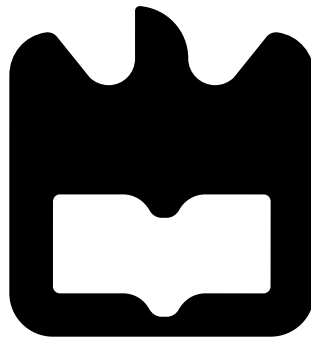




**Marco Paulo
da Silva Leite**

**Projeto de Misturadores RF e sua implementação
em MMIC**





**Marco Paulo
da Silva Leite**

**Projeto de Misturadores RF e sua implementação
em MMIC**

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

Aos meus Pais, irmã e afilhado

o júri

presidente

Professor Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha

Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

vogais

Professor Doutor Rafael Ferreira da Silva Caldeirinha

Professor Coordenador da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria (arguente)

Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

Professor Catedrático do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)

agradecimentos

Em primeiro lugar, um agradecimento enorme aos meus pais, irmã e afilhado, pois sem o apoio deles não seria possível ter chegado até aqui.

Uma palavra de grande agradecimento também ao meu orientador, Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho pelo apoio e disponibilidade demonstrada ao longo de toda a realização desta dissertação, e um obrigado também ao meu colaborador Ricardo Correia, por toda a ajuda prestada sempre que pedida.

Por fim, um agradecimento especial ao colega e amigo Gonçalo Duarte Rosa por todo o apoio que me prestou, e a todos os restantes colegas e funcionários do Instituto de Telecomunicações que me deram o seu contributo, nomeadamente Joana Pereira, Daniel Belo, Diogo Barros, Cristiano Gonçalves e Paulo Gonçalves.

A todos, um muito Obrigado!

Palavras Chave

MMIC, ADS, PA, RF, GaN, Misturador

Resumo

Hoje em dia é possível que certos dispositivos eletrônicos possam ser alimentados de forma passiva, isto é, sem qualquer tipo de alimentação física (baterias, cabos, etc.).

O objetivo desta dissertação é desenvolver um misturador em *Monolithic Microwave Integrated Circuit* (MMIC), alimentado de forma passiva, que possa ser usado em transceptores de Rádio-frequência (RF), podendo estes posteriormente ser utilizados em aplicações espaciais.

O misturador foi projetado com base num Amplificador de potência (PA), aproveitando-se a potência presente numa das componentes de distorção de intermodulação que vão aparecer na sua saída, devido à não linearidade dos transístores. O facto do sistema ser em MMIC torna possível que o mesmo seja pequeno e leve.

Keywords

MMIC, ADS, PA, RF, GaN, *Mixer*

Abstract

Nowadays, it is possible for some devices to have a passive power and to work without any kind of physical energy source like batteries, cables, etc.

The goal of this dissertation is to create a mixer in MMIC, supplied by passive power, which can be used in RF transceivers. The space domain is a possible application of these transceivers.

The mixer would be designed based on a power amplifier, in order to take advantage of the power from one of the intermodulation distortion components, that are presented at the output of the circuit due to nonlinearities provided by the transistors. Once the system is in MMIC, it is possible to reduce its size and its weight.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	ix
Lista de Acrónimos	xi
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Motivação	1
1.3 Objetivos	2
1.4 Estrutura da Dissertação	2
2 MMICs	5
2.1 Processos de Fabrico de MMICs	5
2.1.1 Vantagens dos MMICs	7
2.1.2 <i>Chips</i> existentes no mercado	7
3 Misturador	9
3.1 Elementos constituintes do Misturador	10
3.1.1 Especificações do transistor utilizado	11
3.1.2 Projeção das Malhas de Entrada e Saída	13
3.1.3 Projeção de um FPB (parâmetros concentrados)	14

4	Implementação e Simulação de um Misturador	17
4.1	Etapas para a construção do Misturador	17
4.1.1	Especificações	17
4.1.2	Tensão da <i>gate</i> que maximiza a potência à saída	19
4.1.3	Implementação da malha de saída	21
4.1.4	Implementação da malha de entrada	23
4.1.5	Implementação do FPB	26
4.1.6	Circuito final com malhas de entrada e saída	29
4.2	Resultados da simulação de esquemático do circuito final	30
4.2.1	Impedância de entrada do circuito	30
4.2.2	Potência à saída do circuito à frequência IF=200 MHz	31
4.3	Simulação EM	33
4.3.1	Impedância de entrada do circuito	34
4.3.2	Potência à saída do circuito à frequência IF=200 MHz	34
4.4	Simulação do circuito usando MMC	36
5	Resultados Práticos	45
5.1	Medição da impedância de entrada do circuito	46
5.1.1	Valor medido para a impedância de entrada	47
5.2	Potência medida à saída do circuito	48
5.2.1	Potência medida à saída do circuito para IF=200 MHz	51
6	Fabrico de Circuitos em MMIC	55
6.1	Representação de componentes para fabrico em MMIC	55
6.1.1	CPW	55
6.1.2	Condensadores MIM	56
6.1.3	Indutâncias	57
6.1.4	Resistências	57
6.1.5	Representação de <i>stubs</i> em aberto	57

6.1.6	Representação de <i>stubs</i> em curto	58
6.1.7	<i>Air bridge</i>	58
6.1.8	<i>Bend</i>	58
6.1.9	Junção-T	59
6.2	Simulação de um Misturador em MMIC	59
6.2.1	Especificações	59
6.2.2	Tensão da <i>gate</i> que maximiza a potência à saída	60
6.2.3	Implementação da malha de saída	62
6.2.4	Implementação da malha de entrada	64
6.2.5	Implementação de um FPB	67
6.2.6	Circuito final em MMIC com malhas de entrada e saída	68
6.3	Resultados da simulação de esquemático do circuito em MMIC	69
6.3.1	Impedância de entrada do circuito	69
6.3.2	Potência à saída do circuito à frequência IF=2 GHz	69
6.4	Layout do circuito	72
7	Conclusões e Trabalho futuro	75
7.1	Trabalho Futuro	76
	Referências	77

Lista de Figuras

2.1	Representação de um FET (corte transversal) (1)	6
2.2	Representação de um FET (corte transversal) (2)	6
3.1	Conversão de frequência usando um misturador: “ <i>Up-conversion</i> ”	9
3.2	Conversão de frequência usando um misturador: “ <i>Down-conversion</i> ”	10
3.3	Representação em diagrama de blocos do misturador construído	10
3.4	Misturador em que o elemento não-linear é um HEMT	11
3.5	Simbolo representativo de um transistor	12
3.6	Transistor “CGH40010F” da Cree/Wolfspeed	12
3.7	Diagrama ilustrativo da implementação das malhas de entrada e saída	13
3.8	Diagrama ilustrativo da projeção de um filtro	14
3.9	Protótipo do Filtro passa-baixo (π)	15
3.10	Protótipo do Filtro passa-baixo (T)	15
3.11	Exemplo de filtro passa-baixo, modelo π & N=5	16
4.1	Curvas características do Transistor utilizado	18
4.2	Linha <i>Microstrip</i>	19
4.3	Circuito usado para verificação de qual a tensão da <i>gate</i> que maximiza a potência na saída	20
4.4	Potência (dBm) de saída do circuito em função da tensão (V) aplicada na <i>gate</i> , para IF=200 MHz	20

4.5	Circuito para a determinação do coeficiente de reflexão à saída do transistor, para a frequência de 200 MHz	21
4.6	Coeficiente de reflexão à saída do transistor, à frequência de 200 MHz . . .	22
4.7	Malha de saída	22
4.8	Coeficiente de reflexão à entrada da malha de saída, à frequência de 200 MHz	23
4.9	Circuito para determinação do coeficiente de reflexão à entrada do transistor, para a frequência de 1000 MHz	24
4.10	Coeficiente de reflexão à entrada do transistor à frequência de 1000 MHz .	24
4.11	Malha de entrada	25
4.12	Coeficiente de reflexão à saída da malha de entrada, à frequência de 1000 MHz	25
4.13	Protótipo do Filtro passa-baixo (π)	27
4.14	Filtro passa-baixo	28
4.15	Implementação do filtro no ADS	28
4.16	Gráfico da resposta do filtro	29
4.17	Circuito final do misturador no ADS	29
4.18	Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	30
4.19	Potência obtida à saída do misturador à frequência Frequência Intermédia (IF) = 200 MHz	31
4.20	Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente	32
4.21	<i>Layout</i> do circuito: malha de entrada (esq.), malha de saída (dir.)	33
4.22	Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	34
4.23	Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz	35
4.24	Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente	36
4.25	Valores resultantes das 100 iterações para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto	37

4.26	Média dos 100 valores resultantes para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto	38
4.27	Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz	39
4.28	Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente	39
4.29	Valores resultantes das 100 iterações para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto	40
4.30	Média dos 100 valores resultantes para a impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	41
4.31	Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz	42
4.32	Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente	42
5.1	Circuito impresso do misturador	45
5.2	Diagrama representativo do <i>setup</i> necessário para a medição do valor da impedância de entrada do misturador	46
5.3	<i>Setup</i> necessário para a medição do valor da impedância de entrada	47
5.4	Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	47
5.5	Diagrama representativo do <i>setup</i> necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador	48
5.6	<i>Setup</i> necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador	49
5.7	Medição no VSA do sinal resultante da “junção” dos dois tons de entrada do circuito	50
5.8	<i>Setup</i> necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador, com ênfase no misturador e nos três atenuadores de 10 dB cada	51
5.9	Potência máxima medida à saída do misturador à frequência IF= 200 MHz	52
5.10	Potências medidas à saída do misturador às frequências de 900 MHz e 1100 MHz	53
6.1	Linha Coplanar	55

6.2	Curvas características do transistor MMIC utilizado	60
6.3	Circuito usado para verificação de qual a tensão da <i>gate</i> que maximiza a potência na saída	61
6.4	Potência (dBm) de saída do circuito em função da tensão (V) aplicada na <i>gate</i> , para $f=2$ GHz	61
6.5	Circuito para a determinação do coeficiente de reflexão à saída do transistor, para a frequência de 2 GHz	62
6.6	Coeficiente de reflexão à saída do transistor, à frequência de 2 GHz	63
6.7	Malha de saída adaptada para a frequência de 2 GHz	63
6.8	Coeficiente de reflexão à entrada da malha de saída, à frequência de 2 GHz	64
6.9	Circuito para determinação do coeficiente de reflexão à entrada do transistor, para a frequência de 30 GHz	65
6.10	Coeficiente de reflexão à entrada do transistor à frequência de 30 GHz . . .	65
6.11	Malha de entrada adaptada para a frequência de 30 GHz	66
6.12	Coeficiente de reflexão à saída da malha de entrada, à frequência de 30 GHz	66
6.13	Implementação do filtro no ADS	67
6.14	Gráfico da resposta do filtro	68
6.15	Circuito final do misturador em MMIC no ADS	68
6.16	Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	69
6.17	Potência máxima obtida à saída do misturador à frequência $f = 2$ GHz .	70
6.18	Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 29 GHz e 31 GHz respectivamente	71
6.19	<i>Layout</i> da malha de entrada	72
6.20	<i>Layout</i> do transistor	73
6.21	<i>Layout</i> da malha de saída	74

