microondas com uma capacidade de potência de saída uma ordem de grandeza maior do que com GaAs (figura 3). Sendo considerados dispositivos *rad-hard* (*radiation hard*), têm a capacidade de operar a altas temperaturas, [1].

Os potenciais benefícios para os sistemas espaciais são protecções menos exigentes, sistemas de arrefecimento de tamanho reduzido e o aumento da longevidade em ambientes severos. Uma maior densidade de potência de saída também permite a realização de módulos de potência mais pequenos quando comparados com os que usam os transístores de GaAs, [1].

Através da figura 2, verifica-se que o mínimo factor de ruído para HEMTs de GaN é equiparável ao dos MESFETs de GaAs.

O estado da arte do RF CMOS tem uma frequência de corte próxima dos 250 GHz e um comprimento de *gate* próximo dos 0.1 μ (figura 1), [3].

Para finalizar, são apresentadas na tabela 1 as propriedades dos semicondutores mais comuns.

	Si	GaN	GaAs	In _{0.53} Ga _{0.47} As	InAs	InSb
Mobilidade dos electrões $\times 10^3(\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1})$	0.6	1.6	4.5	8	16	30
Velocidade dos electrões (10^7 cm/s)	1.0 (sat)	2.4 (sat)	2.0 (sat)	2.7 (pico)	4.0 (pico)	5.0 (pico)
Banda proibida (eV)	1.1	3.4	1.43	0.72	0.36	0.18
Campo de disrupção (MV/cm)	0.6	3.5	0.6	0.4	0.1	0.01

Tabela 1 - Propriedades dos Semicondutores [1].

Capítulo 3

Amplificador de Potência

Os principais objectivos a atingir quando se pretende um Amplificador para pequenos sinais são: o ganho, ruído e linearidade. Ao contrário do que acontece para estes, os Amplificadores de Potência são projectados tendo em vista atingir a máxima potência de saída e eficiência. Sendo um dispositivo que converte a energia disponível numa fonte de potência (alimentação DC) em energia de sinal, o seu mérito deve ser medido em termos de potência de sinal adicionada, $P_a = P_{out} - P_{in}$, e não através do ganho, $G_p = P_{out}/P_{in}$ [4].

Podem-se distinguir dois tipos de potência, a potência disponível pela fonte e a potência que é transferida para a carga. A primeira é a potência máxima que a fonte é capaz de fornecer e é obtida quando estamos perante uma adaptação conjugada na entrada, isto é, quando $Z_{in} = Z_s^*$ em que Z_{in} é a impedância de entrada do transístor e Z_s^* é o conjugado da impedância da fonte.

Assim, definindo como potência *available* (P_{av}) a potência disponível pela fonte, tem-se que a expressão desta em função da frequência é dada por:

$$P_{av} = \frac{1}{8} \frac{|V_s(W)|^2}{RE\{Z_s(W)\}} \quad (3.1)$$

Em que $V_s(W)$ é a tensão de pico na entrada e $RE\{Z_s(W)\}$ é a parte real da impedância da fonte.

A potência transferida para a carga (P_L) é dada por:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|V_L(W)|^2}{RE\{Z_L(W)\}} \quad (3.2)$$

Em que $V_L(W)$ é a tensão de pico na carga e $RE\{Z_L(W)\}$ é a parte real da impedância de carga.

Outra propriedade importante dos amplificadores de potência é a eficiência, pois é o que quantifica a percentagem da potência DC que é convertida em potência RF. Usualmente esta propriedade é referida como *conversion efficiency* ou *drain efficiency* e é expressa por [4]:

$$\eta \equiv \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (3.3)$$

Em que $P_{out} = \frac{1}{2}V_{dc}I_1$ e representa a potência de saída fundamental no ponto de compressão de 1dB. P_{dc} é a potência DC que é consumida e é dada por $P_{dc} = V_{dc}I_{dc}$.

No entanto quando o ganho é tão baixo que P_{in} representa uma parte substancial de P_{out} , a eficiência é substituída por PAE (*Power added efficiency*) [4].

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \quad (3.4)$$

Através da fórmula é possível verificar que, ao contrário da eficiência, o PAE contabiliza também a potência do sinal de entrada.

3.1 Classes de Operação

A escolha do ponto de polarização ou ponto quiescente é uma parte muito importante no desenho de um Amplificador de Potência, pois define a classe de operação em que vai funcionar e por conseguinte a sua performance. Se é pretendido um Amplificador com uma maior linearidade, então o ângulo de condução deve ser grande, isto é, o transistor conduz durante a maior parte ou totalidade do sinal aplicado à entrada. Contudo, se o Amplificador é desenhado para linearidade perde-se eficiência, ou seja, menos potência disponível pela fonte (P_{av}) é entregue à carga, sendo dissipada na forma de calor. Diminuindo o ângulo de condução obtém-se mais eficiência, mas logicamente perde-se linearidade. O ideal seria arranjar um compromisso entre eficiência e linearidade, ou seja, já que não se pode ter ambas, desenhar o amplificador de modo a ser razoável nas

duas características. No entanto, é um bocado relativo, pois esta escolha depende do tipo de aplicação para a qual se pretende o Amplificador.

A classe de operação do AP depende do ângulo de condução, podendo este ser alterado conforme a tensão de polarização da *gate* e do dreno escolhidas. A figura 4 ilustra as diferentes classes de operação.

Outro facto importante é que a escolha do ponto de polarização é limitada pela região que garante que o transistor não é danificado pela dissipação de calor.

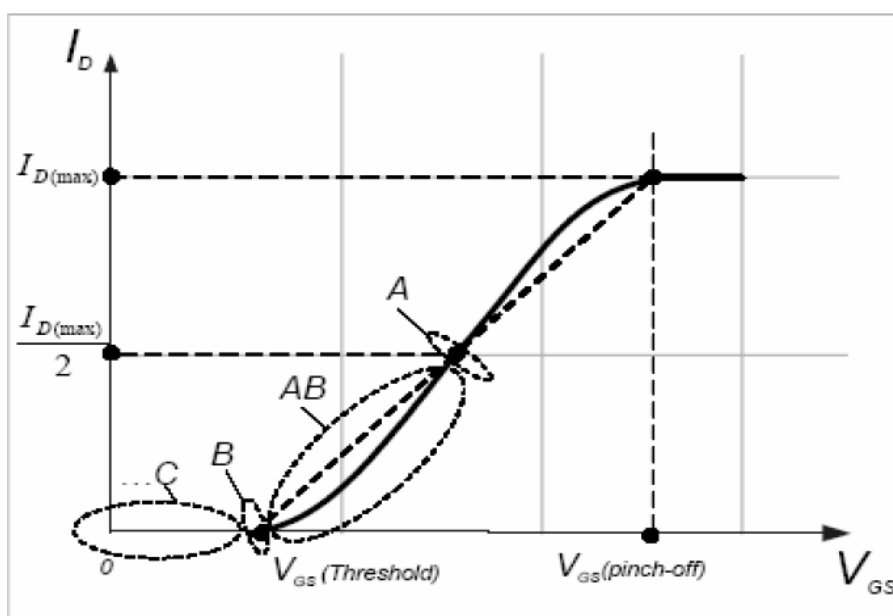


Figura 4 - Classes de operação de um AP [5].

Para explicar as diferentes classes de operação, assume-se como Amplificador RF ideal o da figura 5. O circuito é constituído por um FET, uma fonte de excitação, fontes de polarização da *gate* e do dreno assim como os seus circuitos de polarização, um circuito sintonizado (LC paralelo) e uma carga, R_L .

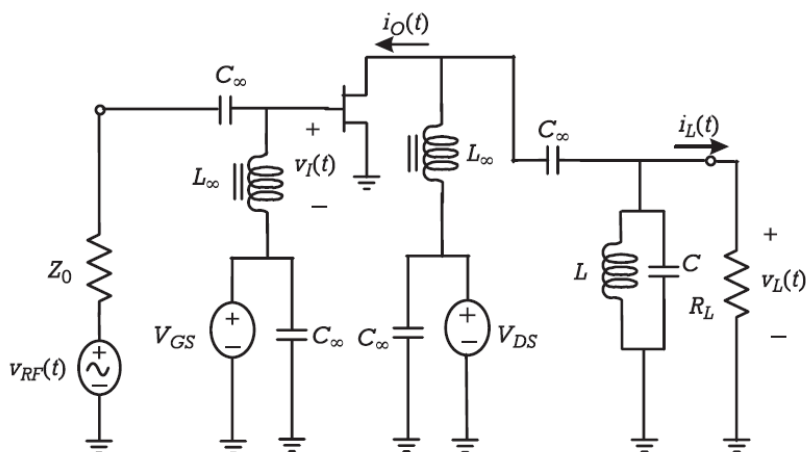


Figura 5 - Esquema simplificado de um Amplificador RF sintonizado [4].

3.1.1 Classe A

Ao aplicar-se uma excitação sinusoidal na *gate* $V_I(t)$ é gerada uma componente de corrente RF no dreno, $\Delta I_o(t)$. Se o circuito sintonizado for ressonante à frequência fundamental, a corrente passa toda pela carga. Sabendo que a componente RF de tensão de dreno, $\Delta V_o(t)$, é igual à queda de tensão em R_L :

$$V_L(t) = \Delta V_o(t) = -\Delta I_o(t)R_L \quad (3.1.1.1)$$

A figura 6 ilustra as curvas características IV do FET, bem como a recta de carga e o ponto de polarização (V_{DC} , I_{DC}). Por comodidade, a tensão de joelho V_k vai ser inicialmente considerada zero. Contudo, mais à frente, irá ser incluída nos cálculos.

Num AP pretende-se maximizar a potência entregue à carga. Isto acontece quando $V_L(t)$ e $I_L(t) = -\Delta I_o(t)$ atingem as suas excursões máximas. Estas ocorrem quando $|V_L(t)| = V_{DC}$ e $|I_L(t)| = I_{DC}$ [6]. Considerando V_k zero, $R_L = \frac{V_{BR}}{I_{Max}} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}}$, é o inverso do declive da recta de carga e quando toma este valor, ocorrem as excursões máximas de sinal. Logo, a tensão no dreno varia de zero até $V_{BR} = 2V_{DC}$, onde V_{BR} é a tensão máxima e a corrente varia de zero até $I_{Max} = 2I_{DC}$. As formas de onda de tensão e de corrente de um AP a funcionar em Classe A estão representadas na figura 7.

Assim, a potência de saída é:

$$P_L = \frac{1}{2} |V_L(t)| |I_L(t)| = \frac{1}{2} V_{DC} I_{DC} = \frac{1}{8} V_{Max} I_{Max} \quad (3.1.1.2)$$

E a eficiência, neste caso vem dada por:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.5 V_{DC} I_{DC}}{V_{DC} I_{DC}} = 50\%$$

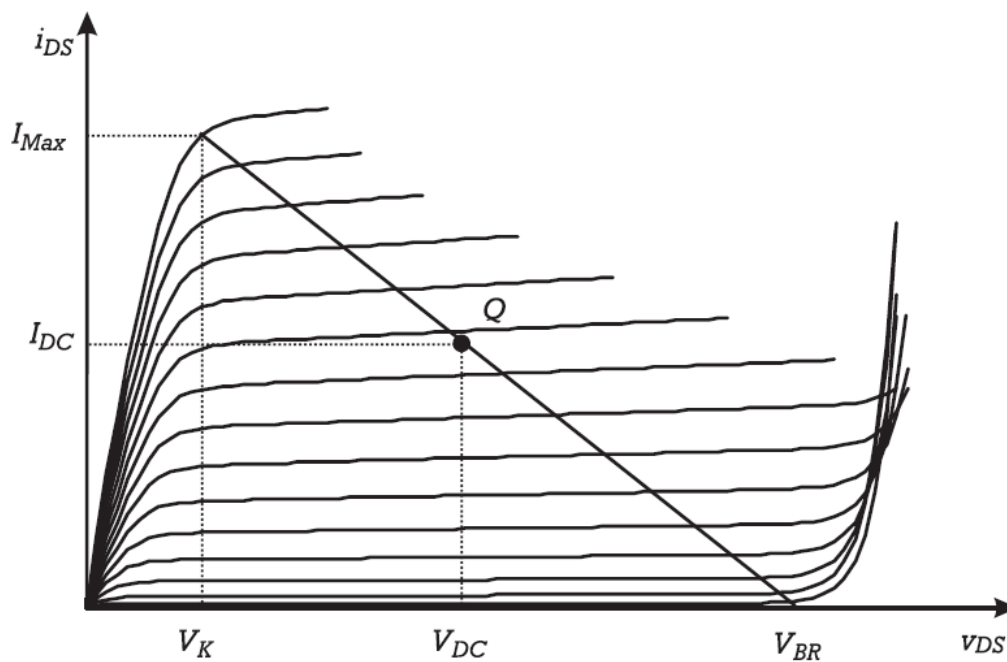


Figura 6 - Curvas características IV do FET e recta de carga [4].

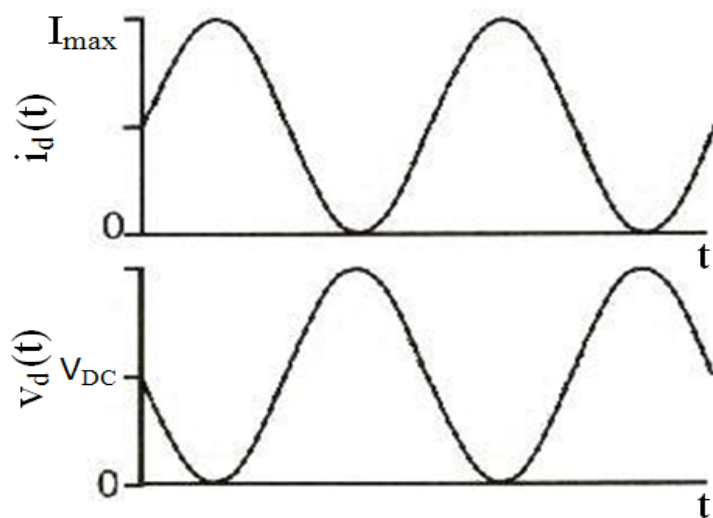


Figura 7 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe A.

Um Amplificador a operar desta forma esta a operar em classe A tendo um ângulo de condução igual a 2π . Como a sua eficiência é no máximo de 50%, quer dizer que dissipa tanta potência na forma de calor como aquela que transfere para a carga.

A sua baixa eficiência e o facto de em repouso dissipar mais potência do que quando excitado por um sinal RF, constituem duas características indesejadas.

3.1.2 Classe AB

Para ângulos de condução entre π e 2π estamos perante um amplificador a operar em classe AB. De facto, a redução do ângulo de condução leva a que não haja condução durante todo o período da onda de tensão da entrada, ou seja, ocorre o *clipping* da corrente. No entanto, há o inconveniente de gerar harmónicos e, por conseguinte, efeitos não lineares. Esta diminuição do ângulo de condução é conseguida baixando a tensão de *gate*.

Os amplificadores em classe AB são geralmente uma boa escolha, pois revelam um compromisso entre linearidade e eficiência, isto é, são mais lineares que os classe B e mais eficientes relativamente aos classe A.

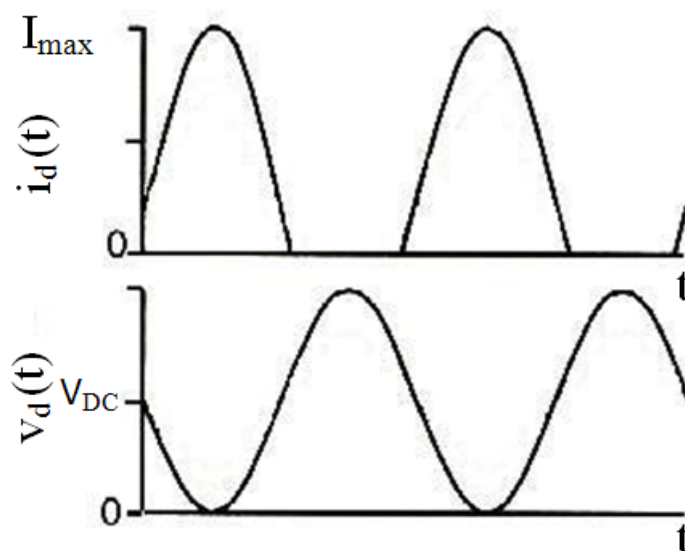


Figura 8 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe AB.

3.1.3 Classe B

A tensão de *gate* de um amplificador ideal a operar em Classe B é ajustada para a tensão de *threshold* do FET, V_t . Consequentemente, isto vai implicar que este não conduza quando está em repouso (ponto de polarização). Assim não é dissipada nenhuma potência na ausência de excitação, que era uma das desvantagens do amplificador a operar em Classe A.

O ponto de polarização no eixo da tensão do gráfico das curvas IV do FET (figura 6), é VDC. No entanto neste caso não é possível desenhar uma verdadeira recta de carga, porque quando o amplificador está polarizado em Classe B existem componentes harmónicos da corrente de dreno que não circulam pela carga, logo a equação 3.1.1.1 não é válida [6].

Durante o meio ciclo positivo da tensão de entrada $V_G(t) > V_t$, o FET conduz; durante o meio ciclo negativo $V_G(t) < V_t$, não há condução. Consequentemente, a corrente no dreno é um *train* de impulsos com a forma de onda de meio coseno, sendo por isso a corrente “clipada” provocando os harmónicos da corrente. A componente DC da corrente de dreno é a média do meio coseno, pela análise de Fourier $I_{DC} = I_{max}/\pi$ [6] e a potência DC do amplificador é:

$$P_{DC} = V_{DC} \frac{I_{max}}{\pi} \quad (3.1.3.1)$$

O circuito sintonizado apenas permite a passagem das componentes fundamental e DC da tensão de dreno, pelo que a parte AC da tensão de dreno é igual a $V_L(t)$ e é uma sinusóide continua. A componente fundamental da corrente de dreno é a única que passa pela carga, logo a potência entregue a esta é:

$$P_L = \frac{1}{2} I_1 |V_L(t)| \quad (3.1.3.2)$$

Onde $I_1 = |I_L(t)|$ é a amplitude da componente fundamental da corrente de dreno, $|V_L(t)| = V_{DC}$ e pela análise de Fourier $I_1 = I_{max}/2$ [6]. Então:

$$P_L = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} I_{max} \right) V_{DC} \quad (3.1.3.3)$$

e a eficiência é:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (3.1.3.4)$$

Idealmente um amplificador em classe B tem uma eficiência máxima de 78.5%, que é muito melhor do que os 50% conseguidos na classe A e o seu ângulo de condução é π . Esta melhoria deve-se ao facto de só haver condução durante meio ciclo da onda de entrada. Verifica-se também que quando o FET está off não há dissipação de potência, ao contrário do que acontece com a classe A.

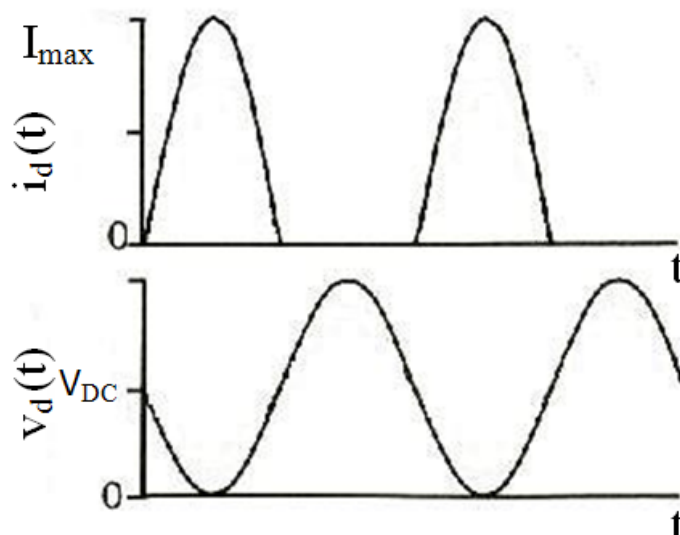


Figura 9 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe B.

3.1.4 Classe C

Quando o ângulo de condução é menor que π estamos perante um amplificador polarizado em classe C. A corrente de dreno é composta por impulsos de curta duração aumentando substancialmente a eficiência. Esta terá um valor máximo de 100% quando o ângulo de condução se aproximar de zero. Contudo, quando estamos perante esta situação surge um problema, pois quando o ângulo de condução tende para zero e a eficiência tende para o seu valor máximo, a potência de saída vai se aproximar de zero. Por outro lado,

quando o transistor está polarizado para além do seu ponto de corte, verifica-se uma diminuição no ganho, pelo que se deve aumentar o *drive* de potência na entrada. Outro inconveniente no uso da classe C é que é extremamente não linear, devido ao facto do transistor conduzir durante curtos períodos de tempo.

Estas são apenas algumas razões desencorajadoras do uso de AP's em classe C.