Lista de Tabelas

4.1	Sinal à entrada do misturador	18
4.2	Coeficientes de reflexão à saída do transístor e à entrada da malha de saída à frequência $f_F=200$ MHz	23
4.3	Coeficientes de reflexão à entrada do transístor e à saída da malha de entrada à frequência de 1000 MHz	26
4.4	Valores dos elementos constituintes do protótipo do filtro	27
4.5	Valores dos elementos constituintes do filtro	27
4.6	Análise do gráfico do filtro	29
4.7	Valor da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto	31
4.8	Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador	32
4.9	Dimensões do circuito	33
4.10	Valor da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto	34
4.11	Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador	36
4.12	Valor médio da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto	38
4.13	Valor médio para a impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto	41

5.1	Valor medido para a impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto	48
5.2	Componentes de frequência e respectivas potências aplicadas inicialmente à entrada do misturador	50
5.3	Potência máxima medida à saída do misturador à frequência $f_c=200$ MHz	52
5.4	Valores das potências das componentes de excitação à saída do misturador	53
6.1	Sinal à entrada do misturador	60
6.2	Coefficientes de reflexão à saída do transistor e à entrada da malha de adaptação de saída	64
6.3	Coefficientes de reflexão à entrada do transistor e à saída da malha de adaptação de entrada à frequência de 30 GHz	66
6.4	Análise do gráfico do filtro	68
6.5	Valor da impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto	69
6.6	Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador	71

Lista de Acrónimos

AC: Corrente alternada

ADS: *Advanced Design System*

CPW: Linha coplanar

DC: Corrente contínua

EM: Eletromagnética

FBH: *Ferdinand Braun Institut*

FET: Transistor Efeito de Campo

FPB: Filtro passa baixo

GaAs: Arseneto de Gálio

GaN: Nitreto de Gálio

HEMT: *High Electron Mobility Transistor*

IF: Frequência Intermédia

LO: Oscilador local

MIM: *Metal Insulator Metal*

MMC: Método de Monte Carlo

MMIC: *Monolithic Microwave Integrated Circuit*

PA: Amplificador de potência

RF: Rádio-frequência

SiO₂: Dióxido de Silicio

VHF: *Very High Frequency*

VNA: *Vector Network Analyzer*

VSA: *Vector Signal Analyzer*

VSG: *Vector Signal Generator*

WiMAX: *Worldwide Interoperability for Microwave Access*

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

Os sensores passivos são uma mais valia para a sensorização de veículos espaciais. Estes sensores deverão dar informações preciosas do veículo, mas não deverão utilizar baterias nem cabos de alimentação de forma a reduzir-se a massa global do sistema. Por essa razão pretende-se desenvolver um misturador que possa ser aplicado em transceptores de RF, que posteriormente poderão ser aplicados na sensorização de veículos espaciais.

1.2 Motivação

Nos dias de hoje, fala-se muito em transmissão de energia sem fios. Esta é uma vertente em que se pode recorrer a circuitos de RF para gerar essa energia. Supondo que se pretende usar um determinado sensor para uma dada aplicação não querendo que este tenha qualquer tipo de alimentação “física” (nem cabos, nem baterias), os passos a seguir são: Energia Corrente alternada (AC) - Retificador - Energia Corrente contínua (DC). Por exemplo, para a retificação existe um MMIC “contendo” um díodo de Schottky que pode ser utilizado, tendo-se aqui já um bom exemplo de uma aplicação em que se pode usar um MMIC. Atualmente, existe uma vasta gama deste tipo de circuitos, que podem ser usados em

diversas aplicações.

1.3 Objetivos

Nesta dissertação, como já referido pretende-se desenvolver um misturador de RF. Para isso, formulou-se o seguinte plano de trabalhos:

- Análise e interpretação de topologias para construção de um misturador;
- Escolha dos componentes que constituem o misturador;
- Escolha dos sinais de excitação do sistema (frequências (dois tons) e respectivas potências);
- Familiarização com o desenvolvimento de MMICs;
- Teste e medida da solução proposta.

Então, optou-se por construir um misturador com base num PA, em que o misturador é excitado com dois tons na sua entrada, sendo o objetivo filtrar a potência presente num dos tons à saída do mesmo.

O objetivo final é a construção do circuito em MMIC.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação é composta por um total de 7 capítulos, divididos de maneira a que sejam o mais claros possível para o leitor.

O capítulo 1 fala um pouco de onde se pode enquadrar esta dissertação, daquilo que a leva a ser uma área que vale a pena ser investigada, e também dos objetivos que se pretendem atingir.

O capítulo 2 é mais focado em história, falando de como surgiram os MMICs e com que material eram fabricados. Nele, também é explicado em que tipo de aplicações estes

circuitos podem ser usados, vantagens dos mesmos, e o que existe atualmente fabricado usando esta tecnologia.

No capítulo 3 fez-se um estudo teórico por fases de como se deve proceder para a implementação do circuito pretendido, um misturador.

O capítulo 4 já inclui a fase de simulação, em que seguindo os passos teóricos referidos no capítulo 3, projetou-se o circuito e fizeram-se as simulações de interesse no *Advanced Design System* (ADS).

Os resultados medidos são apresentados no capítulo 5, juntamente com os *setups* usados para a obtenção dos mesmos.

Falando da implementação em MMIC, o capítulo 6 apresenta um conjunto de normas da *Ferdinand Braun Institut* (FBH), que devem ser respeitadas no desenho do esquemático de um circuito que se pretenda fabricar usando esta tecnologia.

Por fim, o capítulo 7 é o último desta dissertação, onde são referidas as conclusões que são importantes ser retiradas deste trabalho, e onde são apresentadas possíveis optimizações do mesmo, que podem ser realizadas futuramente.

Capítulo 2

MMICs

Os MMICs como já referido anteriormente, podem ser usados em diversas aplicações que envolvam micro-ondas/RF. Este tipo de circuitos integrados tem uma largura de banda de utilização que pode ir desde DC às centenas de GHz, podendo ser usados em aplicações analógicas ou digitais.

2.1 Processos de Fabrico de MMICs

A história dos MMICs começou com os Transístor Efeito de Campo (FET). Inicialmente, para a produção desses transístores utilizava-se Arseneto de Gálio (GaAs), em que as *gates* tinham a dimensão de $24\ \mu\text{m}$ de comprimento, tendo sido fabricados com o objetivo de produzir energia na banda *Very High Frequency* (VHF). Mais tarde, em 1967 foi fabricado outro dispositivo destes, mas com um comprimento da *gate* de $4\ \mu\text{m}$, e ganho de 10 dB à frequência de 1 GHz, tendo sido o primeiro dispositivo comercializado. Para além do processo de fabrico baseado em GaAs, existem os de Dióxido de Silício (SiO_2) e Nitreto de Gálio (GaN), mas para a construção do misturador escolheu-se o baseado em GaN, pois é o utilizado pelo FBH, sendo que para a projeção deste misturador em MMIC vão seguir-se as normas impostas por esta entidade, que produz este tipo de circuitos. No ano de 1971 surgiu o primeiro dispositivo com um comprimento de *gate* de $1\ \mu\text{m}$ tendo

ganho a cerca de 10 GHz. Mais tarde, começaram a surgir os circuitos designados MMIC, incorporando inicialmente díodos e linhas *microstrip* [1].

FET

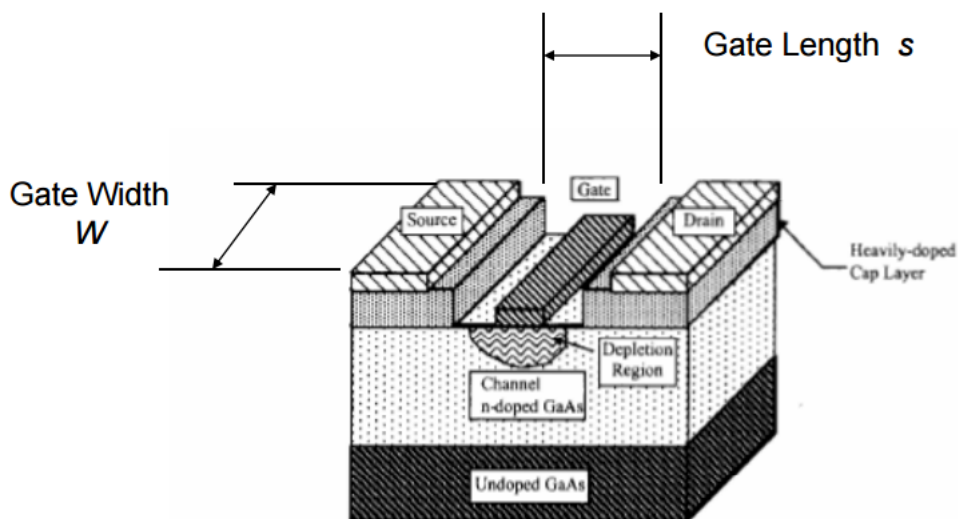


Figura 2.1: Representação de um FET (corte transversal) (1) [1].

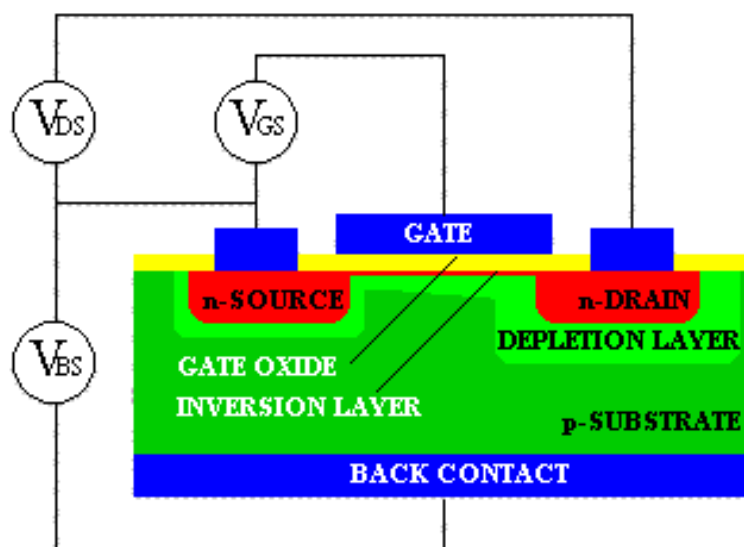


Figura 2.2: Representação de um FET (corte transversal) (2) [7].

2.1.1 Vantagens dos MMICs

Algumas vantagens dos circuitos fabricados em MMIC [1]:

- Baratos em grandes quantidades, e económicos mesmo quando se trata de circuitos complexos;
- Boa reprodutibilidade;
- Pequenos e leves;
- Confiáveis;
- Baixos parasitas;
- Dimensões reduzidas.

2.1.2 *Chips* existentes no mercado

Atualmente, uma das empresas que tem uma vertente de fabrico de MMICs é a Keysight Technologies, tendo disponível vários *chips* fabricados com esta tecnologia.

Chips fabricados atualmente pela Keysight Technologies [3]:

- Díodos;
- Amplificadores;
- Atenuadores;
- *Switches*;
- Divisores de Frequência e *Prescalers*;
- Limitadores;
- Misturadores;

- Multiplicadores;
- Moduladores IQ.

Contrariamente ao FBH, o processo usado pela Keysight Technologies para o fabrico dos diferentes circuitos MMIC é GaAs. Este processo, é adequado para altas frequências e baixas perdas de componentes passivos. Como já referido, a vantagem dos MMICs é terem uma elevada gama de aplicação, numa determinada gama de frequências.

O FBH disponibiliza as normas que devem ser respeitadas para a projeção deste tipo de circuitos desde dimensões, processos de fabrico, banda(s) de frequências de funcionamento, bem como modelos e *layouts* (usando o software ADS) que podem/devem ser usados no desenho do esquemático dos mesmos.

Capítulo 3

Misturador

Neste capítulo, pretende-se descrever os passos que devem ser seguidos para a implementação de um misturador.

Um misturador é um dispositivo constituído por 3 portos (dois de entrada, e um de saída), que usa um elemento não linear ou variável no tempo para que na sua saída se obtenha uma conversão de frequência, isto é, ao serem aplicadas duas frequências de valor distinto nos portos de entrada, no porto de saída obtém-se um sinal cujas frequências são o resultado da soma e subtração das duas frequências aplicadas à entrada.

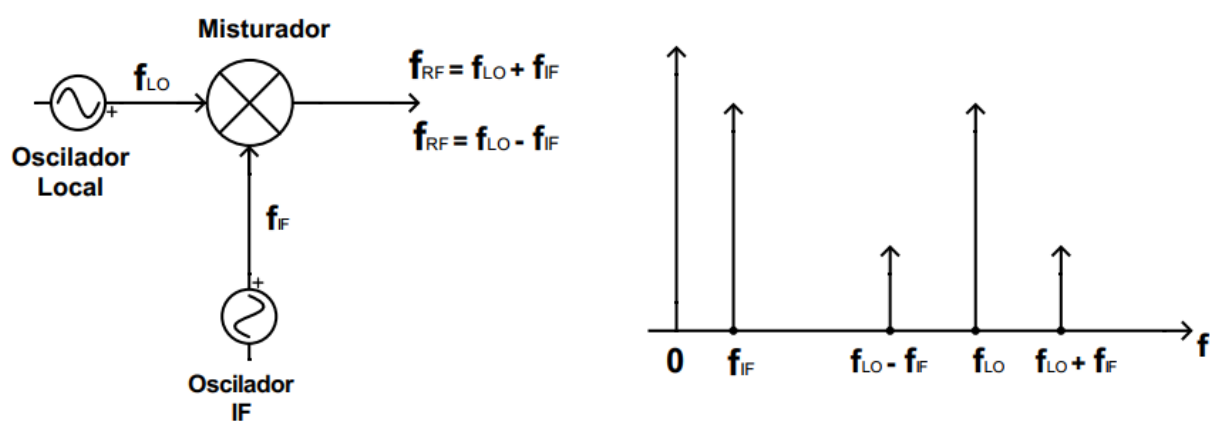


Figura 3.1: Conversão de Frequência usando um misturador: “*Up-conversion*”. Adaptada de [2].

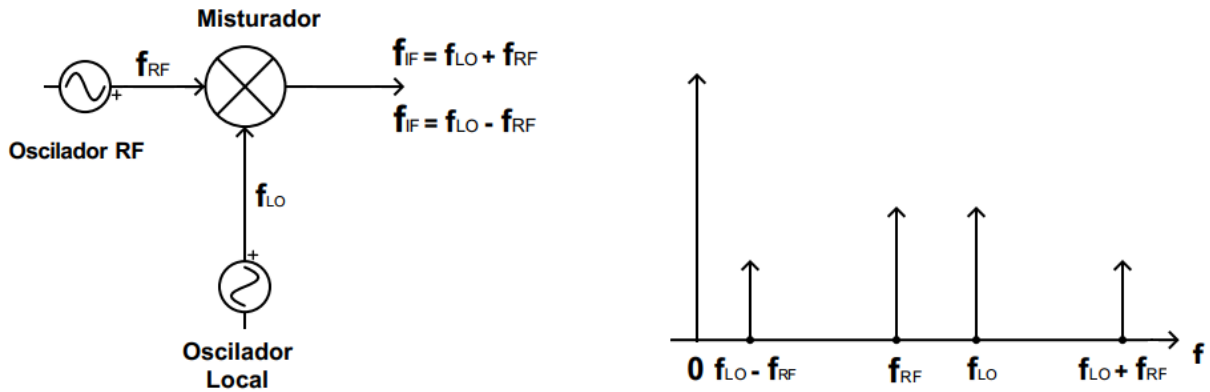


Figura 3.2: Conversão de Frequência usando um misturador: “*Down-conversion*”.

Adaptada de [2].

No misturador fabricado, a abordagem utilizada foi a da figura 3.2, “*Down-conversion*”. A operação dos misturadores implementados para operar a RF/micro-ondas baseia-se na não linearidade produzida por um diodo ou transistor. Uma componente não-linear pode gerar uma grande variedade de harmônicas, de modo a que a seguir ao dispositivo não-linear deve ser usada filtragem de forma a selecionar as componentes de frequência que se pretendem obter na saída, eliminando as indesejáveis [2].

3.1 Elementos constituintes do Misturador

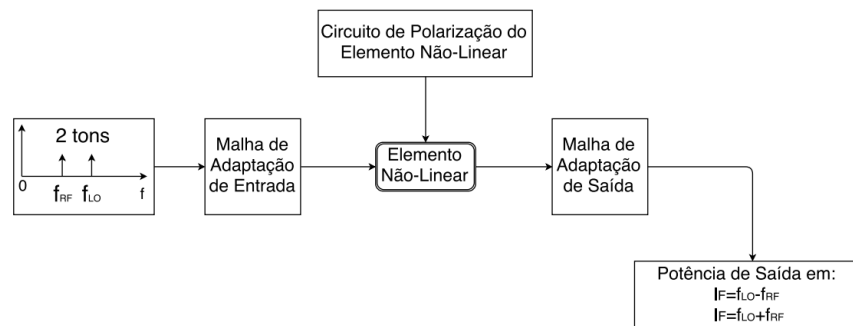


Figura 3.3: Representação em diagrama de blocos do misturador construído.

A figura 3.3 mostra na forma de diagrama de blocos os passos seguidos para a implementação deste sistema.

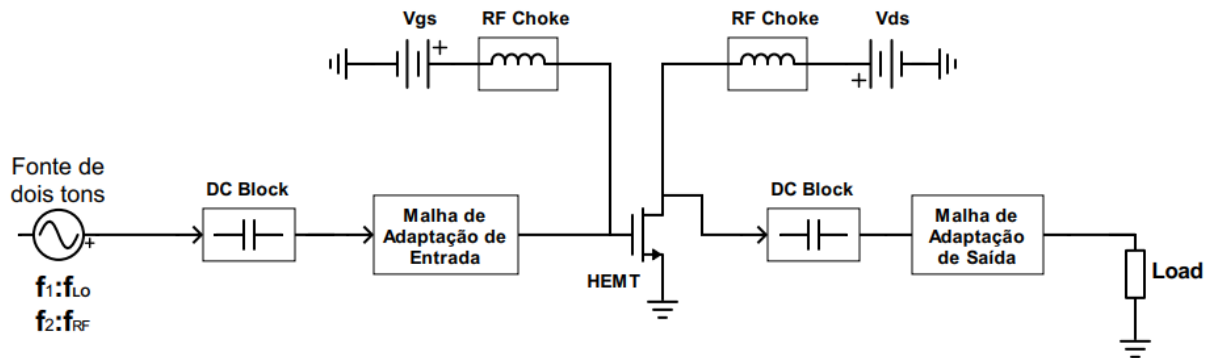


Figura 3.4: Misturador em que o elemento não-linear é um HEMT.

A figura anterior mostra um esquemático explicativo dos elementos constituintes do misturador projetado com base num PA, em que o elemento não-linear que o constitui é um HEMT.

As bobinas (RF Choke) são usadas para a polarização do elemento não linear, e para DC comportam-se como um curto - circuito. Por outro lado, os condensadores (DC Block) são usados de forma a não deixar passar componente contínua, ou seja, são um aberto para DC.

Após a fonte de dois tons que fornece as duas frequências e respetivas potências de entrada (f_{RF} , P_{RF} & f_{LO} , P_{LO}), é necessário projetar uma malha de adaptação, de modo a que as perdas sejam mínimas. Por fim, como já foi referido anteriormente, a seguir ao elemento não linear utilizado, coloca-se um Filtro passa baixo (FPB) / malha de adaptação de saída que seleciona a(s) componente(s) de frequência que se pretende(m) obter na saída.

3.1.1 Especificações do transístor utilizado

Antes das simulações do misturador com o modelo de um transístor fabricado em MMIC, fez-se várias usando o do transístor “CGH35015F” da Cree/Wolfspeed.

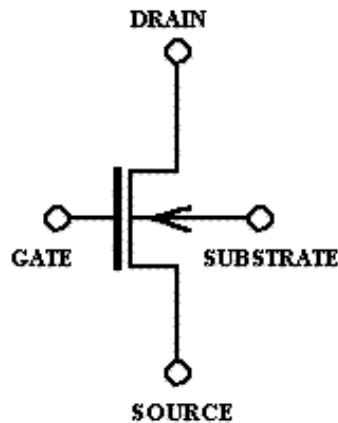


Figura 3.5: Símbolo representativo de um transistor [7].