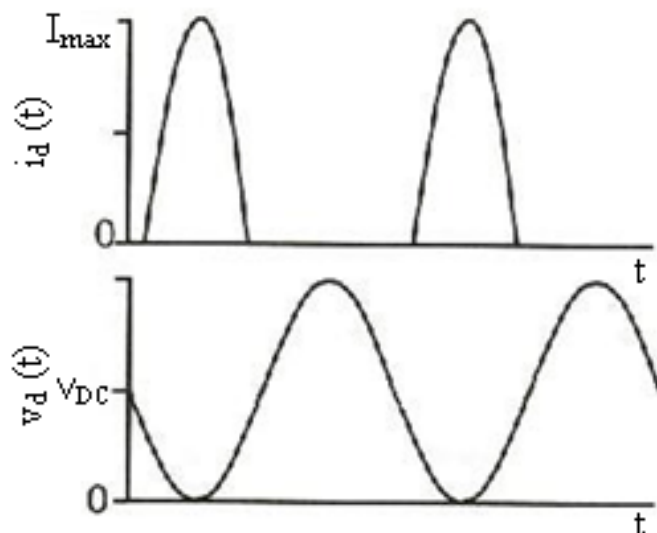


Figura 10 - Exemplo das formas de onda da corrente e da tensão Classe C.

3.2 Gráficos de fluxo de sinal

Os gráficos de fluxo de sinal constituem uma técnica auxiliar para representar e analisar a transmissão e reflexão das ondas num Amplificador. Depois de obtido o gráfico de fluxo de sinal, é possível retirar relações entre variáveis utilizando a regra de Mason ou através da sua análise. Sendo a sua análise, por vezes, um método mais trabalhoso podendo conduzir a grandes expressões e que muitas vezes não conduzem a resultado algum, tal a complexidade das equações a desenvolver.

É uma técnica que permite obter facilmente expressões de ganhos de potência e de tensão dos Amplificadores.

Existem, contudo, determinadas regras a seguir na construção de um gráfico de fluxo de sinal [7]:

- Cada variável é representada por um nó;
- Os parâmetros S e os coeficientes de reflexão são representados por ramos;

- Os ramos incidem nos nós das variáveis dependentes e partem dos nós das variáveis independentes. As ondas incidentes são as variáveis independentes e as ondas reflectidas as dependentes;

- Um nó é igual à soma dos ramos que em si incidem.

A figura 11 representa o gráfico de fluxo de sinal dos parâmetros S de uma rede de dois portos.

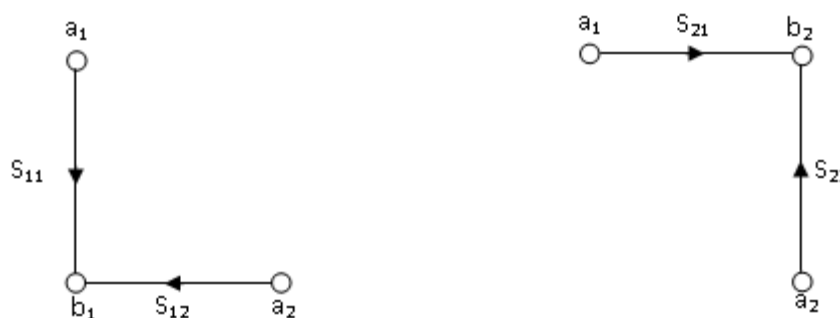


Figura 11 - Gráfico de fluxo de sinal das equações dos parâmetros S.

Verifica-se que a_1 e a_2 são as variáveis independentes e b_1 e b_2 as dependentes. Assim da análise do gráfico retira-se:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

que são as já conhecidas equações de parâmetros S de uma rede de dois portos.

A figura 12 ilustra o gráfico de fluxo de sinal representativo da relação entre as ondas que se propagam numa rede de dois portos.

A onda incidente a_1 no porto 1 é parcialmente transmitida ($S_{21}a_1$), tornando-se parte de b_2 e é parcialmente reflectida ($S_{11}a_1$), tornando-se parte de b_1 . A mesma análise pode ser feita em relação à onda incidente a_2 no porto 2.

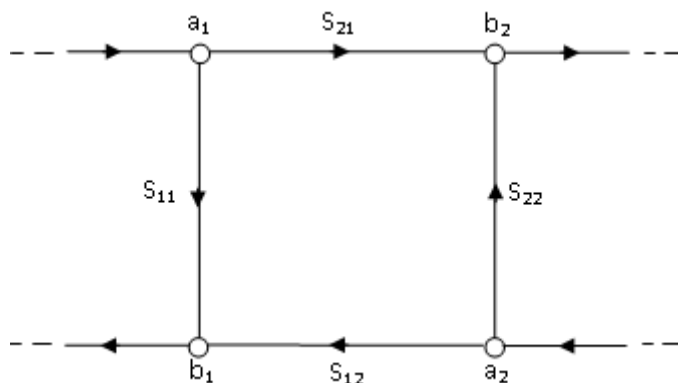


Figura 12 - Gráfico de fluxo de sinal de uma rede de dois portos.

No sentido de se obter o gráfico de fluxo de sinal de um Amplificador, é previamente necessário obter os gráficos de fluxo de sinal de um gerador de tensão com uma impedância interna e da impedância de carga.

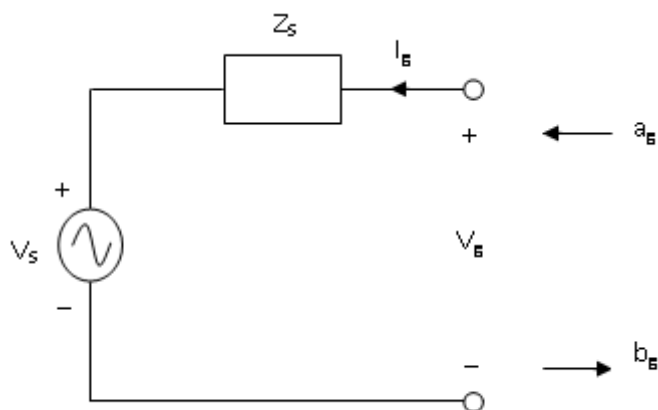


Figura 13 - Gerador de tensão com impedância interna Z_S .

v

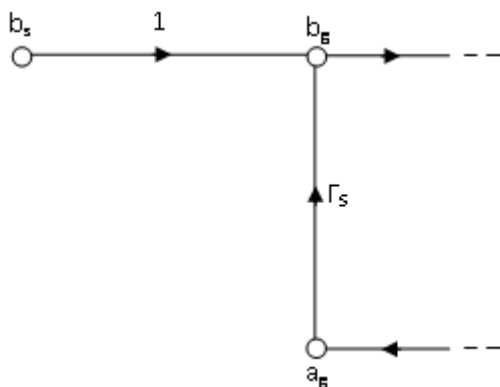


Figura 14 - Gráfico de fluxo de sinal de um gerador de tensão.

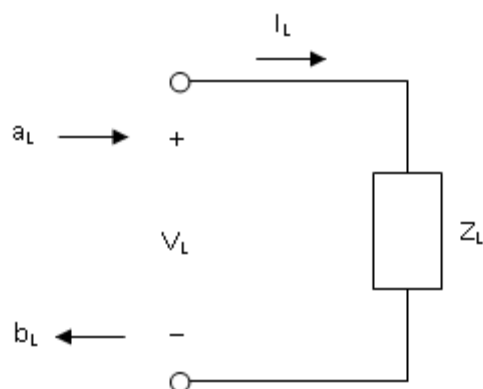


Figura 15 - Impedância de carga.

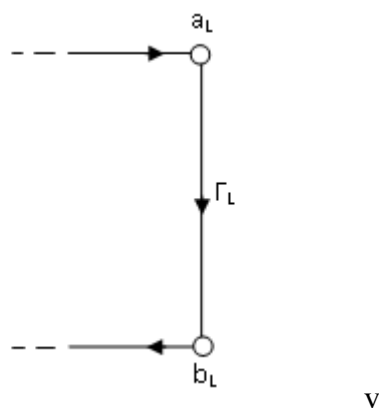


Figura 16 - Gráfico de fluxo de sinal da impedância de carga.

Todos os passos necessários para se chegar ao gráfico de fluxo de sinal de um Amplificador, estão explicados detalhadamente em [7]. Assim, combinando o gráfico de fluxo de sinal da figura 12 com os gráficos do gerador de tensão e da impedância de carga, obtém-se o gráfico de fluxo de sinal do Amplificador ilustrado na figura 17.

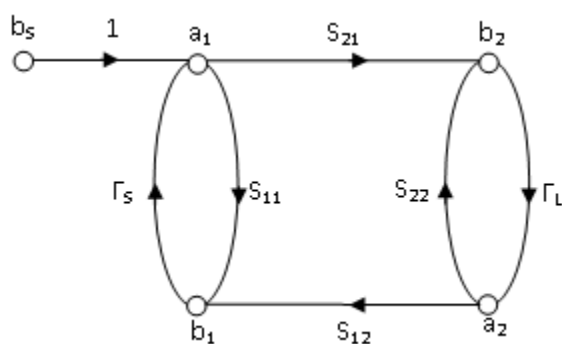


Figura 17 - Gráfico de fluxo de sinal de um Amplificador.

Note-se que os nós b_g , a_g , b_L e a_L são idênticos a a_1 , b_1 , a_2 e b_2 . Γ_S e Γ_L representam os coeficientes de reflexão no gerador de tensão e na carga, respectivamente.

3.2.1 Aplicações

Os gráficos de fluxo de sinal podem ser utilizados para calcular o coeficiente de reflexão da entrada, Γ_{IN} , quando uma carga está conectada na saída de uma rede de dois portos.

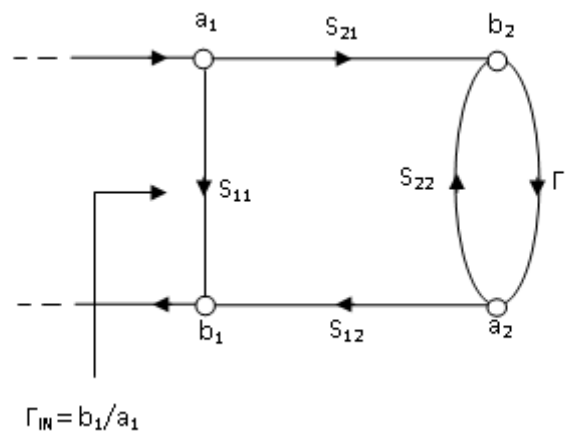


Figura 18 - Gráfico de fluxo de sinal para o cálculo de Γ_{IN} .

O coeficiente de reflexão de entrada é definido como:

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1}$$

Analisando o gráfico verifica-se que:

$$a_2 = \Gamma_L b_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

Combinando estas duas equações obtém-se:

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = s_{11} + \frac{s_{12} s_{21} \Gamma_L}{1 - s_{22} \Gamma_L} \quad (3.2.1.1)$$

Verifica-se que $\Gamma_{IN} = S_{11}$ em duas situações distintas: a primeira é quando $\Gamma_L = 0$, a segunda é quando $S_{12} = 0$, querendo isto dizer que não existe transmissão da saída para a entrada. Nesta situação o dispositivo diz-se unilateral.

Da mesma maneira, através do gráfico de fluxo de sinal da figura 19 é possível calcular o coeficiente de reflexão da saída $\Gamma_{OUT} = b_2/a_2$ quando $b_s = 0$.

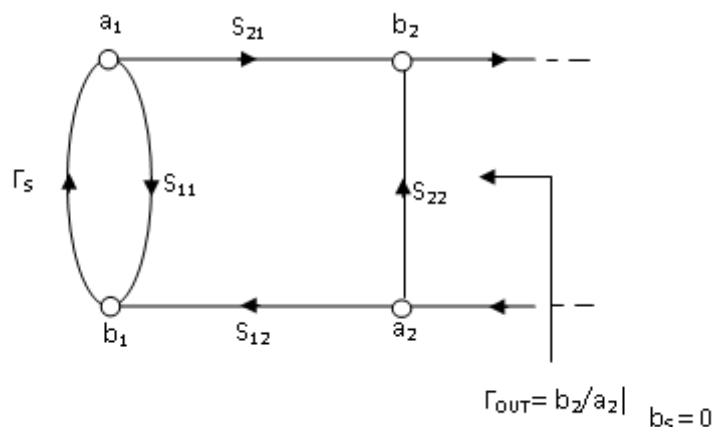


Figura 19 - Gráfico de fluxo de sinal para o cálculo de Γ_{OUT} .

A expressão para Γ_{OUT} é então:

$$\Gamma_{OUT} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (3.2.1.2)$$

Os gráficos de fluxo de sinal podem também ser usados no cálculo do ganho de potência e de tensão.

A derivação das fórmulas encontra-se explicada detalhadamente em [7].

Nomeadamente o ganho de potência de transdução, G_T , é dado por [7]:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.2.1.3)$$

ou

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3.2.1.4)$$

3.3 Ganho

O ganho relevante para os amplificadores RF é o ganho de potência, pois neste caso o objectivo principal é a emissão de potência. Logo, os ganhos de tensão e de corrente têm pouco interesse.

Existem vários tipos de ganho em potência que podem ser definidos:

- Ganho de Transdução

É o mais representativo dos amplificadores RF e é definido como já foi indicado em (3.2.1.3):

$$G_T = \frac{\text{Potência entregue à carga } (P_L)}{\text{Potência disponível na fonte } (P_{AVS})}$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3.3.1)$$

- Ganho Disponível

Obtém-se nas condições mais favoráveis de adaptação, ou seja, quando $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ e $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$.

$$G_A = \frac{\text{Potência disponível à saída do Amplificador } (P_{AVL})}{\text{Potência disponível na fonte } (P_{AVS})}$$

$$G_A = \frac{P_{AVL}}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{OUT}|^2} \quad (3.3.2)$$

- Ganho de Potência

Contabiliza a desadaptação à saída, mas supõe adaptação à entrada.

$$G_P = \frac{\text{Potência entregue à carga } (P_L)}{\text{Potência fornecida pela fonte } (P_{IN})}$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{1}{|1-\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.3.3)$$

Se o S_{12} for zero, pode ainda definir-se o ganho de transdução unilateral. Nestas condições $\Gamma_{IN} = S_{11}$, $\Gamma_{OUT} = S_{22}$ e o ganho de transdução unilateral é dado por:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.3.4)$$

O primeiro termo da equação depende de S_{11} e do coeficiente de reflexão na fonte. O segundo termo, $|S_{21}|^2$, depende apenas de S_{21} . O terceiro termo depende de S_{22} e do coeficiente de reflexão na carga. Assim, pode-se pensar na equação (3.3.4) como sendo composta por três termos de ganhos independentes. Consequentemente, pode ser escrita na forma [7]:

$$G_{TU} = G_S G_O G_L \quad (3.3.5)$$

Onde:

$$G_S = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (3.3.6)$$

$$G_O = |S_{21}|^2 \quad (3.3.7)$$

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.3.8)$$

e o Amplificador pode ser constituído por três blocos de ganho. Onde G_S e G_L representam o ganho ou a perda provocada pela adaptação ou desadaptação dos circuitos da entrada ou saída, respectivamente. O termo G_O está relacionado com o próprio dispositivo [7].

É possível obter o ganho de transdução unilateral máximo. Para isso é necessário que $\Gamma_S = S_{11}^*$ e $\Gamma_L = S_{22}^*$, ou seja estarmos perante uma adaptação conjugada e o ganho de transdução unilateral máximo é dado por:

$$G_{TU,máx} = \frac{1}{|1-S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-S_{22}|^2} \quad (3.3.9)$$

3.4 Estabilidade

A estabilidade é uma propriedade bastante importante no desenho de um amplificador, pois a oscilação é um efeito que é indesejado. Os parâmetros S, as redes de adaptação e as terminações podem determinar a estabilidade.

Numa rede de dois portos as oscilações são possíveis sempre que a entrada ou a saída apresentem resistência negativa. Usualmente ocorre quando $|\Gamma_{IN}| > 1$ ou $|\Gamma_{OUT}| > 1$, o que para um dispositivo unilateral ocorre quando $|S_{11}| > 1$ ou $|S_{22}| > 1$.

Uma rede de dois portos é incondicionalmente instável se as partes reais de Z_{IN} e Z_{OUT} forem maiores que zero para todos os possíveis valores da impedância de carga e de fonte. Se um dispositivo não for incondicionalmente estável, é potencialmente instável, isto é, pode existir uma impedância de carga ou fonte que tornem o dispositivo instável.

Em termos dos coeficientes de reflexão, as condições para a estabilidade incondicional são [7]:

$$|\Gamma_{IN}| < 1 \quad (3.4.1)$$

$$|\Gamma_{OUT}| < 1 \quad (3.4.2)$$

$$|\Gamma_{IN}| = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} < 1 \quad (3.4.3)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} < 1 \quad (3.4.4)$$

Manipulando estas equações obtém-se que a estabilidade incondicional pode ser verificada por [8]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.4.5)$$

e

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (3.4.6)$$

Estes dois valores associados a $|S_{11}| < 1$ e $|S_{22}| < 1$ chama-se factor de *Stern* [9].

A estabilidade pode também ser analisada graficamente através da carta de *Smith*.

Resolvendo as equações (3.4.3) e (3.4.4) verifica-se que os resultados obtidos representam um círculo na carta de *Smith*. Sendo os valores do raio e do centro dados por: [7]

- Valores de Γ_L para os quais $|\Gamma_{IN}| = 1$

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.4.7)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.4.8)$$

- Valores de Γ_S para os quais $|\Gamma_{OUT}| = 1$

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.4.9)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.4.10)$$

Quem define a zona estável do círculo é $|S_{11}|$ ou $|S_{22}|$ dependendo se está a tratar-se da saída ou da entrada, respectivamente. Uma análise detalhada desta situação encontra-se

em [7]. Assim, no plano de Γ_L , se o módulo de $S_{11} > 1$ a zona estável é dentro do círculo de estabilidade. No caso contrário é fora do círculo de estabilidade e obviamente dentro da carta de *Smith*. No plano de Γ_S , a análise é semelhante, mas considerando $|S_{22}|$.

A figura 20 ilustra a primeira situação e a figura 21 a segunda.

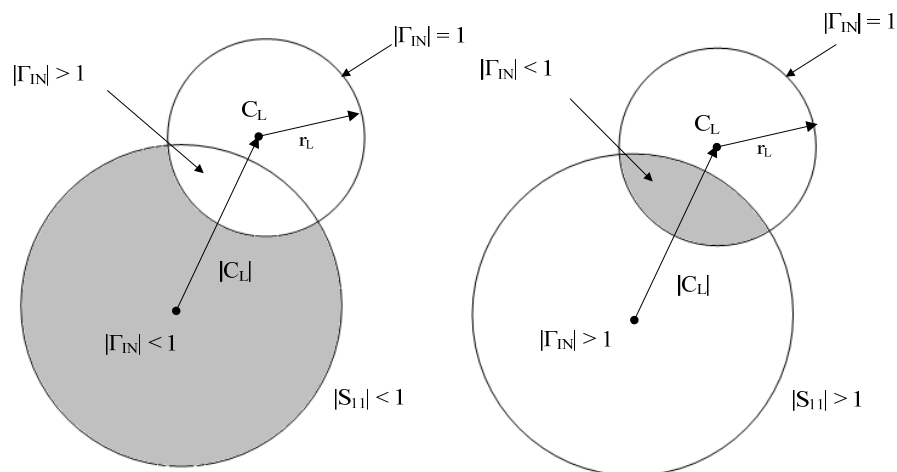


Figura 20 - Regiões estáveis e instáveis da carta de *Smith* no plano de Γ_L .

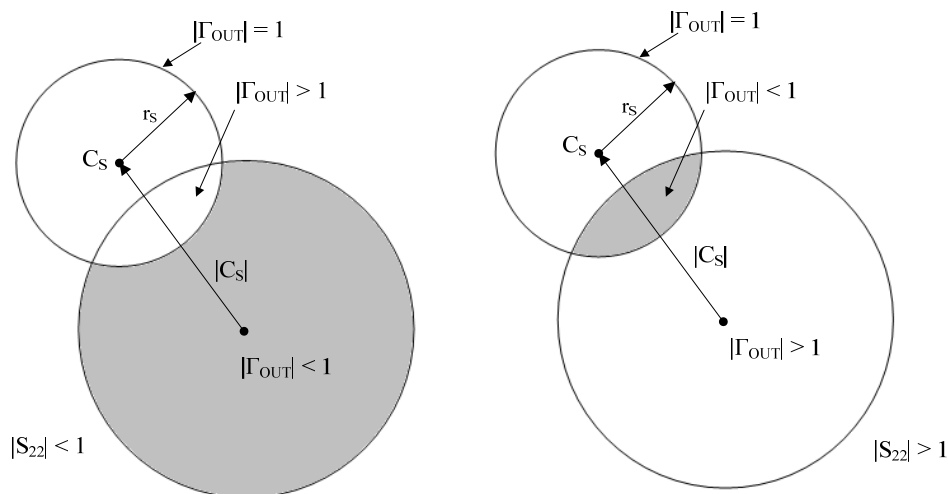


Figura 21 - Regiões estáveis e instáveis da carta de *Smith* no plano de Γ_S .