Especificações:

- Cree's "CGH35015": Transistor de GaN com alta capacidade de mobilidade de elétrons (HEMT), específico para aplicações de acesso fixo *Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)* 802.16-2004.

Nota: Apesar da simulação ter sido feita com o modelo do transistor "CGH35015F", o transistor usado no circuito impresso foi o "CGH40010F", que é igual ao usado na simulação, tendo sido apenas submetido a diferentes testes.

Mais especificações: ver datasheets [8] [9].

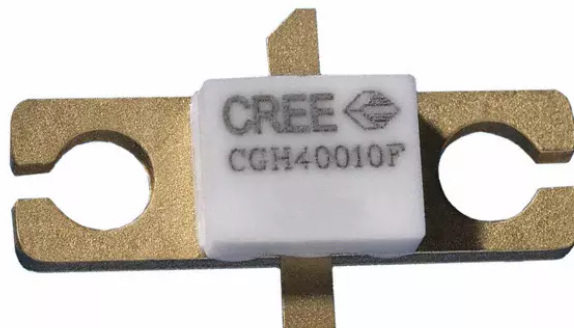


Figura 3.6: Transistor "CGH40010F" da Cree/Wolfspeed .

3.1.2 Projeção das Malhas de Entrada e Saída

Para o projeto da malha de entrada é necessário saber-se o coeficiente de reflexão do transistor na sua entrada (ρ_{in}), por forma a que se possa projetar a malha, de modo a esta ter um coeficiente de reflexão à sua saída que seja o complexo conjugado do coeficiente de reflexão do transistor na sua entrada ($\rho_s = \rho_{in}^*$).

Para a projeção da malha de saída, o raciocínio é o mesmo só que neste caso começou-se por ver o coeficiente de reflexão do transistor na sua saída (ρ_{out}) projetando-se a malha de saída de forma a que o coeficiente de reflexão na entrada desta seja o complexo conjugado do coeficiente de reflexão à saída do transistor ($\rho_L = \rho_{out}^*$).

Na figura seguinte está presente um diagrama de blocos representativo do que foi descrito anteriormente.

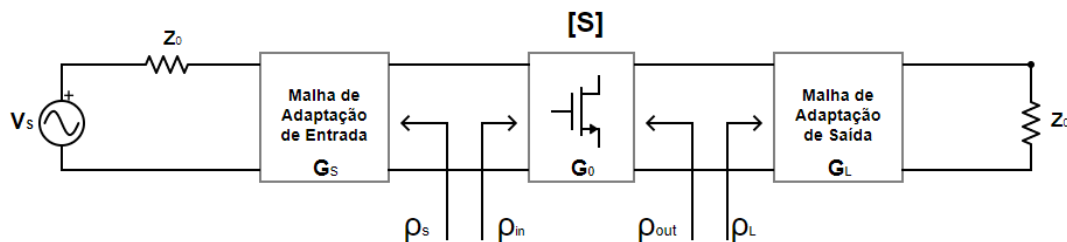


Figura 3.7: Diagrama ilustrativo da implementação das malhas de entrada e saída.

Adaptada de [2].

Para o cálculo teórico de ρ_{in} e ρ_{out} usam-se as seguintes equações:

$$Z_0 = 50 \, \Omega \quad (3.1)$$

- Malha de Entrada

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \quad (3.2)$$

$$\rho_s = \rho_{in}^* \quad (3.3)$$

- Malha de Saída

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_s}{1 - S_{11}\rho_s} \quad (3.4)$$

$$\rho_L = \rho_{out}^* \quad (3.5)$$

Se o transístor for unilateral, que é o caso, $S_{12} = 0$.

A primeira abordagem foi projetar ambas as malhas com parâmetros distribuídos (linha-*stub* & $Z_0=50 \Omega$). Contudo, devido ao facto da frequência para a qual se pretende adaptar a malha de saída ter um valor baixo (como se verá mais à frente), estudou-se também a possibilidade de implementar esta malha com parâmetros concentrados.

3.1.3 Projeção de um FPB (parâmetros concentrados)

Para o projeto do FPB utilizou-se o método de perdas por inserção, apresentando esta subsecção os passos que devem ser seguidos [2].

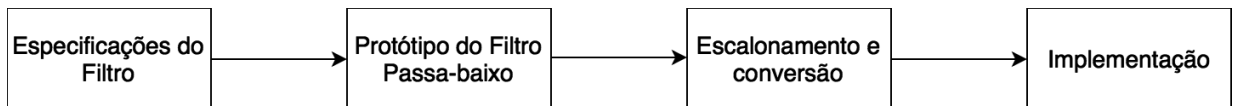


Figura 3.8: Diagrama ilustrativo da projeção de um filtro. Adaptada de [2].

- Especificações do Filtro

Filtro a usar: *Maximally-flat* (Buttherworth) ou *Equal-ripple* (Chebyshev) ;

Modelo: π ou T;

Frequência de corte: f_c ;

Ordem: N;

- Protótipo do filtro passa-baixo

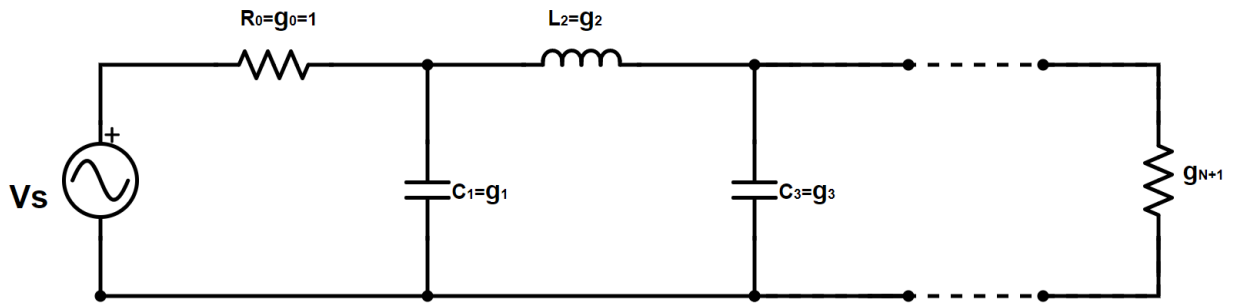


Figura 3.9: Protótipo do Filtro passa-baixo (π). Adaptada de [2].

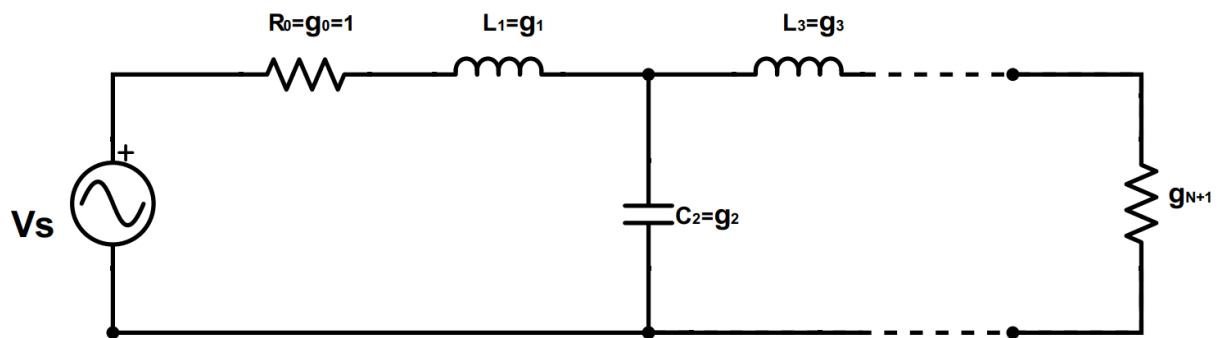


Figura 3.10: Protótipo do Filtro passa-baixo (T). Adaptada de [2].

Nota: Valores dos elementos g_1, g_2, g_3, g_{N+1} , são fornecidos pela “tabela de Zverev”, referenciada em baixo no capítulo 4, subsecção 4.1.5.

- Escalonamento e conversão

$$C'_k = g_k / (\omega_c Z_0) \text{ F} \quad (3.6)$$

$$L'_k = (g_k Z_0) / (\omega_c) \text{ H} \quad (3.7)$$

$$Z_0 = 50 \Omega \text{ e } \omega_c = 2\pi f_c \text{ rad/s} \quad (3.8)$$

- Filtro após escalonamento e conversão

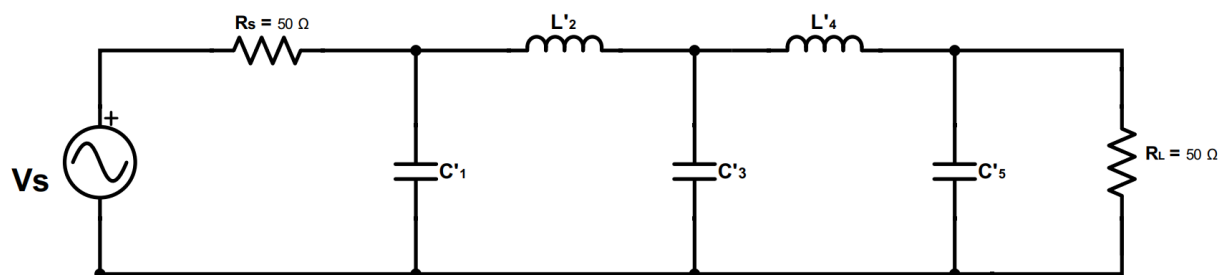


Figura 3.11: Exemplo de filtro passa-baixo, modelo π & $N=5$. Adaptada de [2].

Capítulo 4

Implementação e Simulação de um Misturador

O *software* utilizado para a projeção e simulação do misturador foi o ADS 2015.01 da Keysight Technologies [3]. Como referido anteriormente, numa primeira abordagem usou-se para simulação o modelo do transístor “CGH35015F” e não um dos transístores fabricados em MMIC.

4.1 Etapas para a construção do Misturador

4.1.1 Especificações

Alimentação DC do circuito

Em primeiro lugar foi escolhido um ponto de polarização para o transístor, analisando-se no ADS as curvas DC características do mesmo, que estão representadas na figura 4.1. O gráfico da esquerda mostra a corrente no dreno (I_{DS}) em função da tensão também no dreno (V_{DS}), para um determinado valor da tensão na *gate* (V_{GS}) constante. O da direita representa (I_{DS}) em função de (V_{GS}), para um valor de (V_{DS}) constante.

Ponto de polarização: $V_{DS} = 30$ V; $V_{GS} = -2.3$ V; $I_{DS} = 0.460$ A.

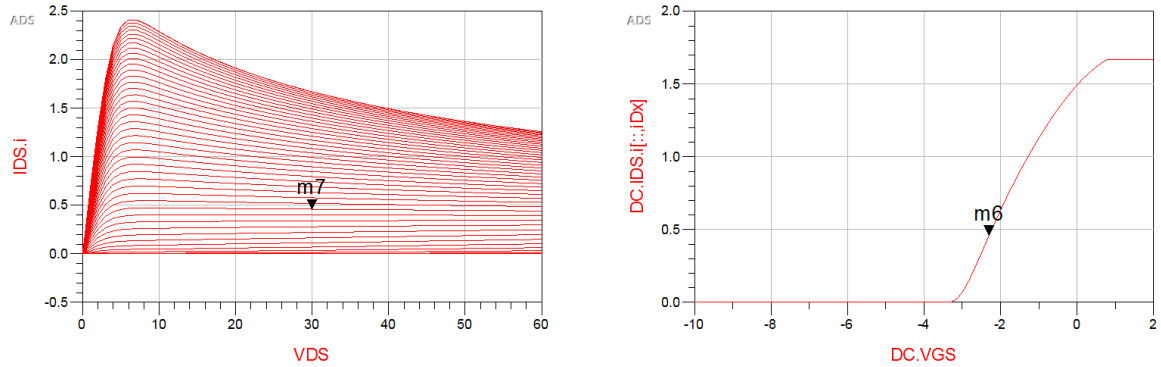


Figura 4.1: Curvas características do Transistor utilizado: I_{DS} (A), V_{DS} & V_{GS} (V).

Como se pode verificar, o misturador que se fabricou é baseado num PA em classe AB. No entanto não se fez este circuito com o intuito de obter uma boa eficiência, pois vai-se aproveitar a potência presente numa das componentes de distorção de intermodulação de 2ª ordem ($f_{LO} - f_{RF}$), que se deve à não linearidade dos transístores. Daí, como se vai “amplificar” uma componente de ruído, não se pode esperar obter uma potência de valor elevado, pois esta inicialmente tem um valor que se pode considerar residual.

Sinal AC aplicado ao circuito

Frequência (MHz)	Potência (dBm)
$f_{LO} = 1100$	$P_{LO} = 20$
$f_{RF} = 900$	$P_{RF} = -30$

Tabela 4.1: Sinal à entrada do misturador.

Linhas *Microstrip*

Para a projeção das malhas de entrada e saída, embora não se esteja a trabalhar a frequências muito elevadas, inicialmente recorreu-se ao uso de linhas de transmissão, o que já foi referido no capítulo 3. Usaram-se linhas *microstrip*, em que o substrato escolhido foi o Astra 3.0 da Isola [11].

No entanto, na malha de saída optou-se por usar um FPB com parâmetros concentrados, devido a pretender-se o sinal presente numa frequência muito baixa ($IF = f_{LO} - f_{RF} = 200$ MHz).

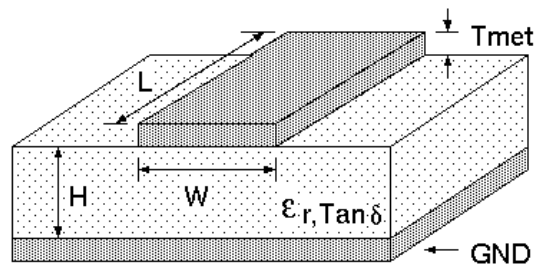


Figura 4.2: Linha *Microstrip* [6].

- W - Largura da linha
- L - Comprimento da linha
- H - Altura do substrato
- Tmet - Espessura da linha
- ϵ_r - Permissividade relativa do substrato
- $\text{Tan } \delta$ - Tangente de perdas do dielétrico
- GND - Plano de massa

Características do substrato

$$H = 1.52 \text{ mm}; T = 0.035 \text{ mm}; \epsilon_r = 3; \text{Tan } \delta = 0.0017.$$

4.1.2 Tensão da *gate* que maximiza a potência à saída

Para determinar a tensão da *gate* do transístor que maximiza a potência, excita-se a entrada do circuito com os dois tons e verifica-se à $IF=f_{LO} - f_{RF}$ qual a tensão da *gate* que corresponde a uma maior potência na carga/saída.

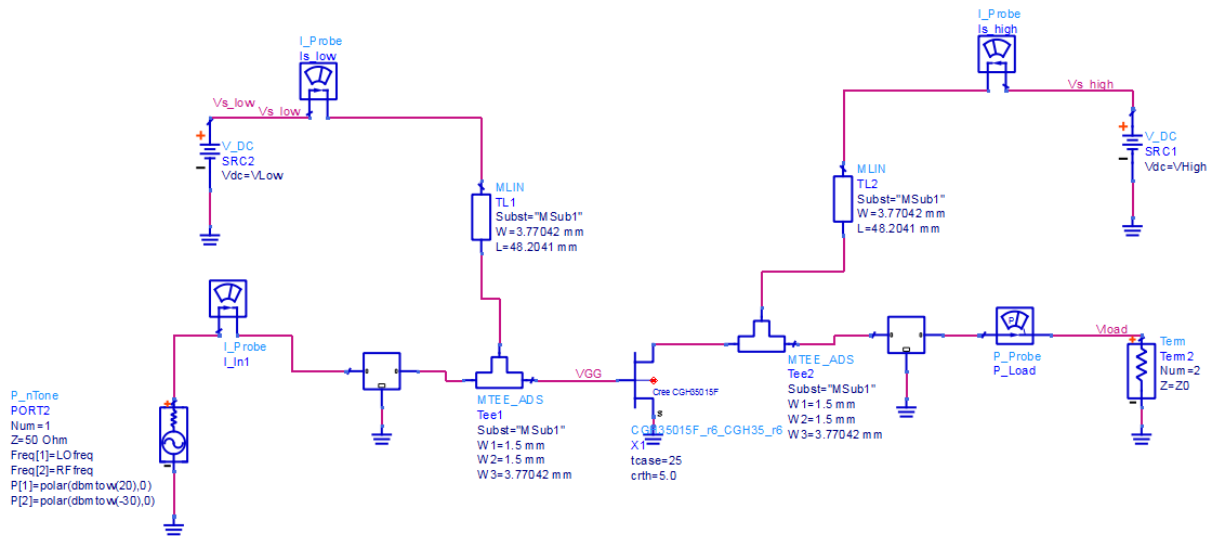


Figura 4.3: Circuito usado para verificação de qual a tensão da *gate* que maximiza a potência na saída.

Verifica-se pelo gráfico da figura seguinte que essa tensão é: $V_{GS} = -2.3$ V.

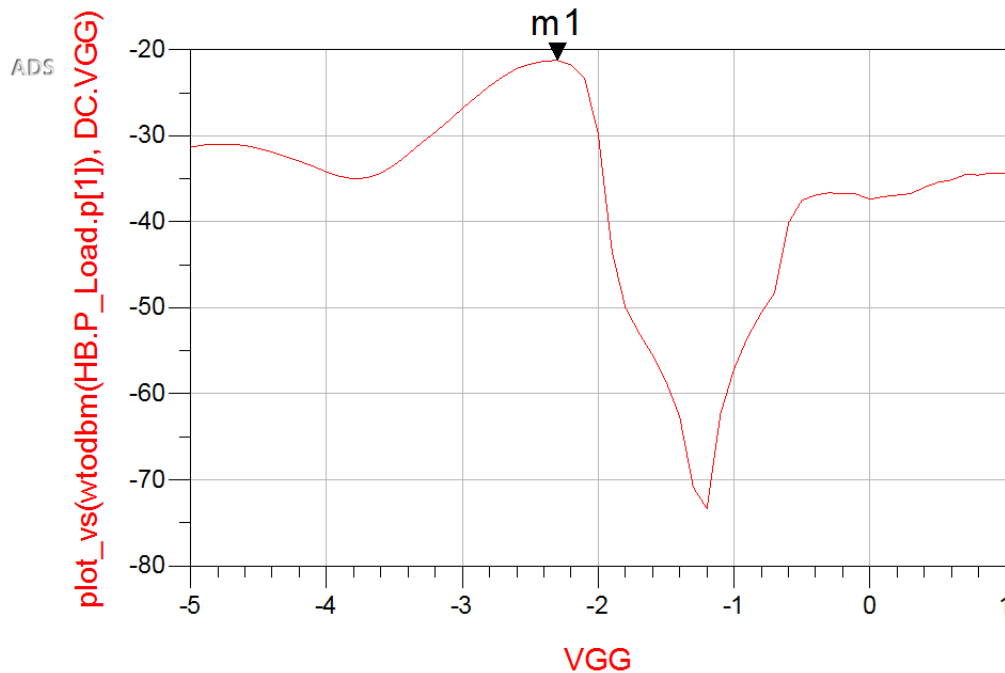


Figura 4.4: Potência (dBm) de saída do circuito em função da tensão (V) aplicada na *gate*, para IF=200 MHz.

Nota: Os componentes de forma quadrada com 3 portas que se encontram no esquemático da figura 4.4 e seguintes, representam condensadores. Nestes blocos são carregados ficheiros com parâmetros “s” dos condensadores que são usados.