3.5 Linearidade & Não-Linearidade

Um sistema é tido como linear quando obedece ao princípio da proporcionalidade e sobreposição, isto é, a uma entrada do tipo $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ respondem com $y(t) = y_1(t) + y_2(t)$, e à entrada $x'(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t)$ respondem com $y'(t) = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t)$, quando $y_1(t)$ e $y_2(t)$ são as respostas às entradas isoladas $x_1(t)$ e $x_2(t)$, respectivamente [10]. Os sistemas não-lineares são todos aqueles que não verificam estas propriedades, sendo responsáveis pela distorção não linear nos sistemas. A distorção não linear é responsável pelo aparecimento de novas componentes espectrais.

Todos os circuitos são não lineares, mesmo aqueles que são tidos já à partida como lineares, como por exemplo, uma resistência, um condensador ou uma bobine. De facto, quando estes dispositivos estão a funcionar no limiar da sua gama de funcionamento apresentam não linearidades. Por exemplo, quando tensões ou correntes elevadas são aplicadas aos terminais de uma resistência fazem com que mude o seu valor, devido ao elevado aquecimento a que está sujeita nestas circunstâncias. Portanto, mesmo aqueles circuitos mais simples que são tidos como lineares, não o são sob todas as circunstâncias.

Ora, os Amplificadores de Potência RF não fogem à regra e são os grandes responsáveis da distorção não linear nos *transceivers*.

3.5.1 Distorção de Intermodulação

Os sinais de dois ou mais tons geram produtos de mistura, que por sua vez são responsáveis pela distorção dos tons fundamentais, levando ao aparecimento de produtos de intermodulação. Estes quando presentes num Amplificador constituem um problema, pois provocam distorção no sinal pretendido.

Os produtos de intermodulação de terceira ordem são os mais preocupantes, pois são os mais próximos dos tons fundamentais (ω_1 e ω_2), situando-se em $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$. Consequentemente não podem ser filtrados.

A figura 22 mostra a distorção de intermodulação devido a um sinal de 2 tons.

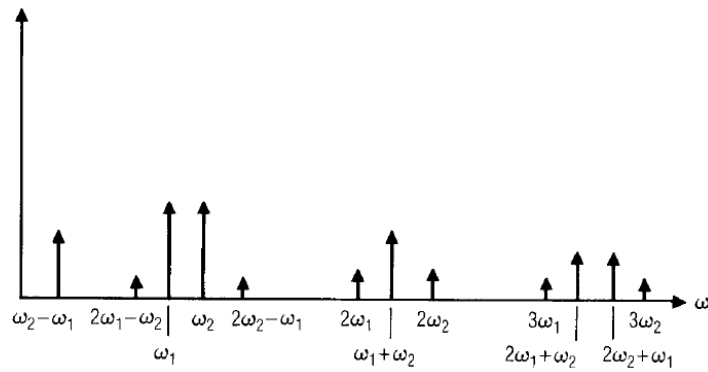


Figura 22 - Distorção de intermodulação devido a um sinal de 2 tons [6].

3.5.2 Factores de Mérito

3.5.2.1 Ponto de Compressão de 1dB

As não-linearidades surgem assim que o Amplificador começa a atingir a saturação. Nestas circunstâncias, o ganho vai sofrer uma compressão.

O ponto de compressão de 1dB é então definido como o ponto em que a potência na saída está comprimida 1dB quando comparado com a saída que deveria ser obtida no caso de ser linear.

A figura 23 é ilustrativa desta situação.

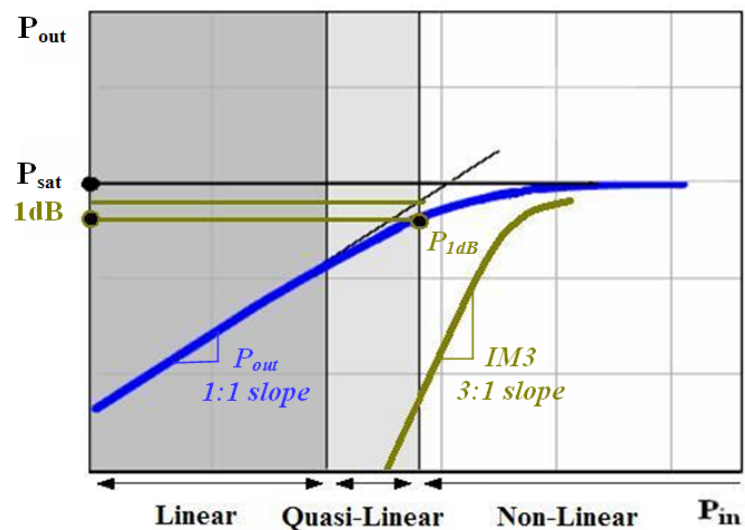


Figura 23 - Ponto de Compressão de 1dB.

3.5.2.2 Ponto de Intersecção de terceira ordem (IP3)

O ponto de intersecção de terceira ordem é obtido extrapolando a recta da potência de saída linear e a recta do produto de intermodulação de terceira ordem, extraíndo o ponto de intersecção entre as duas rectas.

A figura 24 representa o IP3.

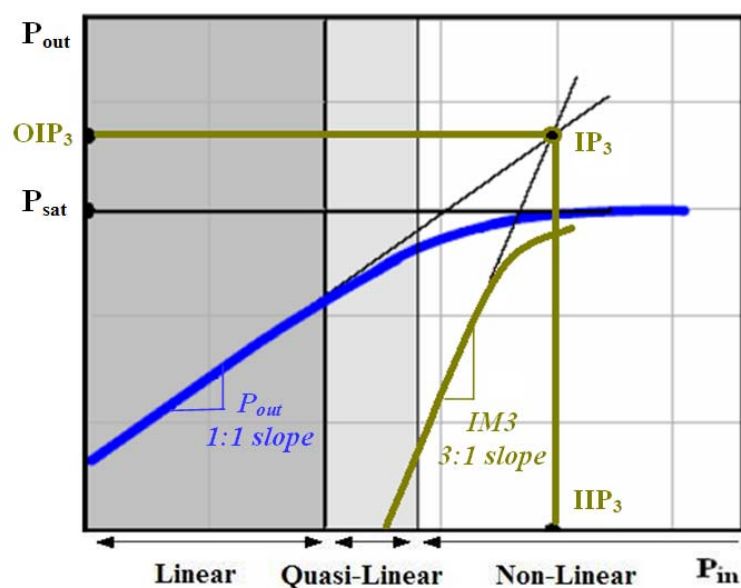


Figura 24 - Ponto de intersecção de terceira ordem.

3.6 Redes de Adaptação

As redes de adaptação de entrada/saída, IMN/OMN respectivamente, são parte integrante de um Amplificador e podem ser desenhadas com a ajuda da carta de *Smith*. Estas permitem otimizar a performance do Amplificador, isto é, minimizar os coeficientes de reflexão da entrada e da saída. Transformam a impedância de entrada e de saída do transístor na impedância da fonte e da carga (tipicamente 50Ω). Podem ser baseadas em parâmetros distribuídos, linhas *microstrip* ou em parâmetros concentrados, condensadores e bobines.

Neste trabalho são usadas linhas *microstrip* no desenho das IMN/OMN.

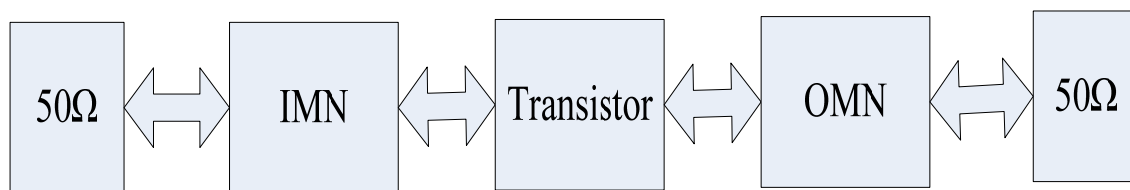


Figura 25 - Diagrama de blocos simplificado de um Amplificador.

3.6.1 Adaptação Conjugada

Este tipo de Adaptação é normalmente utilizada quando se pretende um Amplificador orientado para atingir máximo ganho na saída. É baseada na análise dos parâmetros S para Amplificadores de pequeno sinal, obedecendo às condições:

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \quad (3.6.1.1)$$

e

$$\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \quad (3.6.1.2)$$

As IMN e OMN são realizadas de maneira a transformar as impedâncias de entrada/saída do transistor nas impedâncias de fonte/carga (50Ω), respectivamente.

Não é frequente usar-se a adaptação conjugada em Amplificadores de Potência, uma vez que o sinal de entrada não pode ser tratado como pequeno sinal, sendo portanto usada uma adaptação no sentido da obtenção de potência.

No entanto para Amplificadores de Potência a funcionarem em Classe A, a adaptação conjugada pode ser usada na IMN.

3.6.2 Adaptação baseada na recta de carga

É uma técnica baseada na selecção da resistência de carga óptima (R_{opt}), que permite obter máxima potência de saída. Note-se que esta resistência é intrínseca ao dispositivo, sendo necessário conhecer o modelo de elementos extrínsecos do mesmo para reflectir a resistência para os seus terminais (Z_{opt}).

A fórmula final para calcular R_{opt} é dada por:

$$R_{opt} = \frac{(V_{BR}-V_K)}{I_{max}} \quad (3.6.2.1)$$

onde

V_{BR} é a tensão de disrupção (*breakdown*) do dispositivo, V_K é a tensão de “joelho” em que a corrente atinge o seu valor máximo de saturação, I_{max} .

O desenho da IMN é semelhante ao da adaptação conjugada, a OMN transforma Z_{opt} na impedância de carga (50Ω).

Esta é a técnica utilizada neste trabalho.

3.6.3 Adaptação baseada nas curvas *Load Pull*

Baseia-se em determinar a impedância de carga óptima, respeitando um compromisso entre o ganho e a potência de saída, isto é, as curvas de ganho e de potência são desenhadas na carta de *Smith* onde é seleccionada a impedância de carga que representa o melhor compromisso entre o ganho e a potência de saída. Estas curvas podem ser medidas ou simuladas, contudo a sua medida é difícil pelo que é necessário um equipamento delicado. Logo, a melhor solução é a sua simulação, que pode ser efectuada, por exemplo, com o ADS.

3.7 Rede de Polarização

A rede de polarização é uma parte muito importante e fundamental, no desenho de um Amplificador de Potência, pois controla a classe de operação do Amplificador. O seu objectivo é manter o ponto de polarização escolhido aquando de variações nos parâmetros do transístor e da temperatura. Previne fugas do sinal RF para a fonte DC e fugas do sinal DC para a fonte RF.

A figura 26 mostra uma simples rede de polarização, constituída por bobines e condensadores.

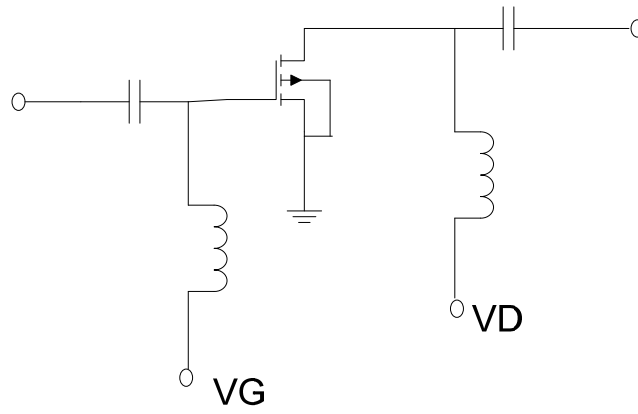


Figura 26 - Rede de polarização.

Capítulo 4

Projecto e Simulações

Neste capítulo são descritos todos os passos efectuados no desenho do Amplificador de Potência a operar em classe A, assim como todas as simulações efectuadas.

O simulador utilizado foi Agilent EEsof ADS.

O transístor disponibilizado para este trabalho foi o HEMT RT233PD da RFHIC. Este funciona numa gama de frequências entre os 300 MHz e os 5GHz, tendo várias aplicações, tais como: repetidores, subsistemas de RF, estações base, etc. Mais informações acerca do transístor utilizado poderão ser consultadas no *datasheet* em Anexo. O seu modelo para efeitos de simulações foi cedido pelo laboratório, pois o ADS não o tem disponível em nenhuma das suas bibliotecas. Está representado na figura 27.

O desenho de um Amplificador é constituído por várias etapas. A primeira delas é a escolha do ponto de polarização, definindo assim a sua classe de operação. Segue-se a determinação dos parâmetros S para a frequência pretendida, no sentido de se avaliar a estabilidade. Finalmente, é necessário desenhar as malhas de adaptação de entrada/saída e testar o sistema completo. Ora, são exactamente estes os passos que são descritos no presente capítulo.

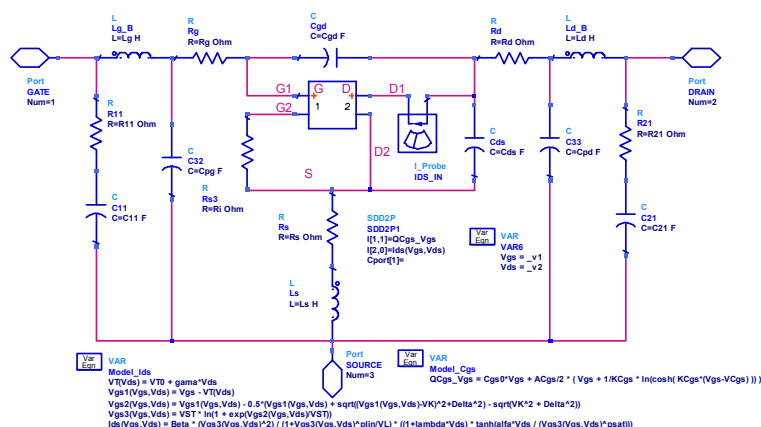


Figura 27 - Modelo para simulação do transístor.

4.1 Análise DC e Ponto de Polarização

4.1.1 Análise DC

A análise DC é o primeiro passo a realizar no desenho de um Amplificador de Potência. Estimando as curvas características IV do dispositivo é possível escolher o ponto de polarização, tendo em conta a tensão de joelho (V_K), a tensão de disrupção (V_{BR}) ou a tensão de dreno máxima ($V_{DS, \max}$), e claro a classe em que se pretende operar.

A figura 28 mostra o circuito desenhado para a simulação das curvas características IV. Este é constituído por duas fontes DC e pelo modelo do transistor, V_{GS} varia de -5V até 0V e V_{DS} varia de 0V até 40V.

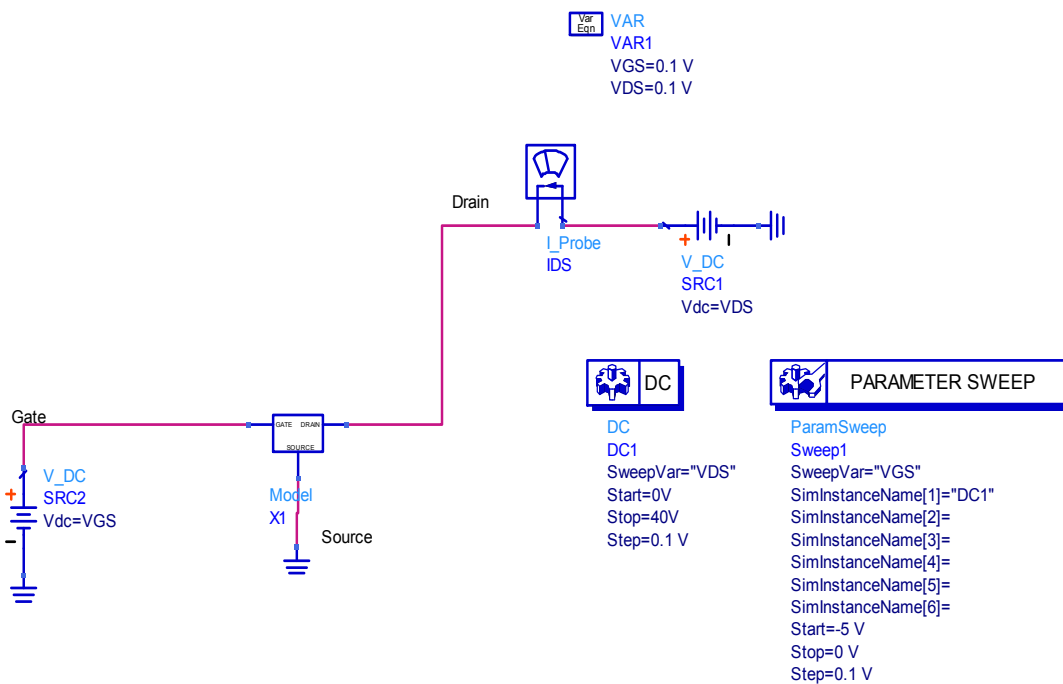


Figura 28 - Simulação das Curvas IV.

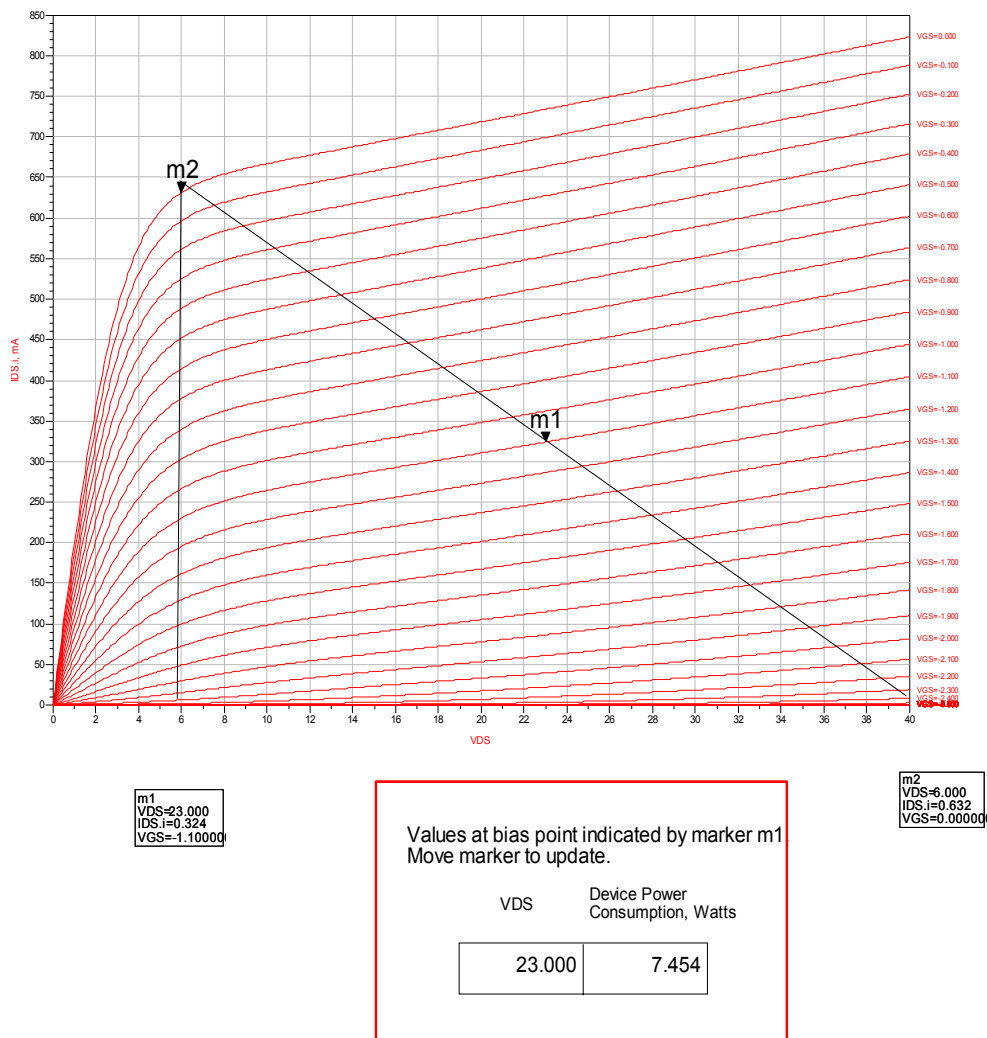


Figura 29 - Curvas IV e Recta de Carga.

A figura acima mostra as curvas IV resultantes da simulação efectuada. Como se pode observar, a tensão de “joelho” (V_K) é de 6V para uma corrente de dreno máxima de 632mA. Quanto à tensão V_{BR} , esta não é passível de ser observada nem é fornecida no *datasheet*, pelo que foi escolhido o valor de 40V. Este valor foi escolhido tendo em conta a potência total dissipada pelo dispositivo.

4.1.2- Ponto de Polarização

A escolha do ponto de polarização deve ter em conta a potência máxima dissipada pelo transistor, definindo assim uma área segura de funcionamento (SOA), ou seja, dentro desta área a integridade do transistor é assegurada, pois não corre risco de sofrer danos devido ao aquecimento.