4.1.3 Implementação da malha de saída

Tal como referido anteriormente, para projetar a malha de saída seguiram-se os seguintes passos:

- Verificação de qual o coeficiente de reflexão à saída do transistor;

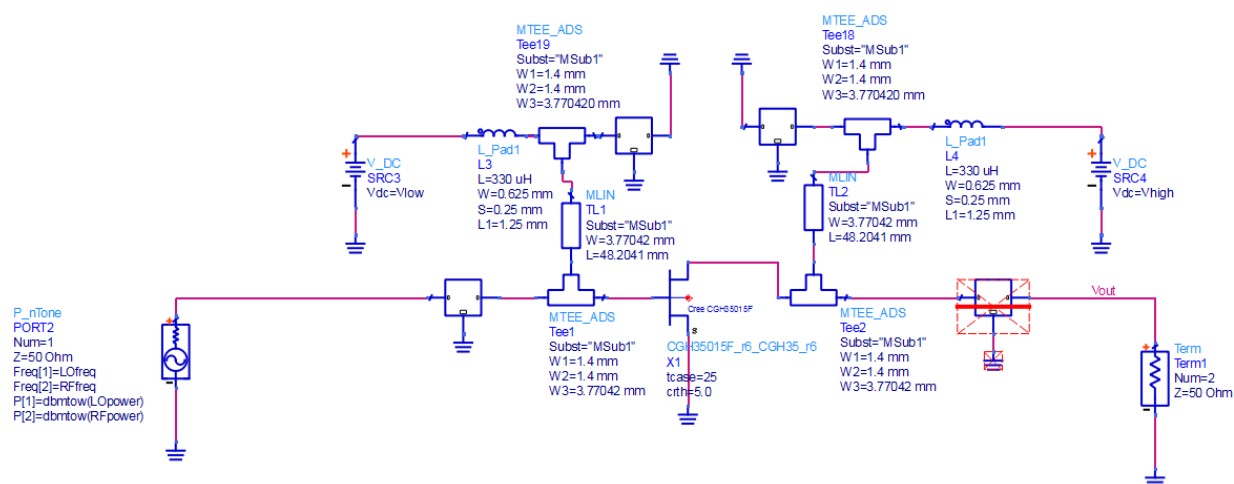


Figura 4.5: Circuito para a determinação do coeficiente de reflexão à saída do transistor, para a frequência de 200 MHz.

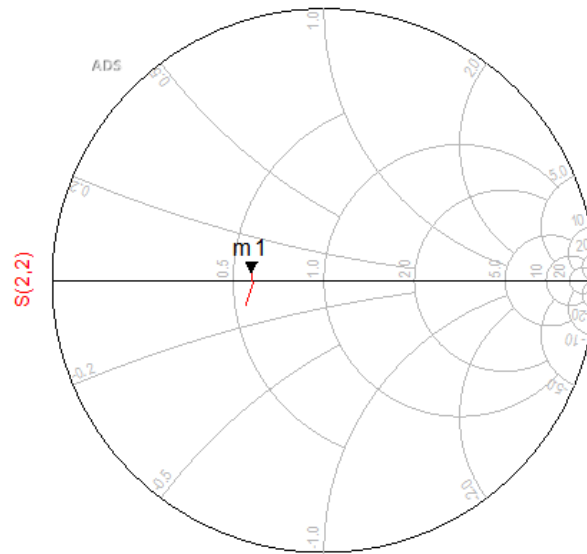


Figura 4.6: Coeficiente de reflexão à saída do transistor, à frequência de 200 MHz.

- Projeção da malha de saída de forma a que a mesma tenha um coeficiente de reflexão na sua entrada, igual ao complexo conjugado do coeficiente de reflexão na saída do transistor, à frequência de 200 MHz.

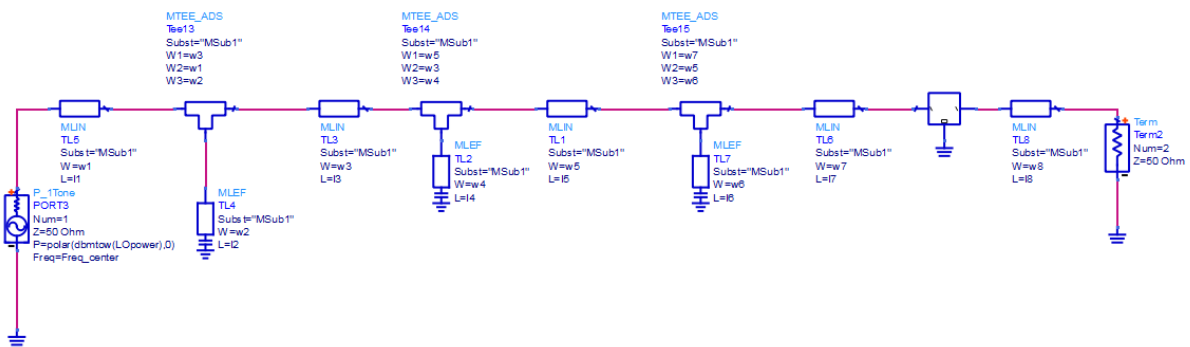


Figura 4.7: Malha de saída.

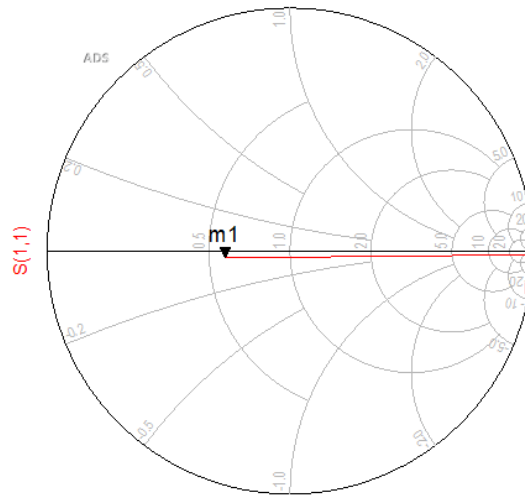


Figura 4.8: Coeficiente de reflexão à entrada da malha de saída, à frequência de 200 MHz.

Na seguinte tabela, estão apresentados os resultados da simulação.

$\rho_{out}=S_{22}(\text{transistor})$	$\rho_L=\rho_{out}^*=S_{11}(\text{malha})$	$S_{11}(\text{malha})$ (Simulador)
$0.27e^{j3.04 \text{ rad}}$	$0.27e^{-j3.04 \text{ rad}}$	$0.27e^{-j3.04 \text{ rad}}$

Tabela 4.2: Coeficientes de reflexão à saída do transistor e à entrada da malha de saída à frequência IF=200 MHz.

4.1.4 Implementação da malha de entrada

Neste caso, como se está a trabalhar com uma fonte de dois tons, não é possível que a malha de entrada esteja adaptada simultaneamente às duas frequências. Então, projetou-se a malha para a frequência central de 1000 MHz.

Para projetar a malha de entrada:

- Inseriu-se a malha de saída no circuito inicial (figura 4.5), e posteriormente viu-se qual o valor do coeficiente de reflexão à entrada do transistor;

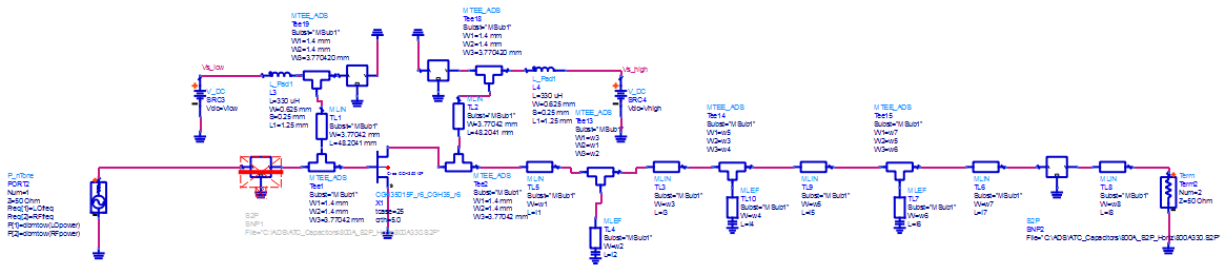


Figura 4.9: Circuito para determinação do coeficiente de reflexão à entrada do transistor, para a frequência de 1000 MHz.

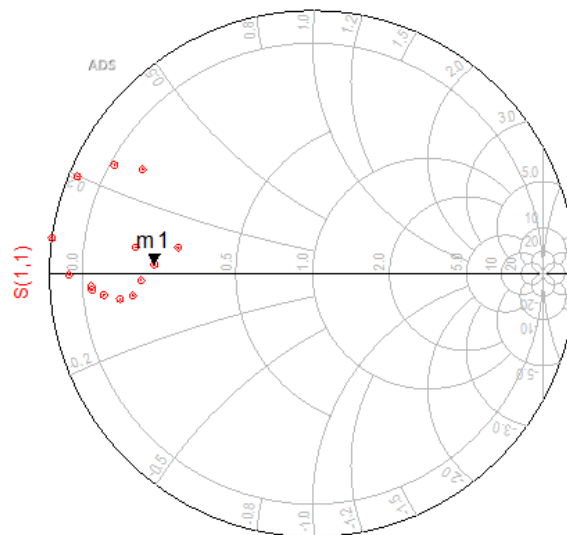


Figura 4.10: Coeficiente de reflexão à entrada do transistor à frequência de 1000 MHz.

- Projetou-se a malha de entrada, de forma a que a mesma tivesse um coeficiente de reflexão na sua saída, igual ao complexo conjugado do coeficiente de reflexão na entrada do transistor.

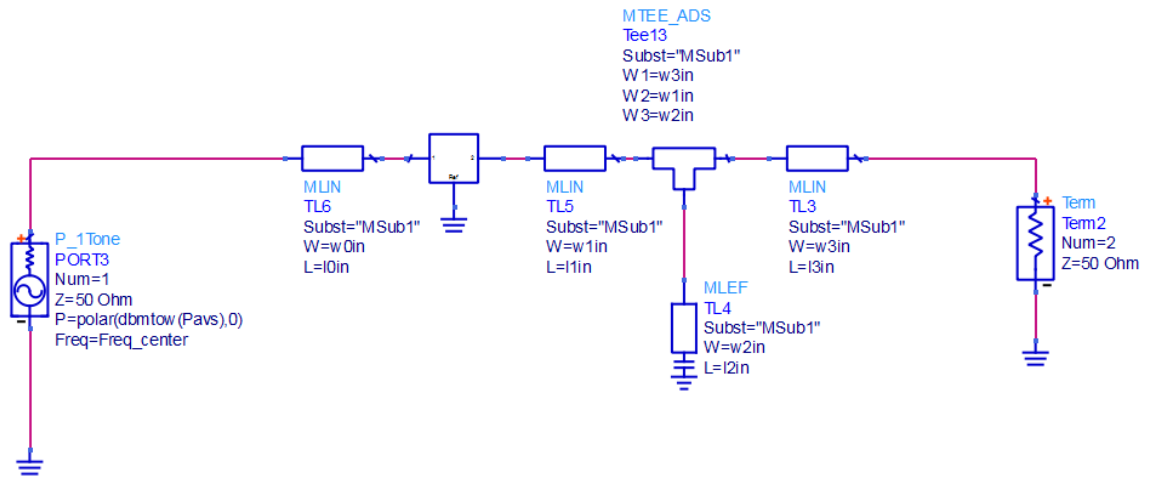


Figura 4.11: Malha de entrada.