A tabela 2 indica os máximos valores suportados pelo transistor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão Dreno-Fonte	V_{ds}	+70V
Tensão Porta-Fonte	V_{gs}	-30V
Potência Total Dissipada	P_t	7.8W
Temperatura de Armazenamento	T_{stg}	-65°C ~ +175°C
Temperatura de Canal	T_{ch}	200°C

Tabela 2 - Máximos valores suportados.

Neste trabalho a escolha do ponto de repouso é feita de forma ao Amplificador operar em classe A. Tendo em consideração a máxima potência dissipada pelo dispositivo (7.8W) e de modo a ter a máxima excursão de sinal, o ponto de polarização escolhido foi:

$V_{DC} = \frac{V_K + V_{BR}}{2} = 23V$ e $V_{gs} = -1.1V$, correspondente a uma corrente de $I_{DC} = \frac{I_{max}}{2} = 324 mA$.

- Cálculo de R_L

O cálculo da resistência de carga intrínseca do transistor (R_L) é feito determinando o declive da recta de carga, que é dado por:

$$m = -\frac{1}{R_L} \quad (4.1.2.1)$$

Assim, para a recta de carga representada na figura 29

$$(y - y_0) = m(x - x_0) \quad (4.1.2.2)$$

Onde $(x, y) = (6V, 632mA)$ e $(x_0, y_0) = (23V, 324mA)$, obtém-se $m = -0.018 \Omega^{-1}$.

Igualando as equações (4.1.2.1) e (4.1.2.2) tira-se que $R_L = 55.55\Omega$.

4.2 Parâmetros S

Depois de escolhido o ponto de polarização é necessário escolher a rede de polarização, para proceder à simulação dos parâmetros S do dispositivo.

O circuito da figura 30 que foi desenhado para a simulação dos parâmetros S e da região de estabilidade do dispositivo, ilustra também as redes de polarização utilizadas. Estas são compostas por elementos passivos, condensadores e bobines, permitindo o bom funcionamento do circuito à frequência de funcionamento (1GHz). C7 e C8 têm o valor de 470pF, comportando-se como um curto-circuito para a frequência RF e como circuito aberto para DC.

L1 e L2 Têm o valor de 1 mH; C1, C6 = 1 μ F; C2, C5 = 100nF; C3, C4 = 100pF. Estes dois blocos comportam-se como um curto-circuito para DC e um circuito aberto para RF.

Apesar de se estar a desenhar um Amplificador de Potência, a obtenção dos parâmetros S é útil para a rede de adaptação da entrada. Isto porque o Amplificador opera em classe A, sendo o que apresenta melhor linearidade em relação aos outros, pelo que a saída é desenhada de forma a obter-se a máxima potência e a entrada de forma a obter-se o máximo ganho.

As figuras 31, 32 e a tabela 3 apresentam os resultados obtidos.

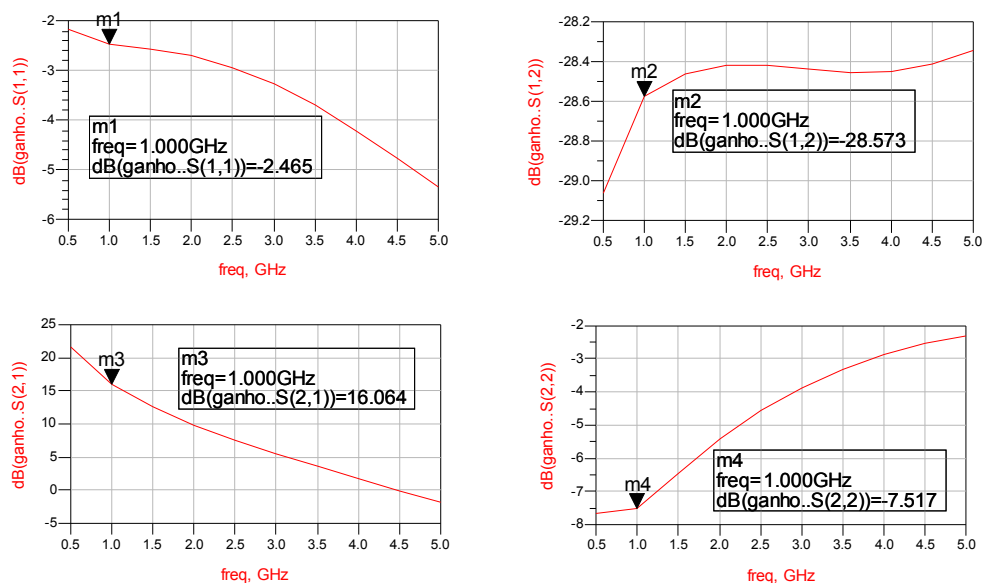


Figura 31 - Gráficos dos Paraêmtros S em dB.

freq	StabFact2
500.0 MHz	0.279
1.000 GHz	0.555
1.500 GHz	0.806
2.000 GHz	1.064
2.500 GHz	1.373
3.000 GHz	1.770
3.500 GHz	2.269
4.000 GHz	2.868

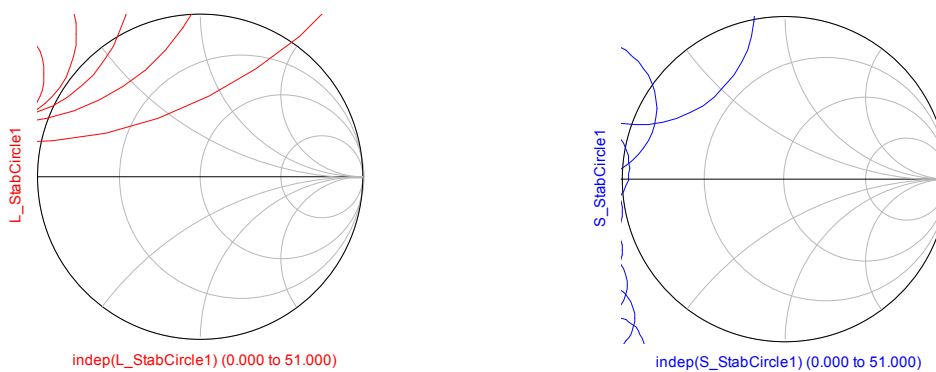


Figura 32 - Curvas de estabilidade de entrada/saída e factor de estabilidade (K).

Através dos resultados verifica-se que o sistema poderá ser instável, pois o factor de estabilidade K apresenta um valor de 0.55 para a frequência de 1GHz. Logo, é preciso atenção nos valores de Γ_S e Γ_L para que estes não se situem em zonas instáveis.

4.3 Desenho das redes de Adaptação de Entrada/Saída

A técnica de adaptação usada neste trabalho foi a da recta de carga, no sentido de se obter a máxima potência possível à saída. O cálculo da resistência de carga intrínseca já foi previamente efectuado na secção 4.1.2, aquando da escolha do ponto de polarização. Nesta fase é necessária a determinação de Γ_S e Γ_L , no entanto para isso necessitamos da impedância de carga extrínseca (Z_L). Para a sua determinação foi usado o modelo de elementos extrínsecos do dispositivo, retirado a partir do modelo de simulação.

A figura 33 mostra o modelo de elementos extrínsecos do transistor.

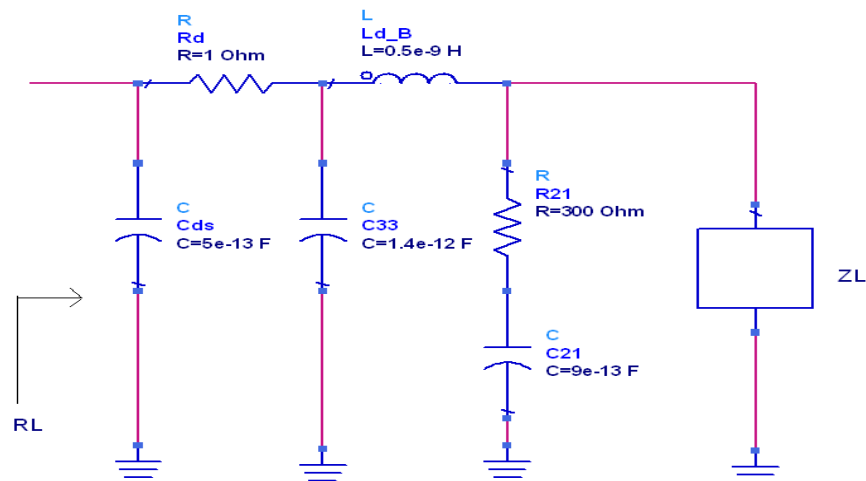


Figura 33 - Modelo dos elementos extrínsecos do transistor em uso.

À entrada do circuito tem-se a resistência intrínseca de carga, contudo na saída, devido à presença de condensadores, resistências e bobines (representam não idealidades), R_L vem transformada em Z_L . Assim, é necessário deduzir a fórmula para o cálculo de Z_L . Isto é feito através de uma simples análise do circuito.

R_L pode ser calculado a partir de Z_L :

$$R_L = [[[[(Z_L^{-1} + (R_{21} - \frac{j}{\omega C_{21}})^{-1})^{-1} + j\omega L_{d_B}]^{-1} + j\omega C_{33}]^{-1} + R_d]^{-1} + j\omega C_{ds}]^{-1} \quad (4.3.1)$$

Logo, o Z_L é dado por:

$$Z_L = [[[[(R_L^{-1} - j\omega C_{ds})^{-1} - R_d]^{-1} - j\omega C_{33}]^{-1} - j\omega L_{d_B}]^{-1} - (R_{21} - \frac{j}{\omega C_{21}})^{-1}]^{-1} \quad (4.3.2)$$

Substituindo os valores das incógnitas na equação (4.3.2) obtém-se $Z_L = 37.37 + 25.75j$.

O circuito da figura 34 foi usado para verificar a veracidade da fórmula deduzida. Este consiste em terminar a saída do circuito da figura 33 com o valor de Z_L obtido e a entrada com 50Ω . Simulando os parâmetros S deste circuito, à entrada teremos que obter o valor de S_{11} com uma impedância correspondente a R_L .

A figura 35 mostra o resultado obtido.

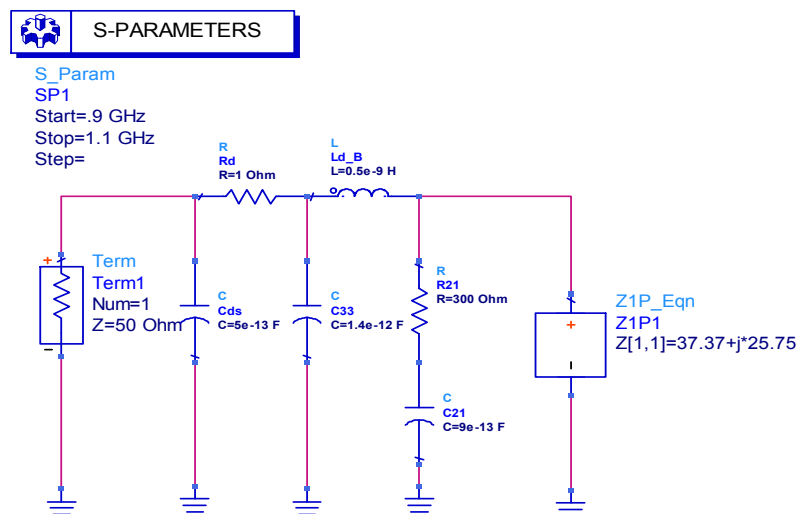


Figura 34 - Circuito de teste do Z_L .

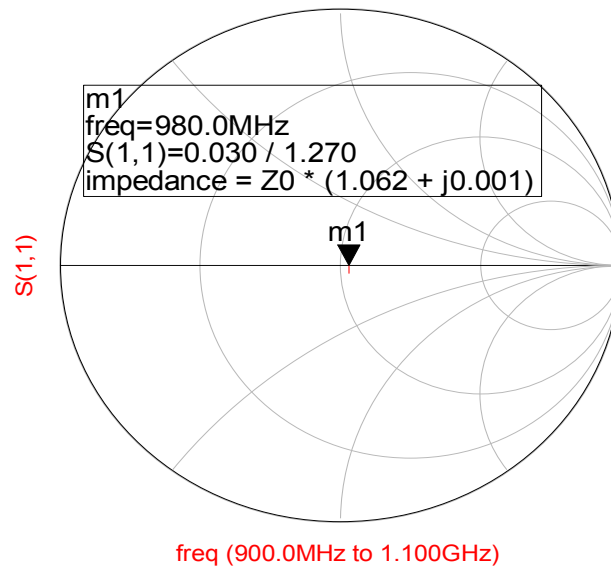


Figura 35 - Resultado da simulação para calcular R_L .

Através do resultado verifica-se um $R_L=53.1$ que, como seria de esperar, tem um pequeno erro, no entanto é perfeitamente aceitável.

Tendo o valor da impedância de carga e usando um sistema de referência de 50Ω , o coeficiente de reflexão na carga é dado por:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{37.37 + 25.75j - 50}{37.37 + 25.75j + 50} = 0.33 < 96.84^\circ \quad (4.3.3)$$

Em relação ao coeficiente de reflexão na entrada, escolhe-se $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ para uma adaptação conjugada na entrada, obtendo a máxima potência transferida para o transistor e maximizando o ganho.

$$\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} = 0.83 < -164^\circ \Rightarrow \Gamma_S = \Gamma_{IN}^* = 0.83 < +164^\circ \quad (4.3.4)$$

- Análise da Estabilidade

Encontrados os valores dos coeficientes de reflexão de entrada/saída é necessário avaliar o sistema quanto à sua estabilidade. Esta vai ser avaliada graficamente conforme explicado no capítulo 3.

No plano de Γ_L , como o módulo de S_{11} é menor que a unidade (ver tabela 3), a zona estável é fora dos círculos de estabilidade.

A figura 36 mostra que o valor de Γ_L se situa na zona estável, ou seja, fora dos círculos de estabilidade:

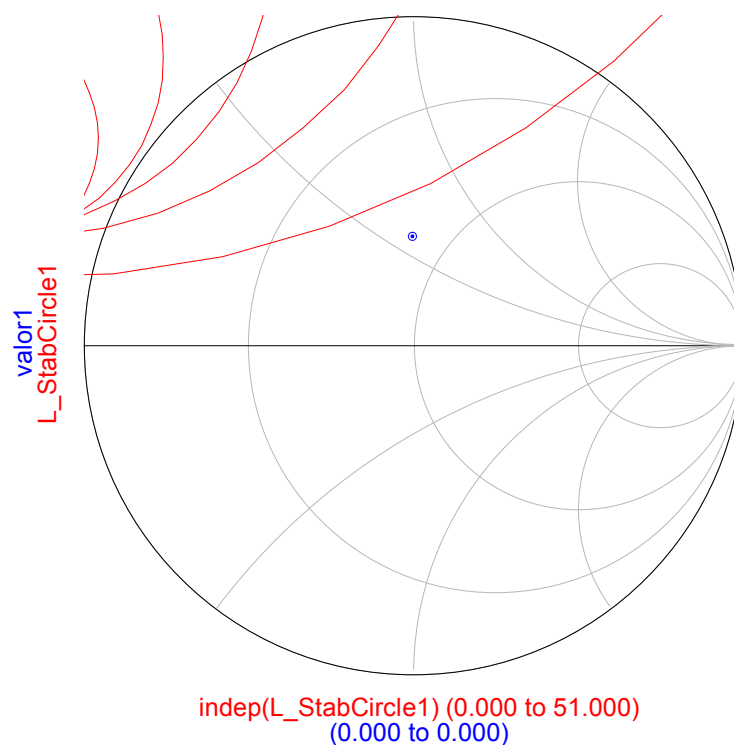


Figura 36 - Zona estável no plano de Γ_L .

No plano de Γ_S , como o módulo de S_{22} é menor que a unidade (ver tabela 3), a zona estável é também fora dos círculos de estabilidade.

A figura 37 mostra que o valor de Γ_S se situa, de igual modo, na zona estável.

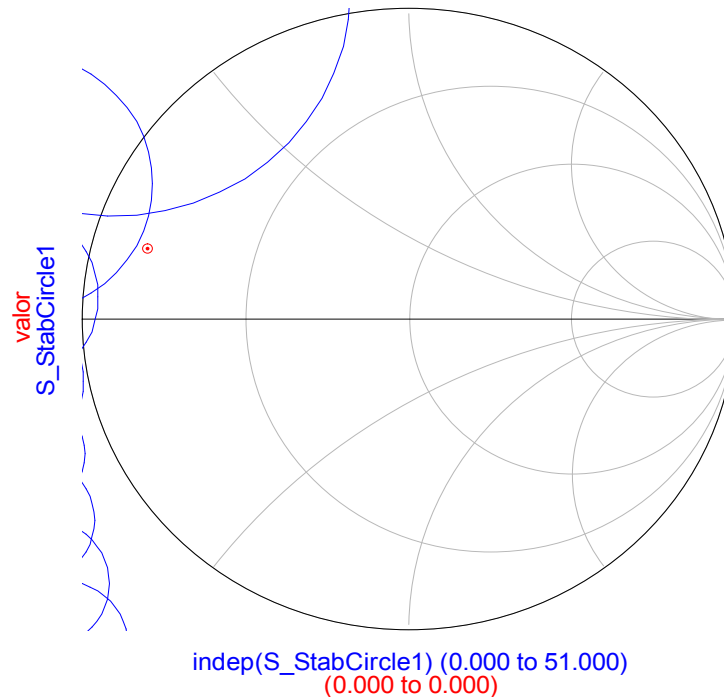


Figura 37 - Zona estável no plano de Γ_S .

4.3.1 Rede de Adaptação de Saída (OMN)

As redes de adaptação são desenhadas com o auxílio da carta de *Smith*, sendo constituídas por uma linha e um *stub* em circuito aberto. Em primeiro lugar marca-se na carta a admitância Y_L e anda-se em direcção à carga até se interceptar o círculo de $g=1$. Obtém-se duas soluções, no entanto neste trabalho usou-se a solução que proporciona um comprimento do *stub* mais curto. Assim, medindo o comprimento percorrido até esse ponto, obtém-se o comprimento da linha. Como se está a usar um *stub* em aberto, medindo a distância percorrida de Y_{CA} , em direcção ao gerador, até à parte imaginária do ponto de intersecção (jX), obtém-se o comprimento do *stub*.

A solução encontrada foi $L = 0.214\lambda$ e $L_s = 0.097\lambda$.

4.3.2 Rede de Adaptação de Entrada (IMN)

No plano da fonte o processo é semelhante. Em primeiro lugar marca-se na carta a admitância Y_S e anda-se em direcção à carga até se interceptar o círculo de $g=1$. Obtém-se duas soluções, no entanto, tal como para a OMN, usou-se a solução que proporciona um comprimento do *stub* mais curto. Assim, medindo o comprimento percorrido até esse ponto, obtém-se o comprimento da linha. Como se está a usar um *stub* em aberto, medindo a distância percorrida de Y_{CA} , em direcção ao gerador, até à parte imaginária do ponto de intersecção (jX), obtém-se o comprimento do *stub*.

A solução encontrada foi $L = 0.07\lambda$ e $L_S = 0.197\lambda$.

As cartas de *Smith* usadas no trabalho encontram-se em anexo.

4.4 Desenho do Circuito Final

Nesta fase é necessário desenhar o circuito do sistema completo. Em primeiro lugar é apresentado o circuito ideal. Posteriormente, são introduzidas as não idealidades, permitindo aferir se é necessária uma optimização do circuito ou não, através da comparação dos resultados da simulação com os resultados obtidos para o caso ideal.

O cálculo do comprimento real das linhas *microstrip* foi realizado utilizando a ferramenta do ADS “*linecalc*”, com os seguintes parâmetros para o substrato:

$E_r=4.7$, $H=0.8\text{mm}$, $\text{TanD}=0.01$ e $Z_0=50\Omega$.

Na entrada os valores obtidos foram: $L = 11.19\text{mm}$ e $W=1.45\text{mm}$; $L_S = 31.49\text{mm}$ e $W = 1.45\text{mm}$. No que se refere à saída foram: $L= 34.21\text{mm}$ e $W=1.45\text{mm}$; $L_S = 15.51\text{mm}$ e $W = 1.45\text{mm}$.

4.4.1 Circuito Ideal

A figura 38 representa o desenho do circuito ideal. É de realçar o facto das redes de polarização também serem consideradas ideais. Estas são constituídas por um condensador ideal, bloqueia DC, e por uma bobine ideal, bloqueia RF.

Os resultados das simulações para este circuito estão apresentados nas figuras seguintes.

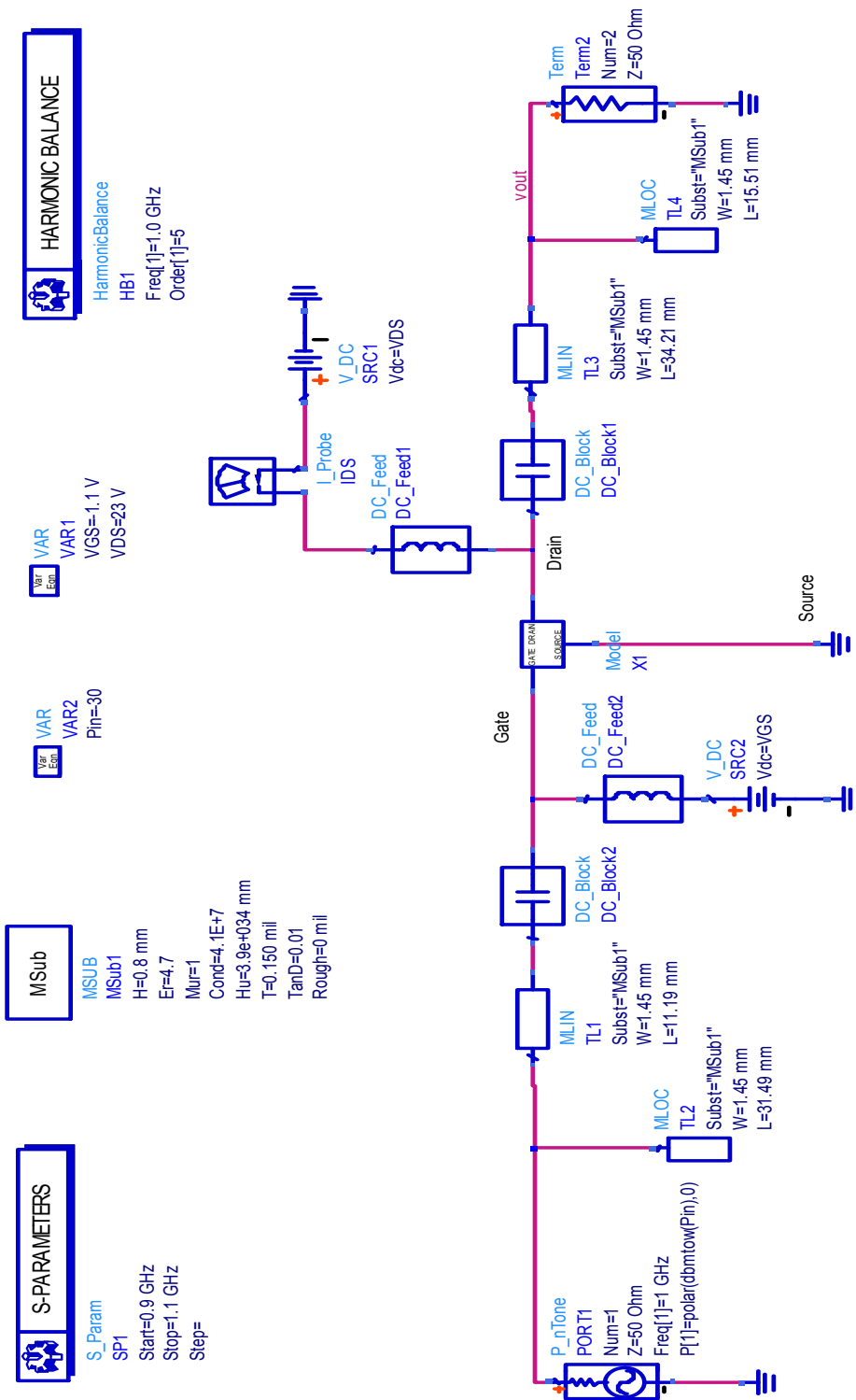


Figura 38 - Circuito ideal do sistema completo.

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES:

- Parâmetros S

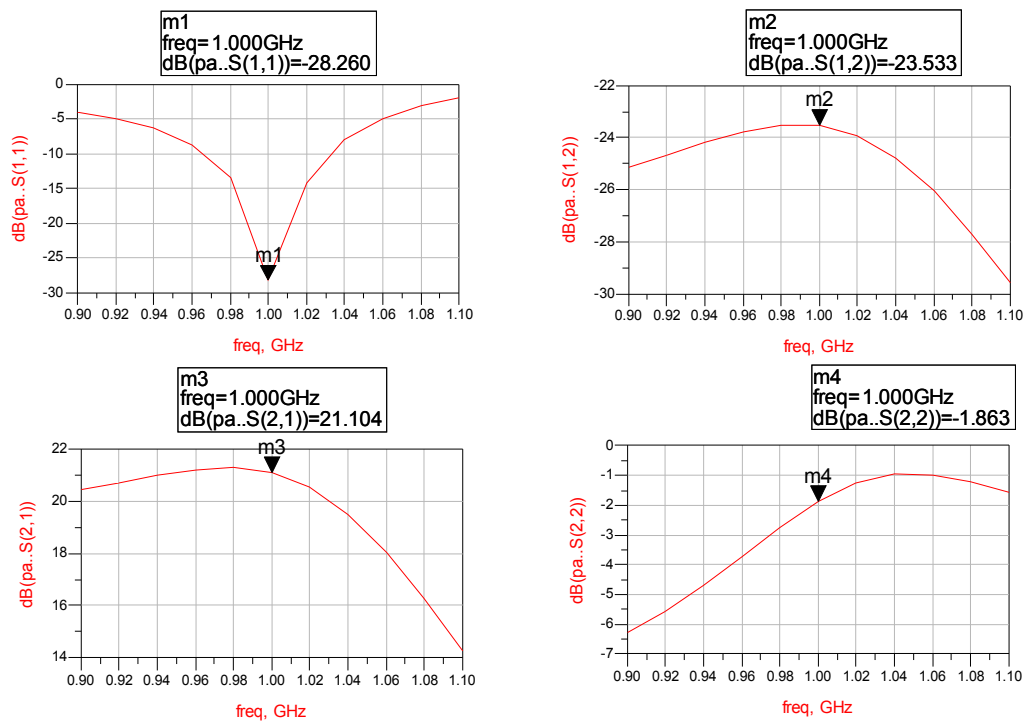


Figura 39 - Parâmetros S.

- Simulação com 1 tom

No que diz respeito à performance do sistema em potência, é feita uma simulação com um sinal de 1 tom (*one tone harmonic balance*) na entrada.

A potência varia de -20dBm a 20dBm com passos de 1dBm.

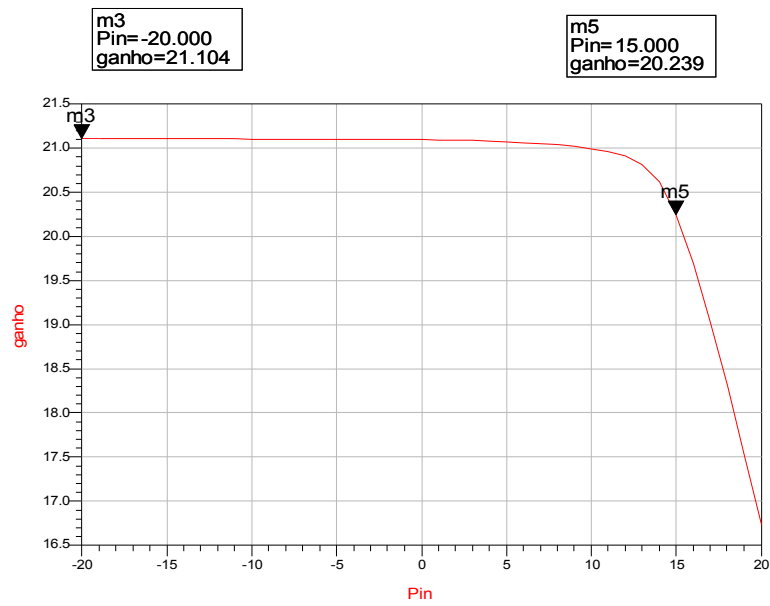


Figura 40 - Ganho no P1dB.

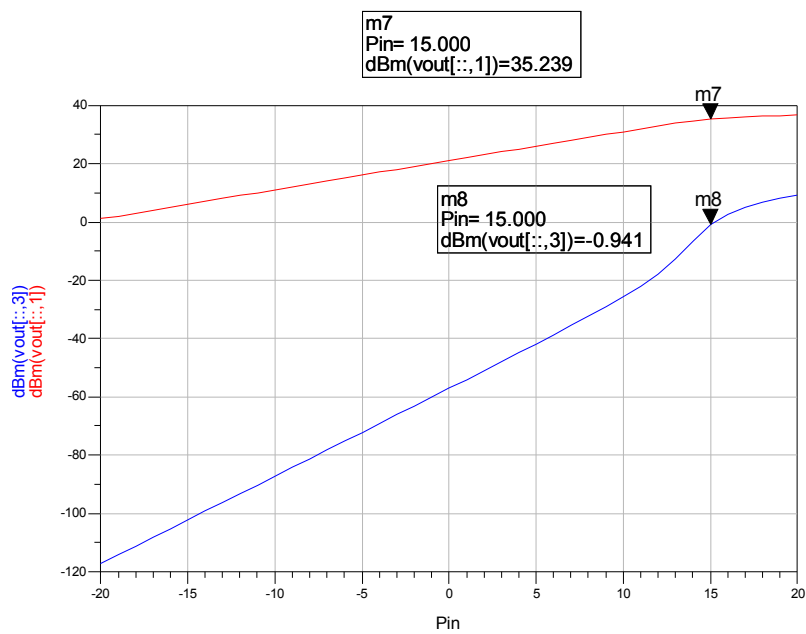


Figura 41 - P_{out} , fundamental e 3º harmónico.

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

- Parâmetros S

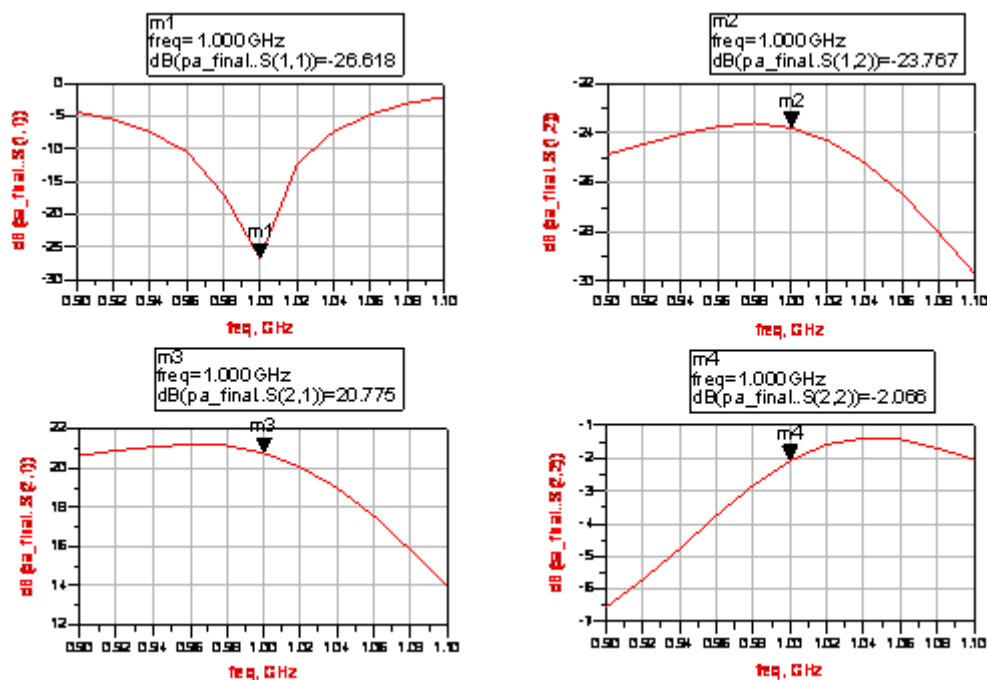


Figura 43 - Parâmetros S.

- Simulação com 1 tom

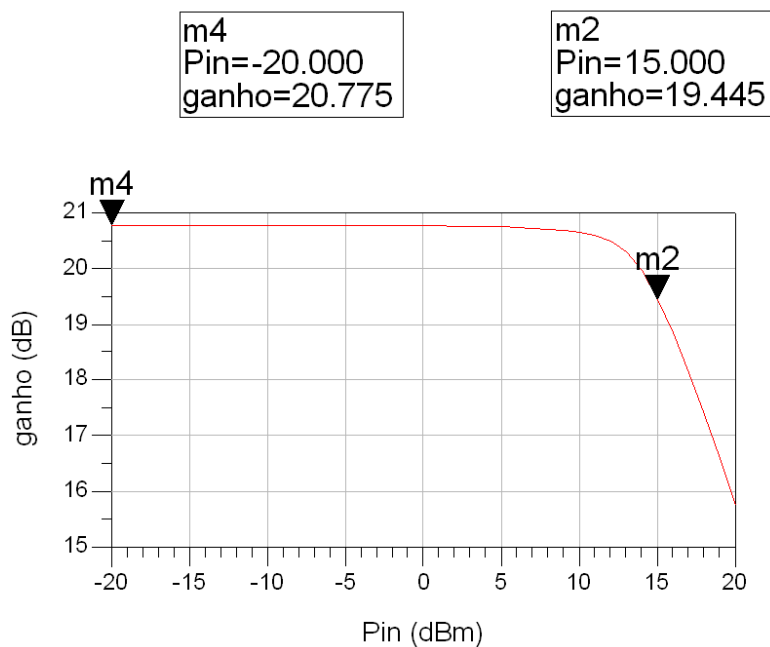


Figura 44 - Ganho no P1dB.

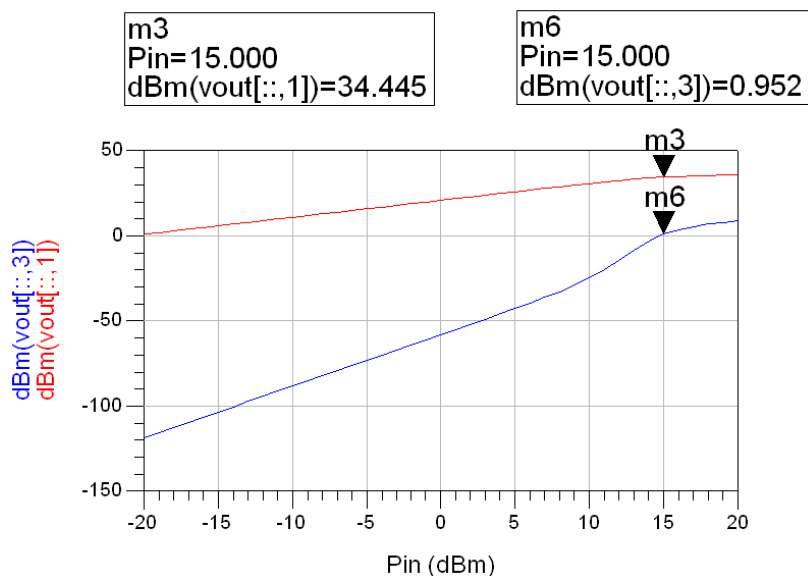


Figura 45 - P_{out} , fundamental e 3º harmónico.

-Simulação com 2 tons

Para estudar a linearidade do Amplificador, tais como a intermodulação de 3ª ordem (IM3) e o ponto de intersecção de 3ª ordem, é feita uma simulação com 2 tons na entrada. Estes têm igual amplitude e estão espaçados de 1MHz.

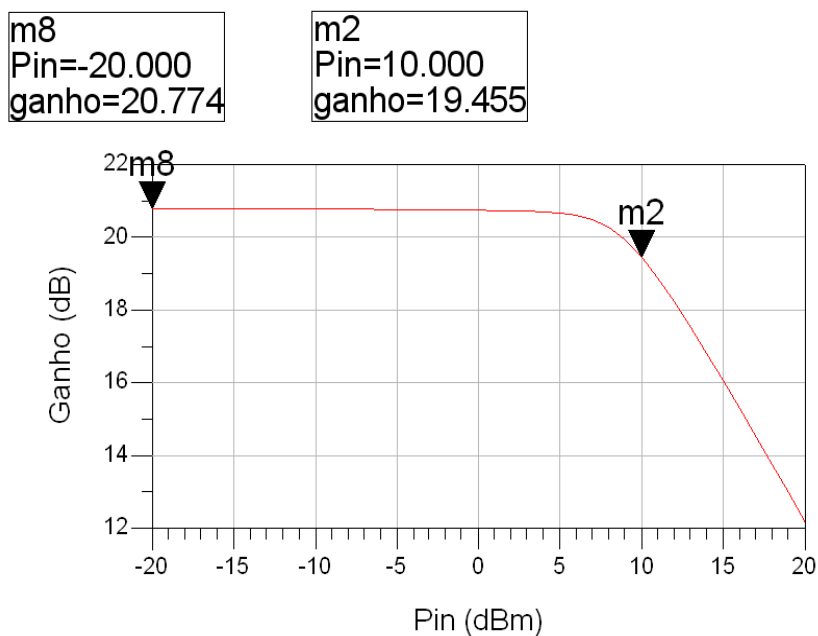


Figura 46 - Ganho no P1dB a 2 tons.

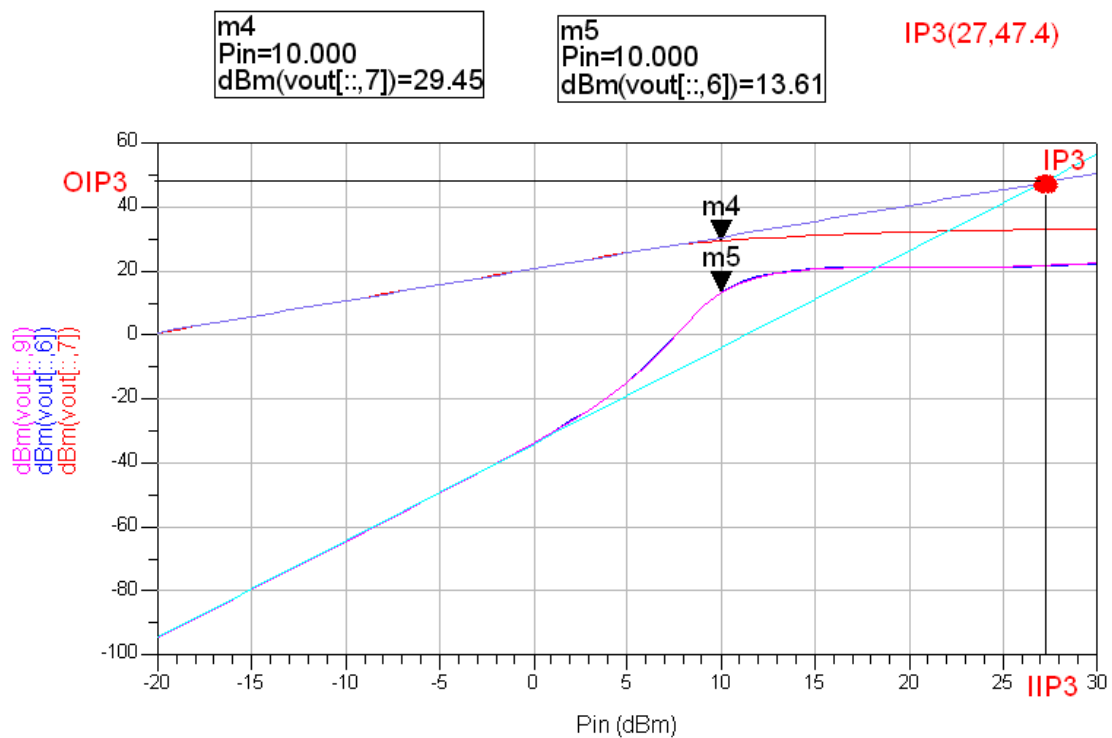


Figura 47 - Ponto de intersecção de 3ª ordem (IP3).

4.4.3 Discussão dos resultados

Através dos resultados obtidos nas simulações efectuadas verifica-se que introduzindo as não idealidades no circuito, apenas se perde aproximadamente 0.3dB de ganho e 0.8dB de potência de saída, no ponto de compressão de 1dB. Também não se verifica grande discrepância nos valores dos parâmetros S, pelo que se decidiu não efectuar qualquer tipo de optimização do circuito não ideal. Assim, os resultados analisados serão os do circuito não ideal.

Observando o gráfico de S_{21} é possível verificar que o máximo valor não corresponde à frequência de utilização (1GHz). Isto poder-se-á verificar devido ao facto de estarmos perante um Amplificador que foi adaptado na saída com o objectivo de se obter a máxima potência possível, perdendo assim em ganho. A potência de saída no ponto de compressão de 1dB é de 34.44dBm, não diferindo muito do valor típico do transistor (33dBm).

Considerando o terceiro harmónico, no ponto de intersecção de 1dB, este dista da componente fundamental 33.49dB (P3H).

No que diz respeito à análise com dois tons, a P_{i1dB} baixa de 15dBm para 10dBm. Consequentemente, a potência de saída neste ponto baixa para 29.45dBm.

Considerando a distorção de IM3, o IMR no ponto de compressão de 1dB é de 15.84dB. O IP3 toma os valores: $IIP3 = 27dBm$ e $OIP3 = 47.4dBm$.

Em relação à performance relativamente à distorção de IM3, estes resultados podem ser bons ou maus, dependendo do tipo de sistema em que se pretende usar o Amplificador.