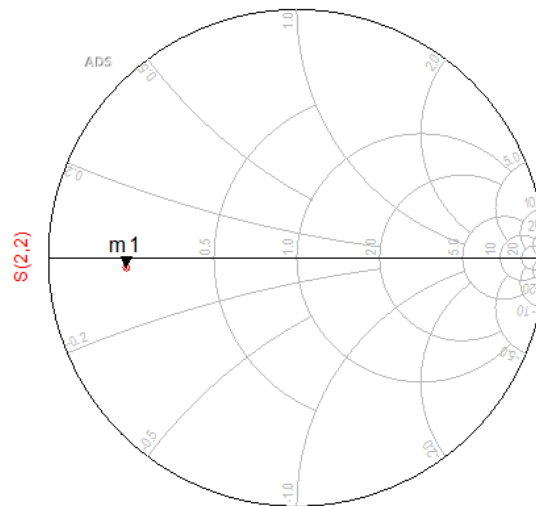


Figura 4.12: Coeficiente de reflexão à saída da malha de entrada, à frequência de 1000 MHz.

Na seguinte tabela, estão apresentados os resultados desnormalizados da simulação .

$\rho_{in}=S_{11}(\text{transistor})$	$\rho_s=\rho_{in}^*=S_{22}(\text{malha})$	$S_{22}(\text{malha})(\text{Simulador})$
$0.69e^{j3.09 \text{ rad}}$	$0.69e^{-j3.09 \text{ rad}}$	$0.69e^{-j3.09 \text{ rad}}$

Tabela 4.3: Coeficientes de reflexão à entrada do transistor e à saída da malha de entrada à frequência de 1000 MHz.

Como se verá mais à frente, fez-se uma otimização de modo a que a malha ficasse o mais adaptada possível, tanto para 900 MHz (f_{RF}) como para 1100 MHz (f_{LO}).

4.1.5 Implementação do FPB

Pelas razões explicadas na subsecção 3.1.2 optou-se por colocar à direita do transistor um FPB constituído por parâmetros concentrados, devido ao facto de se obterem melhores resultados. O filtro passa-baixo foi projetado seguindo a metodologia descrita na subsecção 3.1.3.

- Especificações do Filtro Projetado

Filtro usado: *Maximally-flat* (Buttherworth);

Modelo: π ;

Frequência de corte: $f_c=345$ MHz;

Ordem: $N=5$;

Nota: Projetou-se o filtro para uma frequência de corte com valor 345 MHz, de maneira a filtrar o máximo possível de sinal a 200 MHz.

- Protótipo do filtro passa-baixo

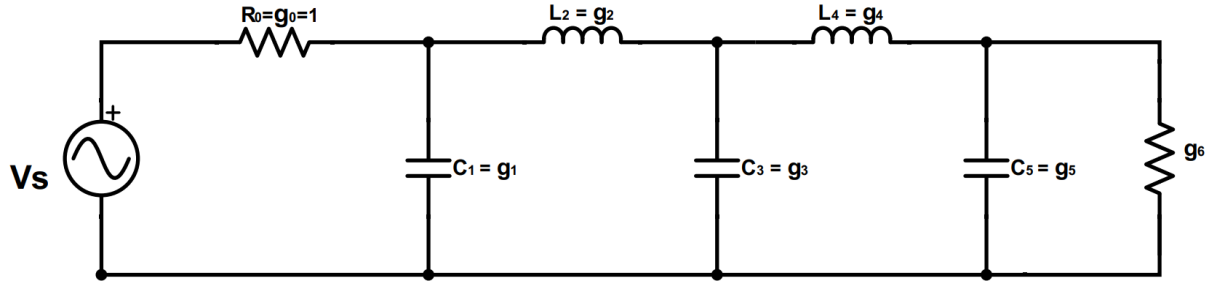


Figura 4.13: Protótipo do Filtro passa-baixo (π). Adaptada de [2].

Como referido na subsecção 3.1.3, pode ver-se em baixo os valores correspondentes aos elementos constituintes do protótipo do filtro para uma ordem de $N=5$, retirados da “tabela de Zverev” presente no livro referenciado em [2].

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000

Tabela 4.4: Valores dos elementos constituintes do protótipo do filtro, do tipo Butterworth ($g_0=1 / \omega_c=1 / N=5$). Adaptada de [2].

- Escalonamento e conversão

Usando as equações (3.10), (3.11) e (3.12) obtém-se os valores correspondentes dos elementos constituintes do filtro.

C'_1	L'_2	C'_3	L'_4	C'_5
5.7 pF	37 nH	18 pF	37 nH	5.7 pF

Tabela 4.5: Valores dos elementos constituintes do filtro.

- Filtro após escalonamento e conversão

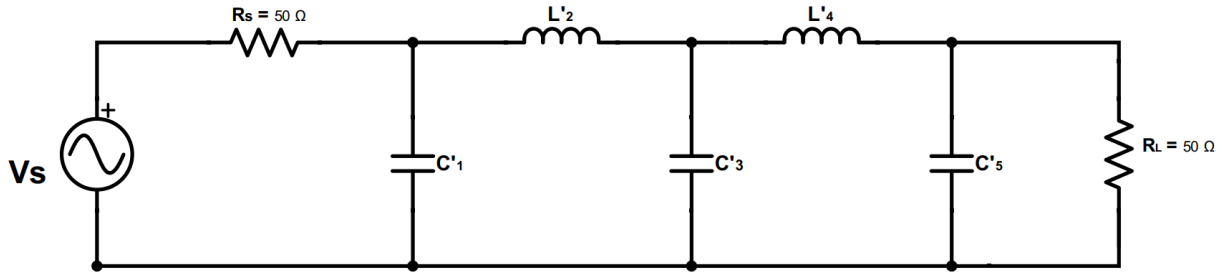


Figura 4.14: Filtro passa-baixo. Adaptada de [2].

Implementou-se o filtro no ADS fazendo-se uma optimização de modo a que a resposta do mesmo fosse a melhor possível. O que se pretende é que a atenuação até à frequência de 200 MHz tenha valores próximos de zero, e que a partir deste valor de frequência aumente atingindo os 3 dB à $f_c = 345$ MHz. Os valores dos componentes presentes no esquemático da figura seguinte apresentarem alguma variação relativamente aos valores apresentados na tabela 4.5, resultantes da optimização feita pelo simulador.

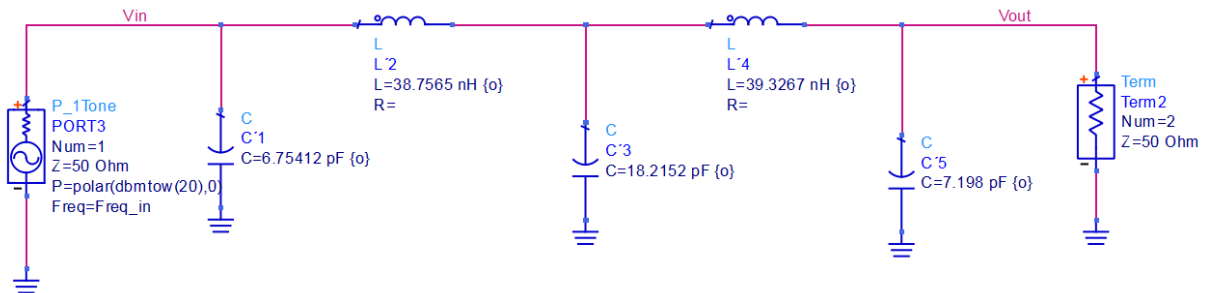


Figura 4.15: Implementação do filtro no ADS.

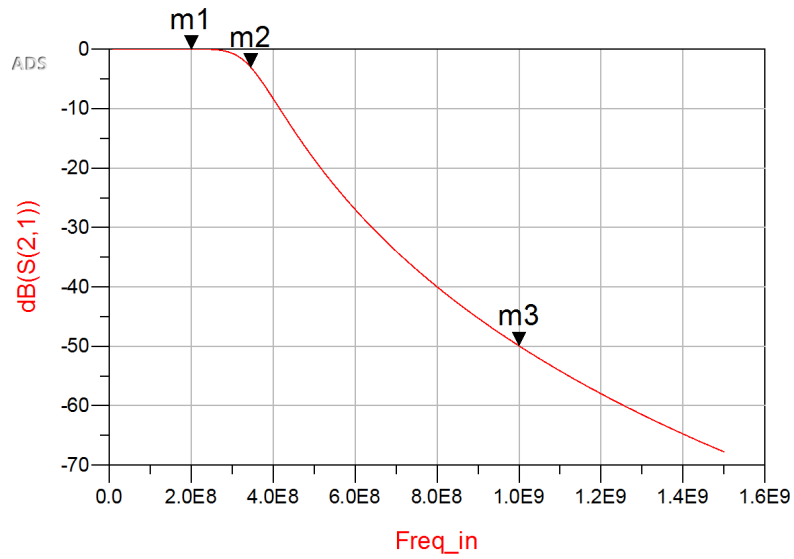


Figura 4.16: Gráfico da resposta do filtro.

Frequência (MHz)	Atenuação (dB)
200 (m1)	0
345 (m2)	3
1000 (m3)	50

Tabela 4.6: Análise do gráfico do filtro.

4.1.6 Circuito final com malhas de entrada e saída

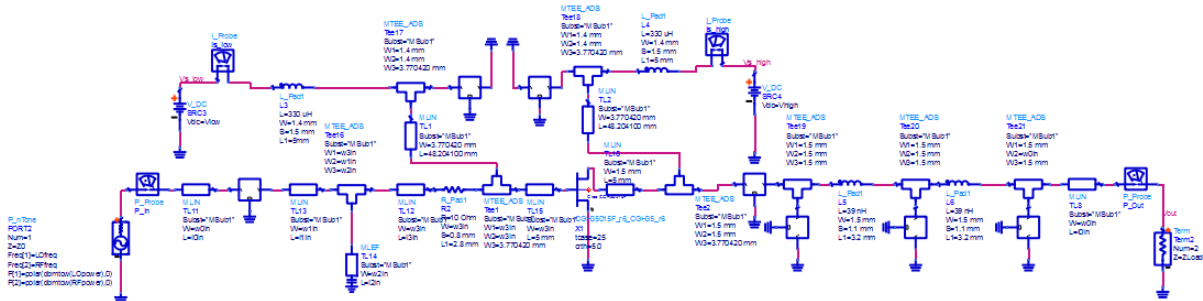


Figura 4.17: Circuito final do misturador no ADS.

4.2 Resultados da simulação de esquemático do circuito final

4.2.1 Impedância de entrada do circuito

Primeiro começou-se por verificar se a malha de entrada estava adaptada às frequências de projeto.