A tabela a seguir apresenta um resumo dos resultados das simulações efectuadas.

		Circuito Ideal	Circuito Não Ideal
Parâmetros S	S₁₁ (dB)	-28.26	-26.62
	S₁₂ (dB)	-23.53	-23.77
	S₂₁ (dB)	21.10	20.77
	S₂₂ (dB)	-1.86	-2.07
1 Tom	Ganho (dB)	21.10	20.77
	P_{i1dB} (dBm)	15.00	15.00
	P_{o1dB} (dBm)	35.24	34.44
	P_{3H} (dB)	36.18	33.49
2 Tons	P_{i1dB} (dBm)	10.00	10.00
	P_{o1dB} (dBm)	30.14	29.45
	IMR1dB (dB)	19.05	15.84
	IIP3 (dBm)	27.00	27.00
	OIP3 (dBm)	47.80	47.40

Tabela 4 - Tabela resumo dos resultados.

Capítulo 5

Implementação & Medidas

Depois de efectuadas as simulações no ADS, é chegada a fase de implementar o circuito projectado. O desenho realizado no ADS serviu como auxiliar para o fabrico do Amplificador. Este foi montado numa placa com FR4 como substrato, possuindo uma constante dieléctrica de 4.7. Foi soldado ouro mouro à volta das placas para haver continuidade de massa.

A figura 48 mostra o Amplificador implementado.

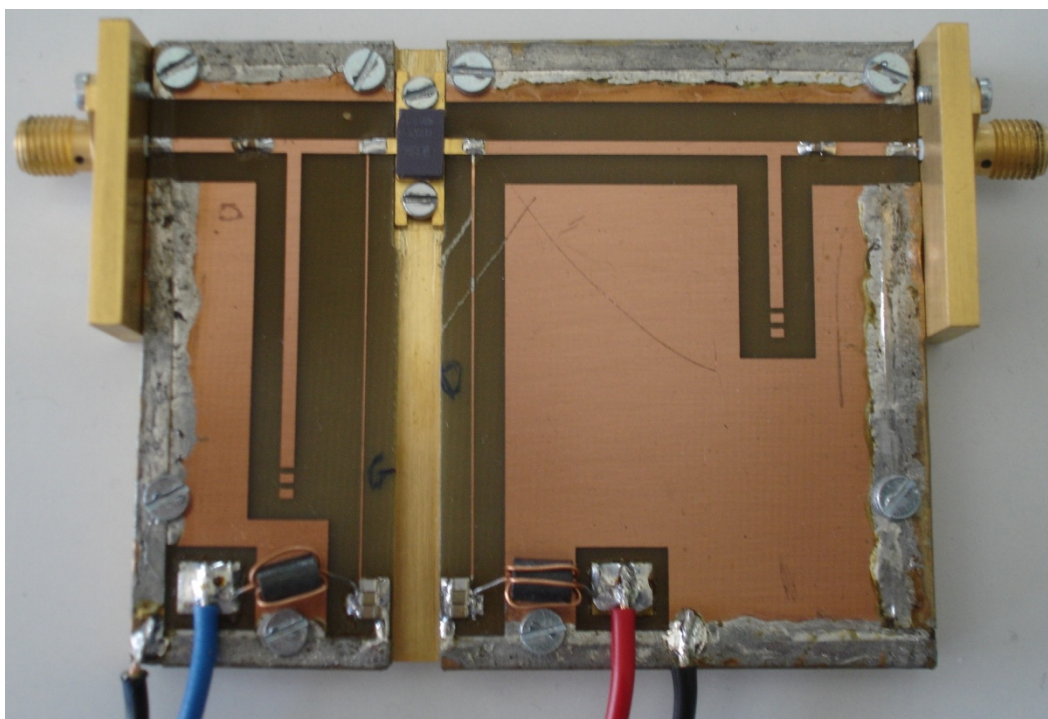


Figura 48 - Amplificador implementado.

Devido a um erro técnico na montagem do circuito, a frequência de utilização do Amplificador foi alterada de 1GHz para 1.1GHz. Isto foi causado devido a se ter tido que raspar as placas do circuito, cortando um bocado de linha, o que fez com que o Amplificador ficasse desadaptado à frequência de 1GHz. No entanto, poder-se-ia ter

sintonizado o Amplificador novamente para 1GHz mas, como os resultados a 1.1GHz se apresentavam extremamente satisfatórios, decidiu-se manter a frequência de utilização a 1.1GHz.

Assim, neste capítulo são revelados os resultados das medições efectuadas.

5.1 Parâmetros S

Para a medição dos parâmetros S do Amplificador foi utilizado um analisador de redes. Este disponibiliza um ficheiro compatível com o ADS com os valores dos Parâmetros S. Assim, foi possível exportar os dados para serem tratados no ADS. É de salientar que foi utilizado um atenuador de 20dB como medida de precaução, aquando da medição com analisador de redes, pelo que é necessário somar 20dB aos valores na saída para se obter a medida correcta.

O circuito utilizado no ADS para tratar os dados foi o da figura 49.

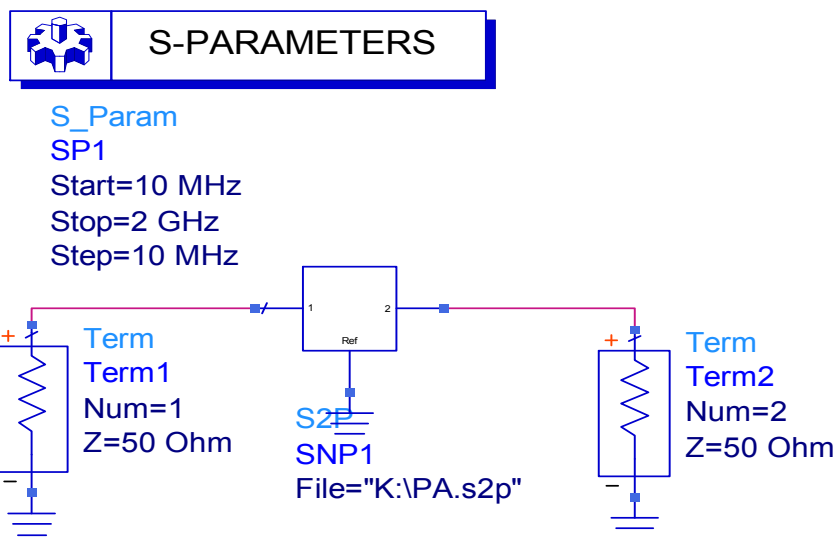


Figura 49 - Circuito para medição de Parâmetros S.

Os resultados da medição efectuada são mostrados na figura 50. É importante não esquecer que, para obter os resultados correctos, é necessário somar 20dB aos resultados que envolvam a saída (S_{12} e S_{21}).

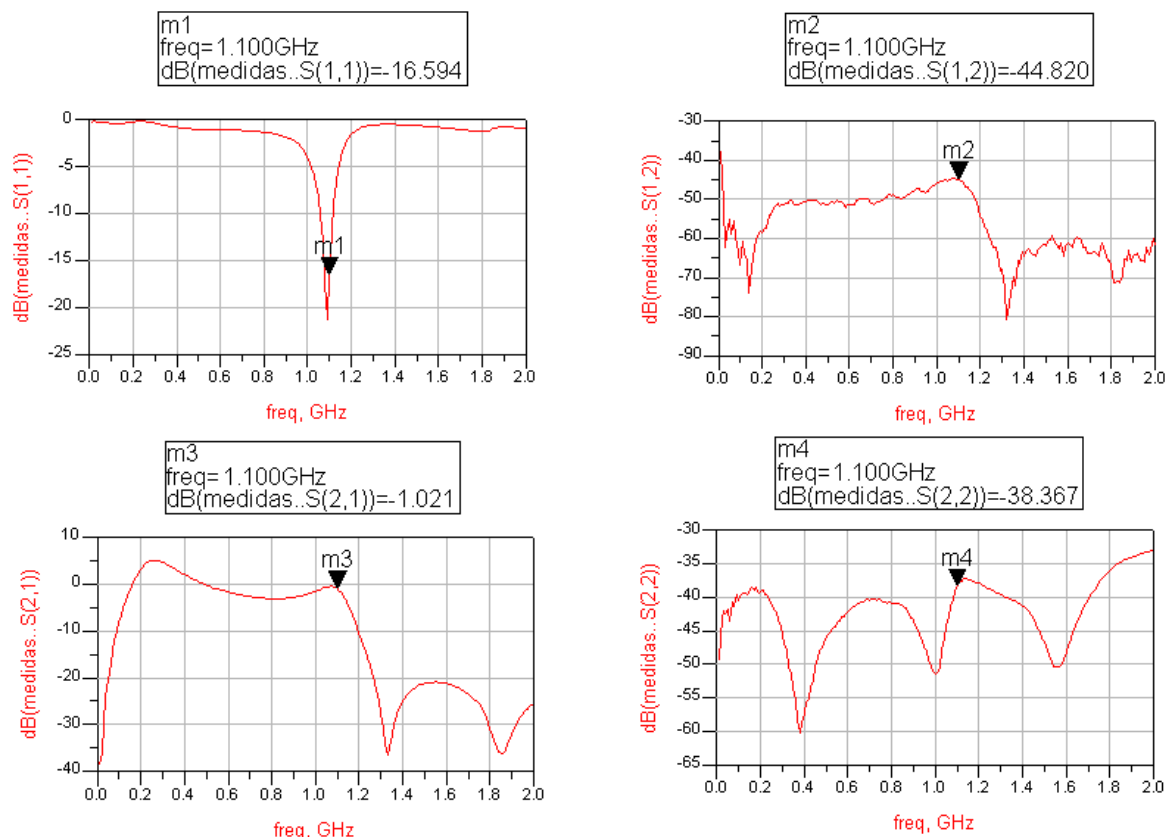


Figura 50 - Parâmetros S medidos.

5.2 Potência

No sentido de se avaliar a performance de potência do Amplificador, são efectuadas medições a 1 tom e posteriormente a 2 tons. É importante referir que, tal como para a medição dos parâmetros S, foi usado um atenuador não de 20dB, mas de 10dB.

-1 Tom

A Figura 51 representa o diagrama de blocos da medição para 1 tom.

Os resultados obtidos são apresentados nas tabelas e figuras seguintes.

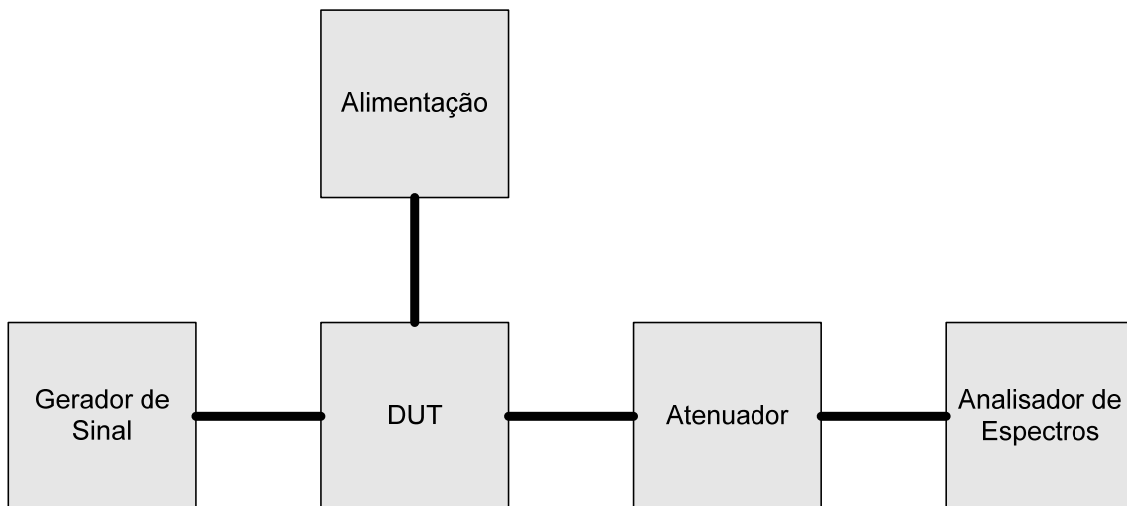


Figura 51 - Diagrama de blocos da medição com 1 tom.

Pin (dBm)	Pout, ω_1 (dBm)	Pout, $3\omega_1$ (dBm)
0	6.20	-50.00
1	7.30	-50.00
2	8.30	-50.00
3	9.40	-50.00
4	10.40	-50.00
5	11.50	-50.00
6	12.50	-40.00
7	13.50	-38.00
8	14.50	-35.00
9	15.50	-31.00
10	16.40	-27.90
11	17.40	-24.00
12	18.20	-20.90
13	19.10	-17.50
14	19.90	-14.50
15	20.50	-12.50
16	21.00	-10.50
17	21.50	-9.00

Tabela 5 - Resultados da medição com 1 tom.

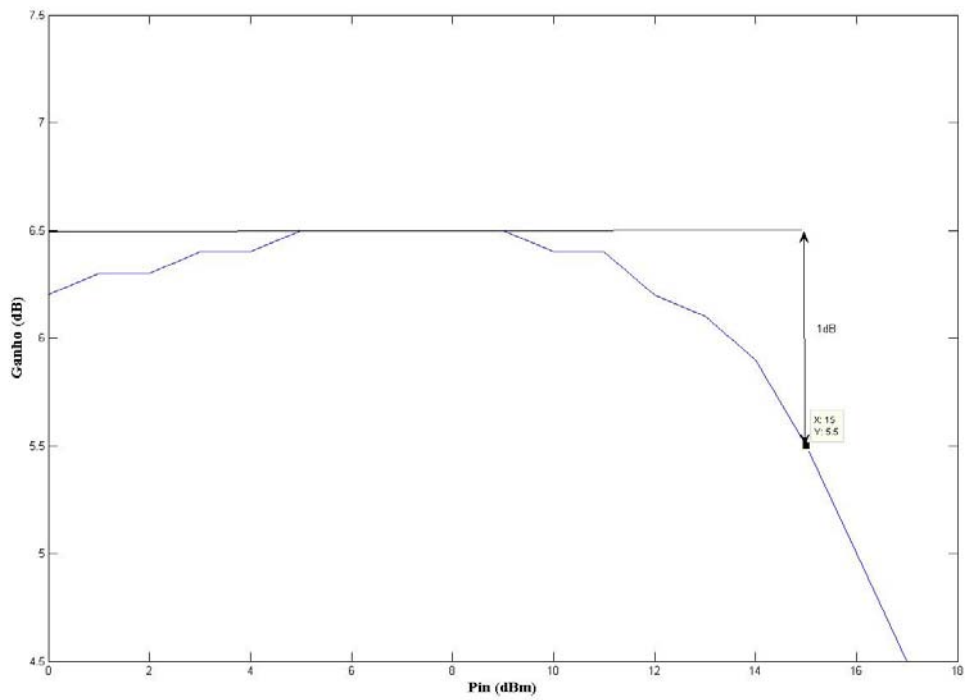


Figura 52 - Ganho a 1tom.

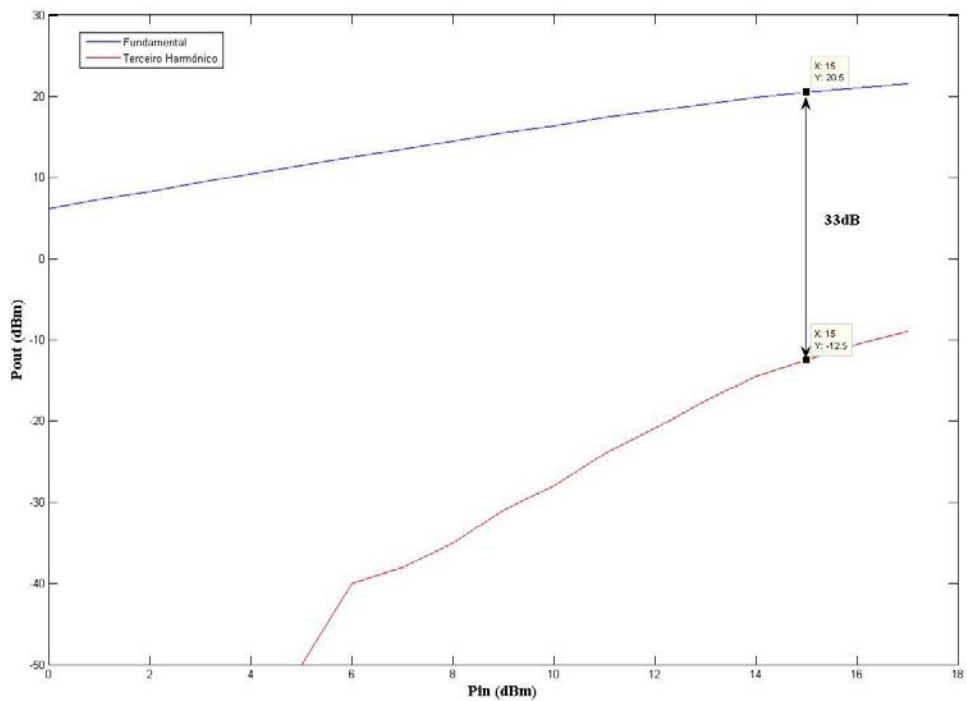


Figura 53 - Pout, fundamental e 3º harmônico

- 2 Tons

O diagrama de blocos da medição com 2 tons está ilustrado na figura 54.

Em primeiro lugar são apresentados os resultados de 2 tons espaçados por 1MHz e de seguida espaçados por 100KHz.

As próximas tabelas e figuras apresentam os resultados destas medições.

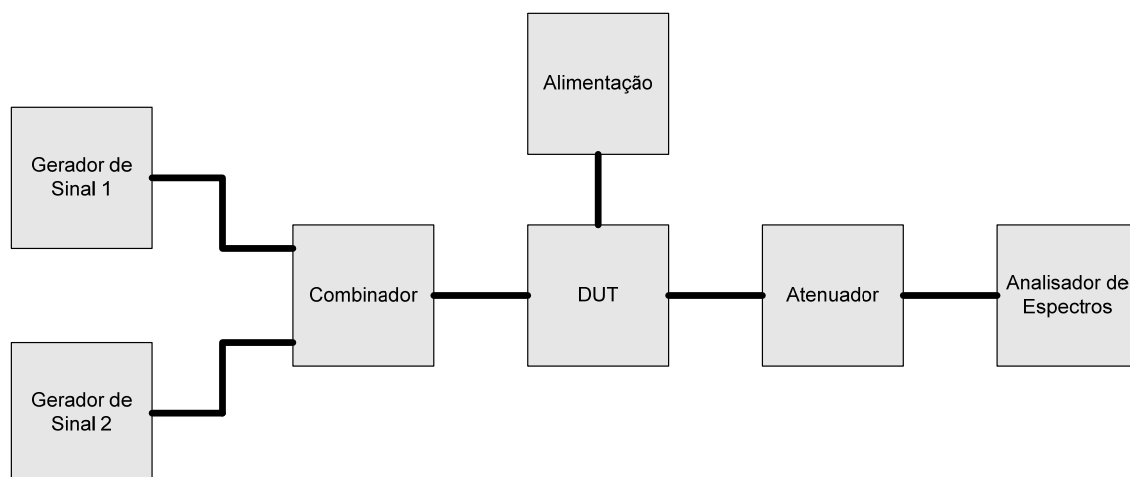


Figura 54 - Diagrama de blocos da medição com 2 tons.

Pin (dBm)	Pout, ω_1 (dBm)	Pout, ω_2 (dBm)	Pout, 2 $\omega_1 - \omega_2$ (dBm)	Pout, 2 $\omega_2 - \omega_1$ (dBm)
0	3.75	3.75	-54.10	-37.40
1	4.78	4.74	-50.50	-36.40
2	5.83	5.74	-47.30	-35.56
3	6.86	6.74	-43.90	-35.10
4	7.86	7.73	-40.50	-34.53
5	8.87	8.71	-37.20	-34.36
6	9.87	9.64	-33.60	-33.69
7	10.82	10.63	-30.20	-31.50
8	11.79	11.54	-26.60	-28.23
9	12.75	12.40	-22.80	-23.90
10	13.65	13.24	-18.71	-19.27
11	14.48	14.06	-12.90	-12.91
12	15.24	14.87	-6.68	-6.79
13	15.96	15.56	-2.62	-2.64
14	16.55	16.20	-0.08	-0.37
15	17.13	16.76	1.52	1.14
16	17.64	17.20	2.49	2.02
17	17.74	17.78	2.63	2.78

Tabela 6 - Resultados das medições com 2 tons, espaçados por 1MHz.

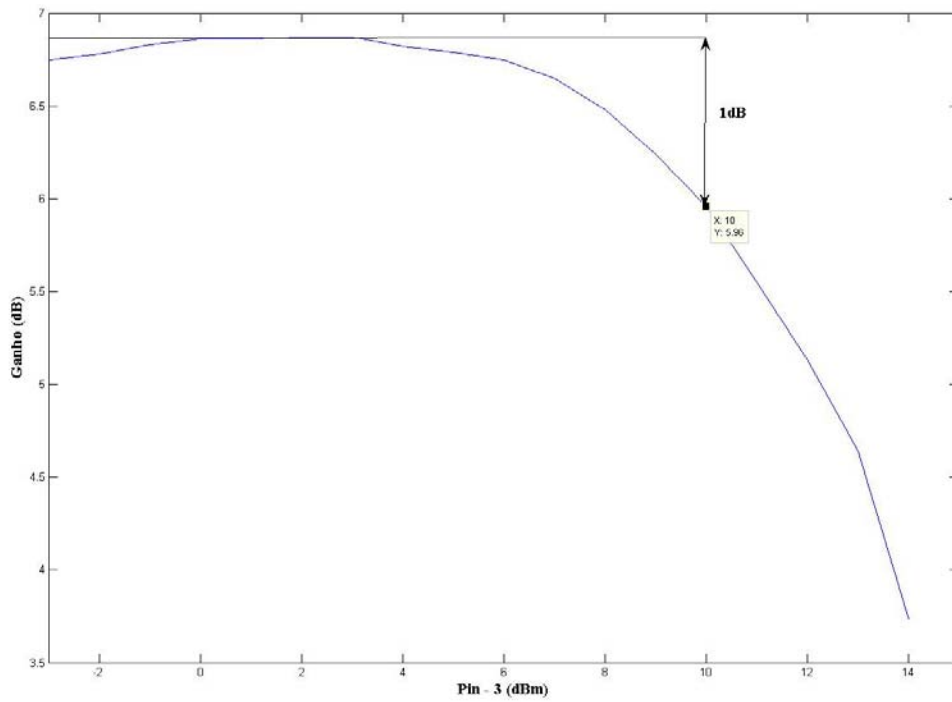


Figura 55 - Ganho com 2 tons espaçados por 1MHz.

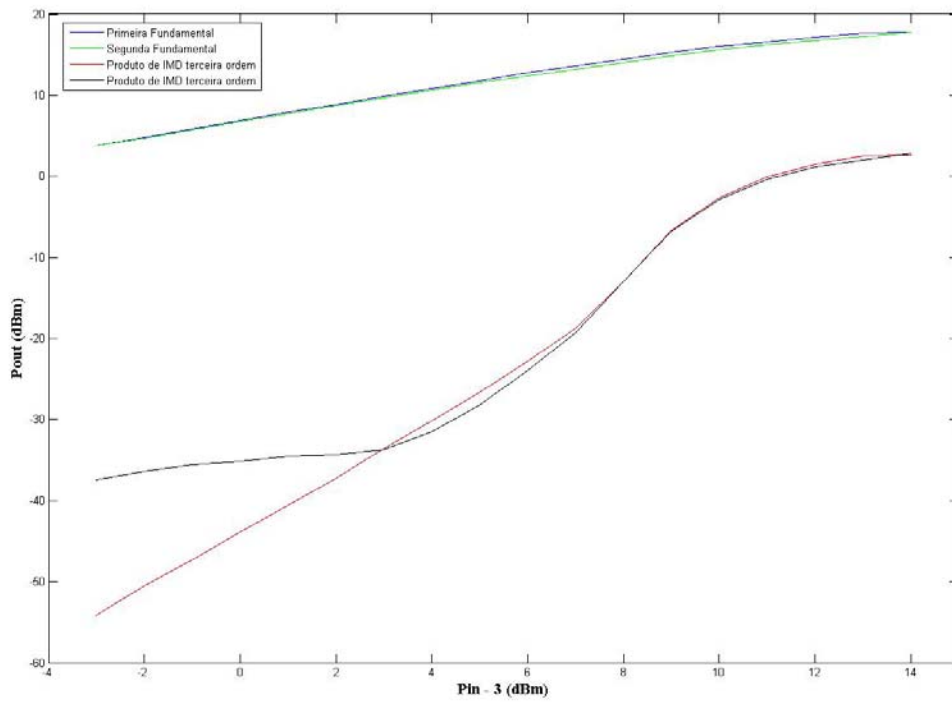


Figura 56 - Pout, fundamentais e produtos de IM3.

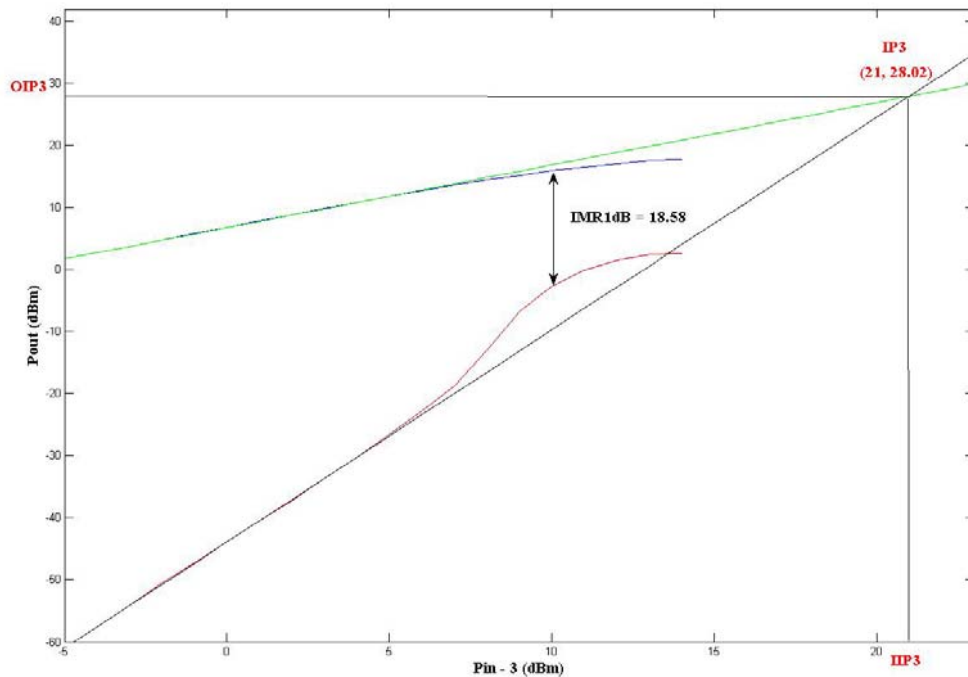


Figura 57 - IP3 para 2 tons espaçados por 1MHz.

Pin (dBm)	Pout, ω_1 (dBm)	Pout, ω_2 (dBm)	Pout, $2\omega_1 - \omega_2$ (dBm)	Pout, $2\omega_2 - \omega_1$ (dBm)
0	3.95	3.92	-33.50	-27.70
1	4.99	4.92	-32.70	-26.50
2	6.02	5.92	-32.10	-25.40
3	7.06	6.93	-31.80	-24.25
4	8.07	7.91	-31.40	-23.00
5	9.12	8.90	-31.50	-21.70
6	10.13	9.85	-32.70	-20.30
7	11.08	10.79	-35.00	-18.80
8	12.07	11.70	-43.50	-17.10
9	12.98	12.59	-35.00	-15.10
10	13.88	13.41	-23.5.	-12.50
11	14.73	14.20	-13.4.	-8.46
12	15.52	14.91	-6.26	-4.17
13	16.23	15.54	-2.29	-0.97
14	16.85	16.11	0.29	1.10
15	17.37	16.60	2.07	2.21
16	17.86	17.02	3.00	2.49
17	17.60	17.74	2.79	3.28

Tabela 7 - Resultados das medições com 2 tons, espaçados por 100KHz.

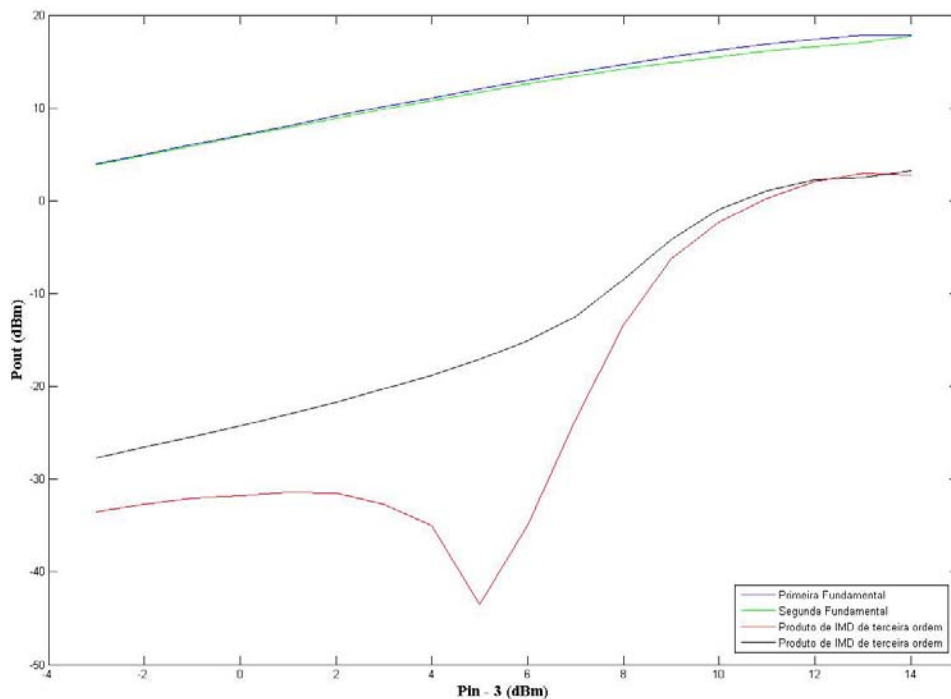


Figura 58 - Pout, fundamentais e produtos de IM3 (espaçamento de 100 KHz).

5.3 Discussão dos resultados

Analisando os resultados obtidos nas medições práticas, verifica-se que o ganho atingido à frequência de 1.1GHz é de aproximadamente 19dB. Apesar de se ter alterado a frequência de utilização, este valor não difere muito do valor obtido aquando da simulação para 1GHz (20.77dB). Assim, decidiu-se não voltar a sintonizar o Amplificador para frequência de 1GHz, pois os resultados obtidos eram satisfatórios. Convém lembrar que foi usado um atenuador de 20dB na medição dos parâmetros S, pelo que é necessário somar este valor aos parâmetros S afectados pela saída do circuito.

No que diz respeito às medições de potência usou-se um atenuador de 10dB pelo que, à semelhança do que acontece com os parâmetros S, é necessário somar este valor ao valor de potência na saída. Contudo, aquando da medição com 2 tons, para além da perda de 10dB devido ao atenuador, é necessário contabilizar uma perda adicional de 3dB imposta pelo combinador utilizado na entrada. Assim, à potência de entrada foram já descontados os 3dB de perda devido ao combinador.

O ganho atingido foi de 16.5dB, que difere em 2.5dB do ganho obtido aquando da medição dos parâmetros S. No entanto, se considerarmos as perdas nos cabos utilizados para se efectuarem as ligações, esta discrepância é perfeitamente aceitável. A potência de saída atingida no ponto de compressão de 1dB é de 30.5dBm que, considerando as perdas nos cabos, está muito próxima do valor típico do transistor (33dBm). O terceiro harmónico, neste ponto, dista da componente fundamental 33dB (P3H).

Considerando agora as medições para 2 tons espaçados por 1MHz, verifica-se que a potência de entrada no ponto de compressão de 1dB (P_{i1dB}) é de 10dBm decrescendo 5dB em relação à medição para 1 tom. Consequentemente, a potência de saída neste ponto baixa para 25.96dBm, lembrando que é necessário somar 10dB ao valor de saída devido ao atenuador. Observando a figura 56 verifica-se que, no nível de potência mais baixa, existe uma discrepância no valor dos produtos de intermodulação de 3ª ordem que se deve, muito provavelmente, a ruído gerado pelo aparelho de medida. Considerando a distorção da IM3, o IMR no ponto de compressão de 1dB é de 18.58dB. O IP3 toma os valores: $IIP3 = 21dBm$ e $OIP3 = 38.02dBm$. Note-se que quanto mais alto for o valor deste ponto, menor é a distorção causada pela intermodulação de 3ª ordem em níveis de potência mais elevados [11]. Considerando estes resultados, a performance do Amplificador no que diz respeito às distorções de intermodulação, pode ser boa ou má dependendo das especificações do sistema em que se pretende aplica-lo.

Em relação às medições para 2 tons espaçados por 100KHz, verifica-se uma assimetria dos produtos de intermodulação de 3ª ordem (figura 58). Uma explicação para este fenómeno pode ser encontrada em [12].

É de salientar que apesar da frequência de utilização ter sido alterada, em ambos os casos, nas medições e nas simulações, a potência de saída obtida no ponto de compressão de 1dB está bastante próxima do valor típico do transistor.

A tabela 8 apresenta um resumo dos resultados obtidos nas medições e nas simulações efectuadas.

		Resultados das Simulações	Resultados das Medições
Parâmetros S	S₁₁ (dB)	-26.62	-16.60
	S₁₂ (dB)	-23.77	-24.80
	S₂₁ (dB)	20.77	19.00
	S₂₂ (dB)	-2.07	-38.37
1 Tom	Ganho (dB)	20.77	16.50
	Pi1dB (dBm)	15.00	15.00
	Po1dB (dBm)	34.44	30.50
	P3H (dB)	33.49	33.00
2 Tons (espaçados por 1MHz)	Pi1dB (dBm)	10.00	10.00
	Po1dB (dBm)	29.45	25.96
	IMR1dB (dB)	15.84	18.58
	IIP3 (dBm)	27.00	21.00
	OIP3 (dBm)	47.40	38.02

Tabela 8 - Tabela resumo dos resultados das medições e das simulações.

Capítulo 6

O Futuro dos Amplificadores de Potência

Os sistemas de comunicações sem fios actuais sofreram um progresso significativo no aumento da largura de banda e no número de portadoras para aplicações de alto débito de dados. As potências transmitidas instantaneamente por sistemas tais como o CDMA-2000, WCDMA e OFDM variam extensamente e rapidamente, transportando sinais com elevado PAR (*peak-to-average ratio*). Assim, os Amplificadores de potência da estação base para estes sistemas, requerem elevada linearidade para amplificar a fonte de sinal de elevado PAR sem distorção. Para satisfazer estes requisitos de linearidade, os Amplificadores de potência são normalmente polarizados em classe A ou AB e devem operar afastados do pico de potência de saída.

Como os sistemas de comunicação são reduzidos em tamanho e em custo, o sistema de refrigeração deve ser simples e pequeno, requerendo por isso um amplificador de potência com elevada eficiência.

O Amplificador de *Doherty* constitui uma avançada técnica de desenho para se conseguir elevada eficiência, pelo que poderá ser o futuro dos Amplificadores de Potência.

Neste capítulo é feita uma pequena introdução a este tipo de Amplificadores, descrevendo a sua operação, linearidade e configuração do circuito, [13].

6.1 Operação

O Amplificador de *Doherty* é na realidade constituído por dois Amplificadores, o Amplificador de Pico e o Amplificador de Portadora. A carga de saída é conectada ao Amplificador de Portadora através de um inversor de impedâncias e conectada directamente ao Amplificador de Pico (figura 59). As duas fontes de corrente representam os amplificadores. É assumido que cada fonte de corrente é linearmente proporcional ao sinal de tensão de entrada. O Amplificador opera em classe AB ou classe B com curto circuitos harmónicos depois de ligado e a análise da eficiência pode ser realizada usando

apenas as componentes fundamental e DC. O Amplificador de Pico só começa a funcionar quando a tensão de entrada for igual a metade do seu máximo valor, [13].

A técnica do Amplificador de *Doherty* é baseada na alteração da impedância de carga de cada Amplificador, chamada modulação de carga, de acordo com o nível de potência de entrada, [13].

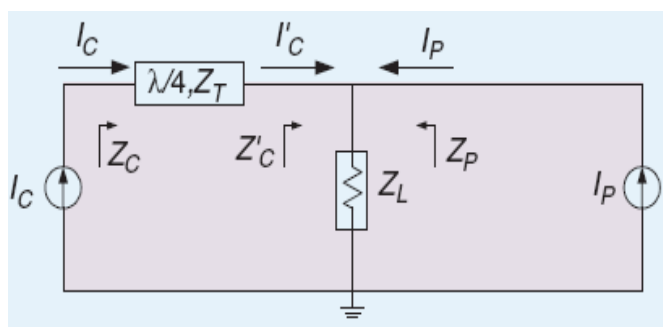


Figura 59 - Diagrama operacional do Amplificador de *Doherty* [13].

- Região de baixa potência ($0 \sim (V_{in, Max})/2$)

Na região de baixa potência o Amplificador de Pico está cortado e a impedância de carga do Amplificador de Portadora é duas vezes maior do que a de um Amplificador convencional. Assim, o Amplificador de Portadora atinge a saturação a $(V_{in, Max})/2$ desde que a oscilação máxima da corrente fundamental seja metade e a oscilação máxima da tensão atinja V_{DC} . Deste modo, o nível de potência máxima é metade do permitido pelo Amplificador de Portadora e a eficiência do Amplificador é igual à eficiência máxima do Amplificador de Portadora (figura 60), [13].

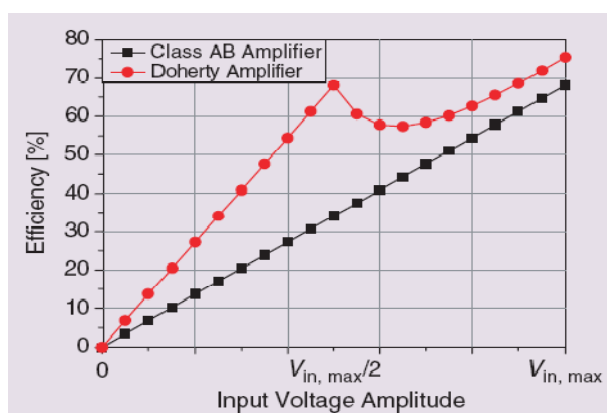


Figura 60 - Gráfico da eficiência em função de V_{in} para o Amplificador de *Doherty* e para o Amplificador classe AB [13].

- Região de alta potência ($(V_{in, Max})/2 \sim V_{in, Max}$)

Assumindo que o g_m do Amplificador de Pico é duas vezes maior do que o do Amplificador de Portadora, as oscilações de corrente e tensão do Amplificador de Pico aumentam em proporção com o nível de tensão de entrada e a oscilação da tensão atinge o seu máximo de V_{DC} , só quando a tensão de entrada é máxima. A impedância de carga do Amplificador de Portadora varia de $2Z_{opt}$ a Z_{opt} e a do Amplificador de Pico varia de ∞ a Z_{opt} de acordo com o nível de tensão de entrada. A eficiência do Amplificador de *Doherty* à máxima tensão de entrada é igual à máxima eficiência dos Amplificadores. No entanto, usualmente o Amplificador de Pico e o Amplificador de Portadora são do mesmo tamanho, ou seja, têm o mesmo g_m e o Amplificador de Pico não pode ser totalmente ligado, o que degrada a performance de Potência, [14].

6.2 Linearidade

O Amplificador de Portadora, polarizado em Classe AB, tem uma impedância de carga duas vezes maior nos níveis de potência mais baixos e a alta impedância deste Amplificador compensa o baixo ganho provocado pela divisão de potência na entrada. Na região de baixa potência a linearidade do Amplificador de *Doherty* é inteiramente determinada pelo Amplificador de Portadora. Consequentemente, este deve ser altamente linear mesmo que a impedância de carga seja elevada, [13].

Nos níveis de potência mais elevados, a linearidade do Amplificador de *Doherty* é melhorada pelo cancelamento harmônico dos dois Amplificadores, usando uma tensão de *gate* apropriada. Em termos de ganho de cada Amplificador, uma expansão atrasada do ganho do Amplificador de Pico polarizado em Classe C, compensa a compressão de ganho do Amplificador de Portadora polarizado em Classe AB. Assim, o Amplificador de *Doherty* é capaz de entregar mais potência de saída linear do que um convencional Amplificador em Classe AB, [13].

6.3 Configuração do Circuito

A figura 60 mostra um esquema do Amplificador de *Doherty*. Os Amplificadores de Pico e de Portadora têm circuitos de adaptação de entrada/saída que transformam a impedância de entrada em 50Ω e a impedância de saída em R_0 . As linhas de *offset* encontram-se à saída do circuito, [15].

Na região de baixa potência, os ajustes de fase das linhas de *offset* levam a que o Amplificador de Pico se comporte como um circuito aberto e a impedância de carga do Amplificador de Portadora seja dobrada para $2R_0$ por um transformador de $\lambda/4$. A linha de *offset* do Amplificador de Portadora varia de Z_{opt} a $2Z_{opt}$ para a modulação de carga apropriada. A linha de *offset* do Amplificador de Pico ajusta a alta impedância, prevenindo fugas de potência, [13].

Na região de alta potência, dado que o Amplificador de Pico se liga, a impedância de carga do Amplificador de Portadora desce para R_0 , [15].

O circuito de combinação de saída consiste numa linha de transmissão de $\lambda/4$ com impedância característica 50Ω e numa linha $\lambda/4$ que transforma a impedância de carga combinada em 50Ω à saída.

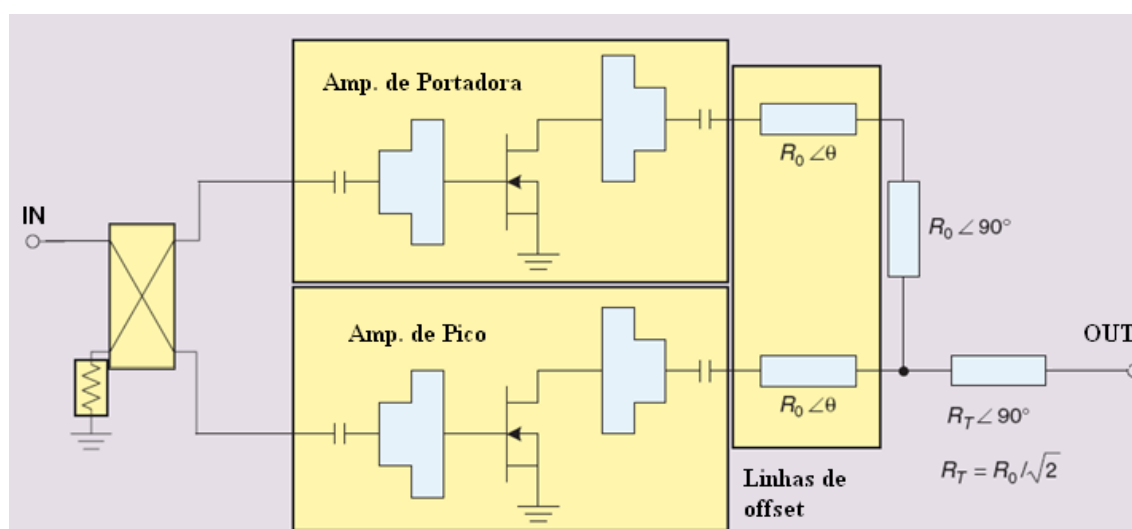


Figura 61 - Esquema do Amplificador de *Doherty* [13].

Capítulo 7

Conclusão & Trabalho Futuro

7.1 Conclusão

Neste trabalho foi projectado e implementado um Amplificador de Potência a operar na banda do 1GHz, utilizando tecnologia estado da arte, ou seja, transístores de Nitreto de Gálio, GaN. Com a realização do trabalho foi-me permitido trabalhar com tecnologia estado da arte e aprofundar os meus conhecimentos na área de electrónica de rádio-frequência, os quais inicialmente eram escassos, consistindo em algumas noções básicas adquiridas ao longo do curso. Tive a possibilidade de trabalhar com um simulador que nunca antes utilizara, o ADS, sendo claramente uma mais-valia para a minha formação académica. O aprofundamento dos meus conhecimentos na área da electrónica de rádio-frequência e a familiarização com o simulador, foram etapas imprescindíveis no sentido de se obterem bons resultados. Deste modo, com as bases adquiridas e com a devida orientação, o desenho e construção do Amplificador foram etapas relativamente simples.

Devido a um erro técnico, foi necessário cortar um bocado de linha que fez com que o Amplificador ficasse sintonizado para 1.1GHz. Este foi o maior percalço ao longo do trabalho, contudo decidiu-se não voltar a sintonizar o Amplificador para 1GHz pela razão apresentada no quinto capítulo.

Os resultados obtidos, os quais considero terem sido bastante satisfatórios, foram já apresentados e comentados no quarto e quinto capítulos. Conseguimos obter um bom valor de ganho (19dB), uma boa performance de potência, já que a potência de saída no ponto de 1dB de compressão é bastante próxima da indicada no *datasheet* do transístor. Tendo em conta a distorção de intermodulação de terceira ordem, a avaliação da performance do Amplificador é relativa, pois depende das especificações do sistema em que se pretende aplicar o Amplificador.

Deste modo, considero que os resultados, para além de satisfatórios, são reveladores de que os Amplificadores de Potência utilizando transístores de Nitreto de Gálio, poderão substituir os Amplificadores a válvulas (TWTAs), nomeadamente nos

satélites. No entanto, o Amplificador construído neste trabalho não serviria para integrar um satélite, pois seria necessária uma maior capacidade de potência de saída.

Certamente que estudos e testes continuarão a ser realizados no sentido de concretizar esta substituição.

7.2 Trabalho Futuro

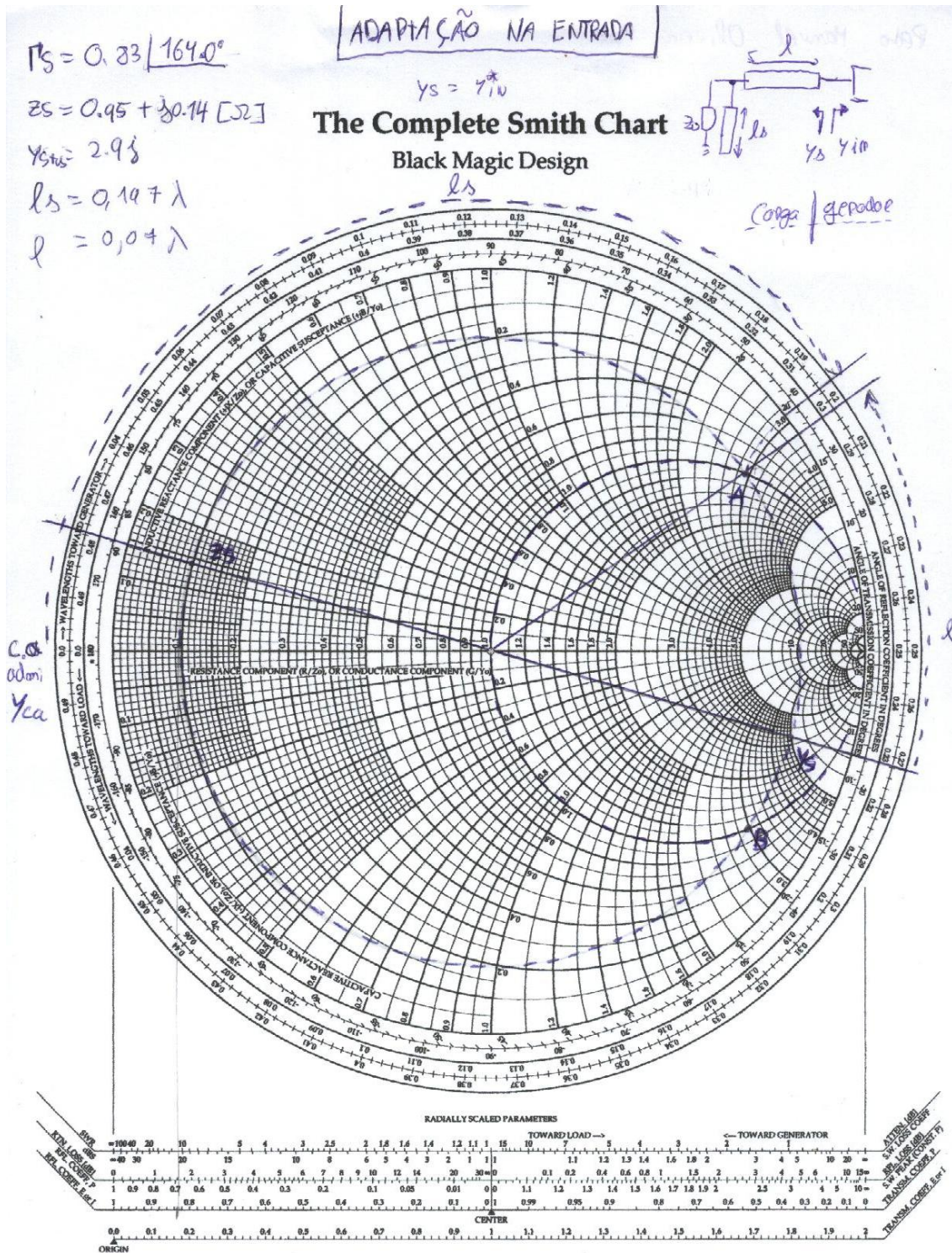
Embora não se tenha medido a eficiência do Amplificador implementado, devido ao facto deste funcionar em classe A, a sua eficiência seria no máximo de 50%. Contudo, certamente estará aquém deste valor.

Ora, nos sistemas de telecomunicações actuais, o peso e o tamanho dos dispositivos querem-se reduzidos, consequentemente os sistemas de refrigeração também têm que o ser. Desta forma, técnicas para aumentar a eficiência tornam-se pertinentes. A linearidade é também um requisito bastante importante, no entanto, como se sabe, combinar eficiência com linearidade não é uma tarefa simples.

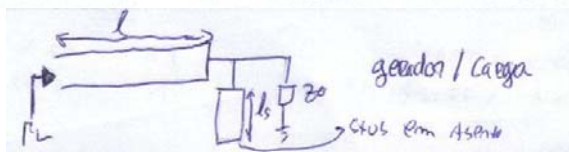
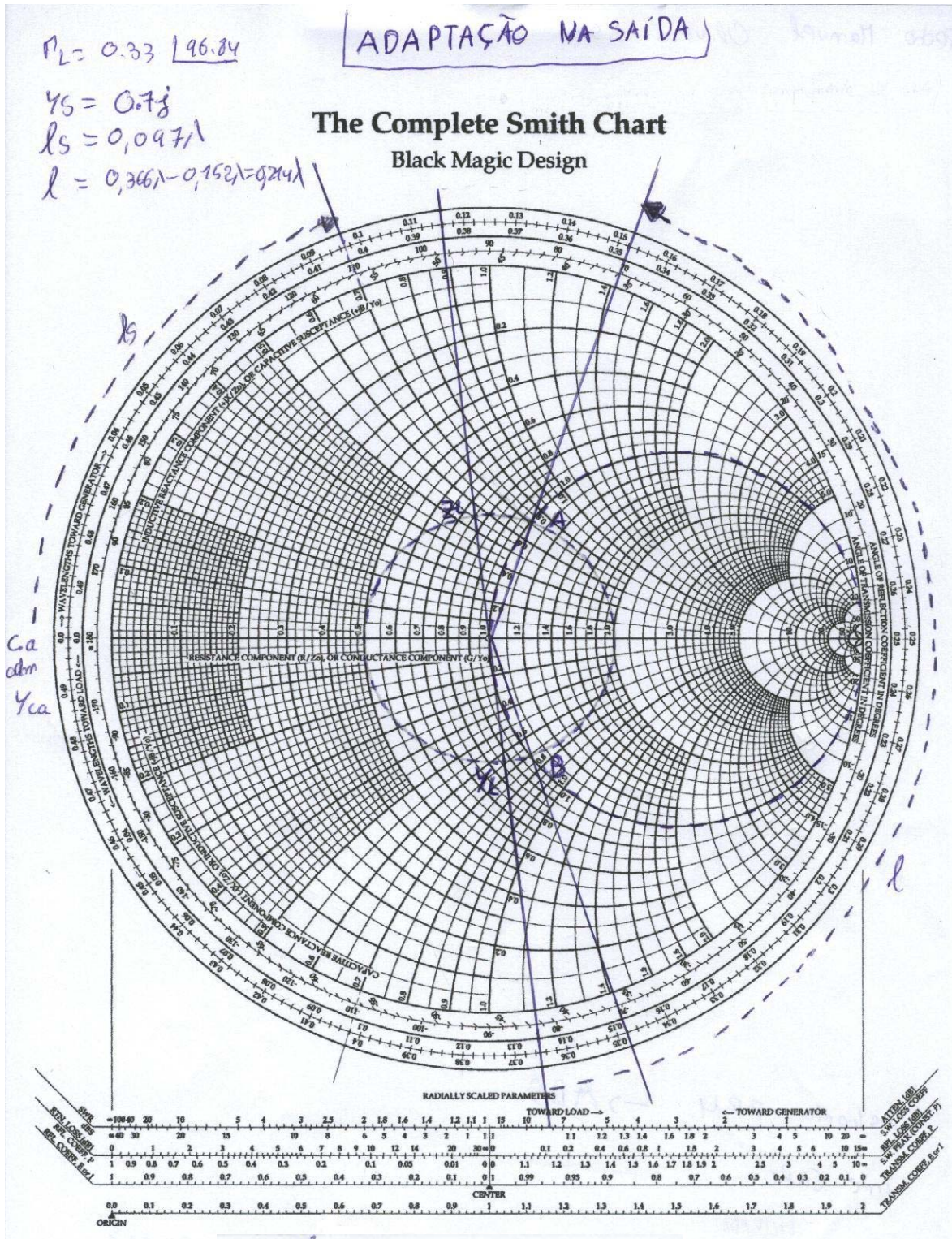
Como trabalho futuro seria interessante utilizar a técnica do Amplificador de *Doherty*, introduzida no capítulo sexto, no sentido de melhorar a performance do Amplificador em termos de eficiência, juntamente com uma boa performance ao nível da linearidade.

8. Anexos

- Rede de Adaptação de Entrada (IMN)



- Rede de Adaptação de Saída (OMN)



- Datasheet do Transistor**Preliminary 2W
Power Transistor****RT233PD****RFHIC****Product Features**

- Frequency Range = 300MHz ~ 5GHz
- High Output Power
P1dB = 33dBm(Typ.)@2.14GHz
- High Efficiency
- High Power Gain
G1dB = 19dB(Typ.)@900MHz
G1dB = 15dB(Typ.)@2.14GHz
- High Linearity
- Hermetically sealed package
- GaN HFET

Application

- Repeater
- RF Sub-Systems
- Base Station
- Converter
- IMT-2000
- ISM
- MMDS
- Wi-Fi, Wi-max

**Description**

The RT233PD is designed for base stations and cell extenders as cellular and GSM, PCS, IMT-2000, ISM, MMDS, Wi-Fi, Wi-max frequency systems, GaN HFET is used and attached on a gold sub carrier.

Absolute Maximum Ratings

PARAMETER	Symbol	Rating
Drain-Source Voltage	Vds	+70V
Gate-Source Voltage	Vgs	-30V
Total Power Dissipation	Pt	7.8W
Storage Temperature	Tstg	-65 °C ~ +175 °C
Channel Temperature	Tch	200 °C

Electrical Characteristics (Ta=+25 °C)

PARAMETER	Symbol	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
Saturated drain Current	Idss	Vds=27V, Vgs=0V	400		450	mA
Transconductance	gm	Vds=7V		1800		mS
Pinch-off Voltage	Vp	Vds=8V, Ids=8mA	-2.0	-2.3	-2.6	V
Breakdown Voltage Gate-Source	Bvgs				-30	V
Breakdown Voltage Gate-Drain	Bvgd				-100	V
Output Power @1dB G.C.P	P1dB		32.5	33		dBm
Linear Power Gain	GLP	Vds=27V, Ids = 150mA		16		dB
Power added efficiency @1dB	η_{add}	f = 2.14GHz		50		%
Thermal Resistance (channel to Case)	Rth			15	20	°C/W

• Tel : 82-31-250-5011
• rfsales@rfhic.com

• All specifications may change without notice.
• Version 5.0

Preliminary 2W Power Transistor RT233PD



Typical Specifications

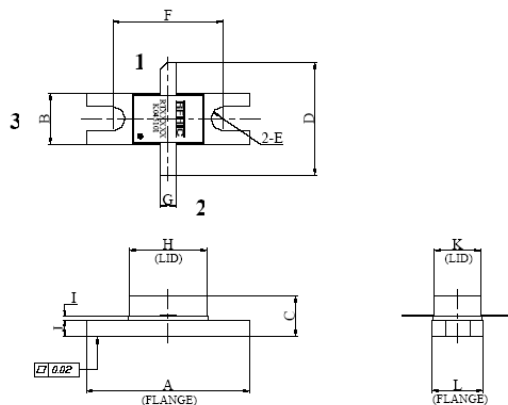
PARAMETER	Symbol	Specifications				
		900	1850	2140	2640	3500
Frequency	MHz	900	1850	2140	2640	3500
Small Signal Gain	dB	20	17	16	14	13
Input Return Loss	dB	-10dB(2 : 1)				
1dB Compression Point	dBm	33		32.5		
*CDMA Power (1FA)	dBm	27	27			
*CDMA Power (7FA)	dBm	23	23			
Vdd / Ids (CDMA Only)	mA	+27V / 150mA				
**WCDMA Power (1FA)	dBm			25		
**WCDMA Power (2FA)	dBm			22		
**WCDMA Power (4FA)	dBm			20		
OIP3 (dBm)	dBm	43 @ 20dBm/tone				
Operating Temp Range	°C	-25 °C ~ +70				

* IS-95(900MHz) (±750kHz offset@-29dBc ACPR, ±1.98MHz offset@-39dBc ACPR)

* IS-95(1850MHz) (±885kHz offset@-29dBc ACPR, ±1.98MHz offset@-39dBc ACPR)

** Test Model 1ch/64DPCH (±5MHz offset@-45dBc ACLR, ±10MHz offset@-50dBc ACLR)

Dimensions in mm (WP-22 package)



Pin Map

Pin1	Pin2	Pin3
Gate	Drain	Source

	Min.	Typ.	Max.
A	15.9	16.0	16.1
B	4.9	5.0	5.1
C	3.8	3.9	4.0
D	11.1	11.2	11.3
E	Ø1.18	Ø 1.2	Ø1.22
F	10.7	10.8	10.9
G	1.45	1.5	1.55
H	6.7	6.8	6.9
I	0.3	0.35	0.4
J	1.55	1.6	1.65
K	4.5	4.6	4.7
L	4.9	5.0	5.1

Referências

- [1] A. R. Barnes, A. Boetti, L. Marchand and J. Hopkins, “**An overview of microwave component requirements for future space applications**”, Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005.
- [2] J Wuerfl and M Schlechtweg, “**Frontiers of III-V Compounds and Devices**”, 2004 GAAS Symposium Digest, pp195-198.
- [3] N Zamdmer, J Kim et. al., “**A 243-GHz Ft and 208-GHz Fmax, 90nm SOI CMOS SoC Technology with Low-Power Millimeter-Wave Digital and RF Circuit Capability**”, 2004 Symposium on VLSI Technology Digest of Papers, pp98- 99.
- [4] José Carlos Pedro, Nuno Borges Carvalho, “**Intemodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits**”, Artech House microwave library, 2003.
- [5] S. C. Cripps, “**RF Power Amplifiers for Wireless Communication**”, Norwood, MA, Artech House, 1999.
- [6] Stephen A.Maas, “**Nonlinear Microwave and RF circuits**”, Artech House microwave library, January 2003.
- [7] Guillermo Gonzalez, “**MICROWAVE TRASISTOR AMPLIFIERS Analysis and Design**”, Prentice-Hall, 1984.
- [8] D. Woods, “**Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S Parameters**”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, February 1976

-
- [9] Nuno Borges de Carvalho, “**Amplificadores Sintonizados de RF**”, *Electrónica de RF*, 1º Semestre 2002, Universidade de Aveiro.
- [10] José Carlos Pedro, “**Electrónica de Rádio Frequência – Textos de apoio**”, Universidade de Aveiro, 1994.
- [11] Charles Nader, “**Design of A Power Amplifier Based On Si-LDMOS For WiMAX**”, University of GäVIE, June 2006.
- [12] N. Borges de Carvalho and J. C. Pedro, “**A Comprehensive Explanation of Distortion Sideband Asymmetries**”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. 50, No.9, September 2002.
- [13] Bumman Kim, Jangheon Kim, Ildu Kim, and Jeonghyeon Cha, “**The Doherty Power Amplifier**”, *IEEE microwave magazine*, 2006.
- [14] J. Kim, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, “**Optimum operation of asymmetrical-cells-based linear doherty power amplifiers-uneven power drive and power matching**”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1802–1809, May 2005.
- [15] Y. Yang, J. Yi, Y.Y. Woo, and B. Kim, “**Optimum design for linearity and efficiency of microwave doherty amplifier using a new load matching technique**”, *Microwave J.*, vol. 44, no. 12, pp. 20–36, Dec. 2001.
- [16] Anna Rudiakova, Vladimir Krizhanovski, “**Advanced Design Techniques for RF Power Amplifiers**”, Springer, 2006.
- [17] Pedro Cabral, “**Modelação Não-Linear de Transístores de Potência para RF e Microondas**”, Universidade de Aveiro, Dezembro, 2006.
- [18] W.H. Doherty, “**A new high efficiency power amplifier for modulated waves**”, *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163–1182, 1936.

- [19] F.H. Raab, “**Efficiency of Doherty RF power amplifier system**”, *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. BC-33, no. 3, pp. 77–83, Sep. 1987.
- [20] Nuno Borges de Carvalho, “**Amplificadores de Potência**”, *Electrónica de RF*, 1º Semestre 2002, Universidade de Aveiro.
- [21] Nuno Borges de Carvalho, “**O impacto da distorção não linear**” (Curso de Rádio Móvel), Universidade de Aveiro.
- [22] Mihai Albulet, “**RF Power Amplifiers**”, SciTech Publishing, 2001.