Como foi referido anteriormente no capítulo 4, a malha de entrada foi projetada para a frequência central de 1000 MHz. No entanto, através das funcionalidades do ADS, fez-se uma otimização de forma a que a malha de entrada ficasse o mais adaptada possível para cada uma das duas frequências de projeto. A figura seguinte mostra o resultado dessa optimização, onde se pode ver o valor da impedância de entrada do circuito final.

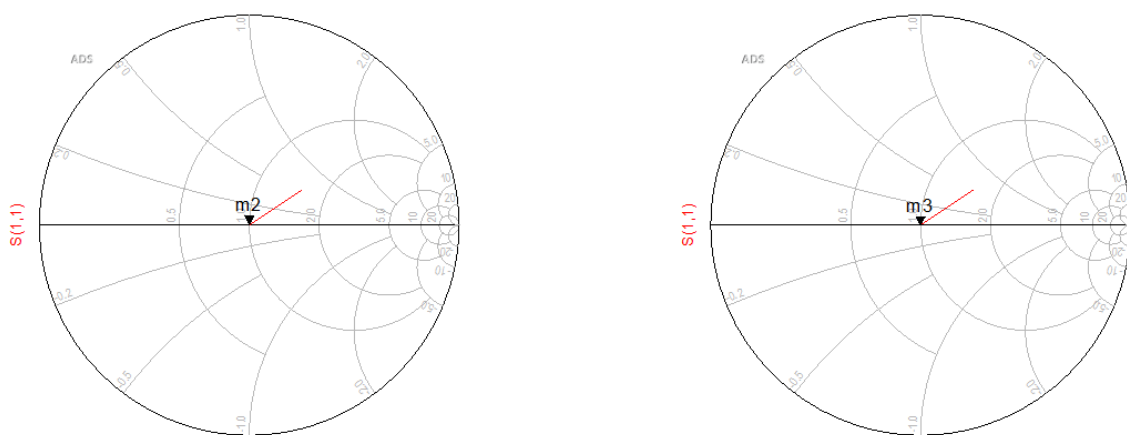


Figura 4.18: Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto, 900 MHz (esq.), 1100 MHz (dir.).

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
900 (m2)	50.03+j0.04
1100 (m3)	49.99-j0.02

Tabela 4.7: Valor da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto.

Nas cartas de Smith apresentadas verifica-se que a malha de entrada se encontra adaptada para as frequências de projeto, sendo o valor da impedância de entrada para ambas as frequências próximo dos 50 Ω .

4.2.2 Potência à saída do circuito à frequência IF=200 MHz

No gráfico da figura 4.20 está representada a variação da potência na saída do misturador à frequência IF= 200 MHz, em função do valor da potência P_{RF} , mantendo-se P_{LO} constante e igual a 20 dBm.

A potência máxima na saída à frequência IF=200 MHz, obtém-se para P_{LO} =20 dBm e P_{RF} =15 dBm, estando a mesma indicada por m_3 , tendo o valor de 18.487 dBm.

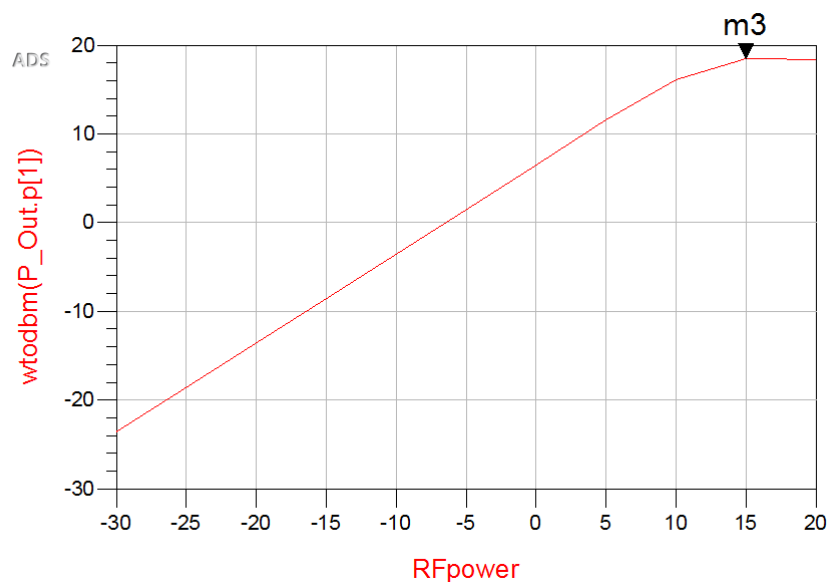


Figura 4.19: Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz.

Os gráficos da figura seguinte comprovam que o filtro para 200 MHz está bem projetado, pois ambas as frequências de entrada aparecem atenuadas à saída do misturador, pois localizam-se após a frequência de corte.

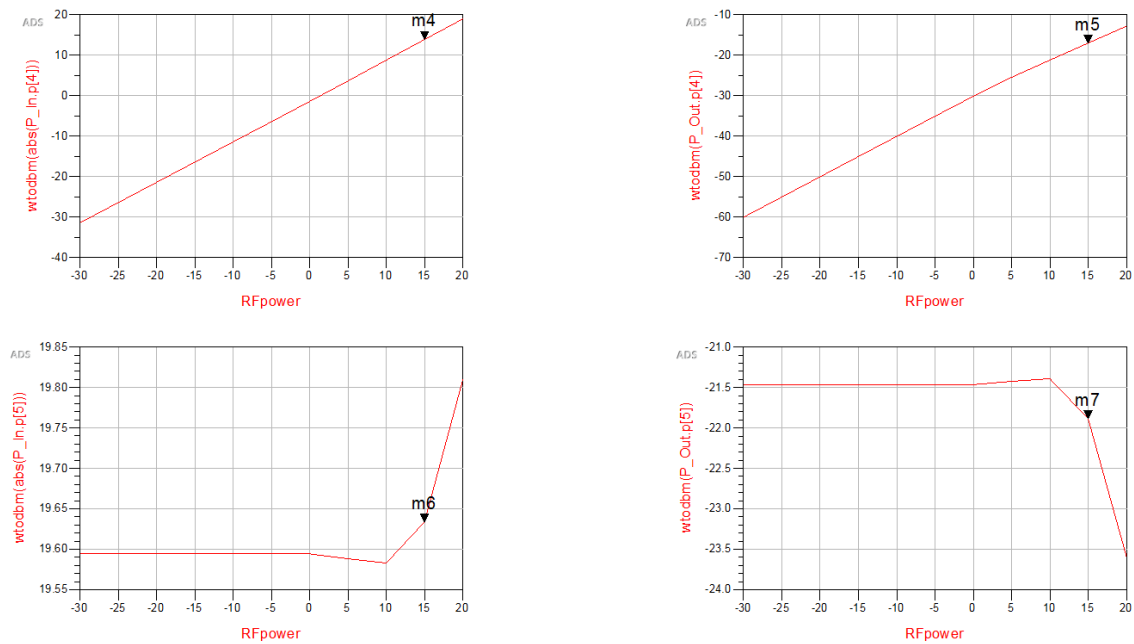


Figura 4.20: Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente.

Frequência (MHz)	Potência (entrada) (dBm)	Potência (saída) (dBm)
900	13.89	-17.00
1100	19.63	-21.89

Tabela 4.8: Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador.

4.3 Simulação EM

Após a simulação de esquemático (secção anterior) cujos resultados foram apresentados anteriormente, seguiu-se a simulação Eletromagnética (EM). Esta aproxima-se mais dos resultados que se irão obter na realidade, pois tem em conta um conjunto de parâmetros que não eram considerados na simulação de esquemático, ou que eram considerados como sendo “ideais”. A simulação EM tem em conta fatores tais como as características do substrato usado, as interferências electromagnéticas entre as linhas de cobre, as perdas no cobre, etc.

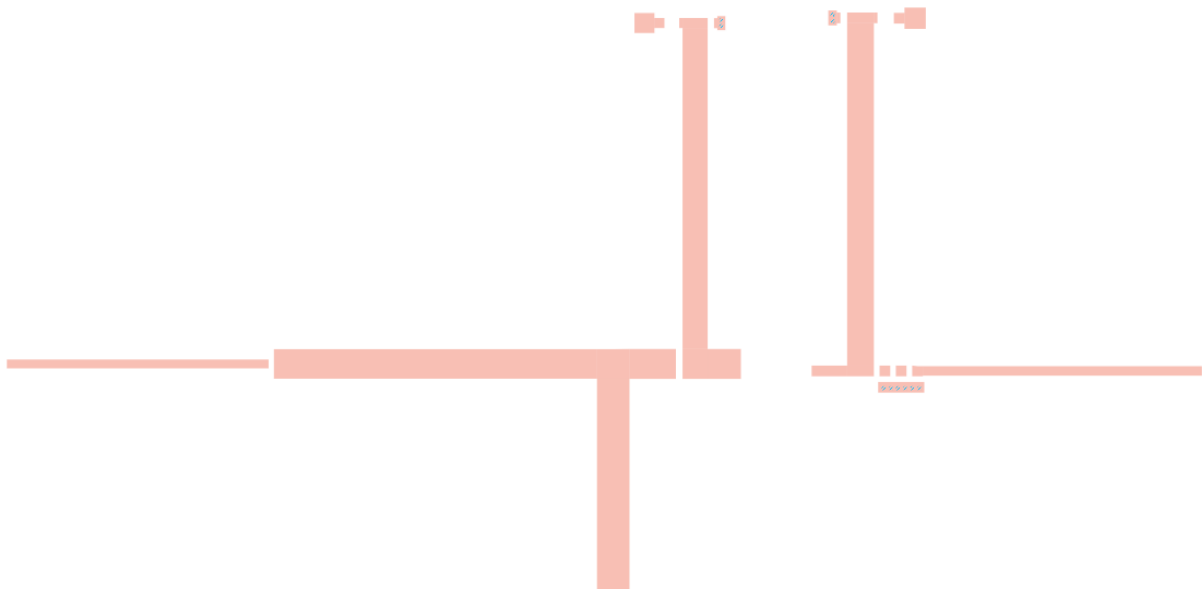


Figura 4.21: *Layout* do circuito: malha de entrada (esq.), malha de saída (dir.).

Dimensões	Comprimento (cm)×Altura (cm)
Malha de Entrada	11.05×9.00
Malha de Saída	5.51×5.98

Tabela 4.9: Dimensões do circuito.

4.3.1 Impedância de entrada do circuito

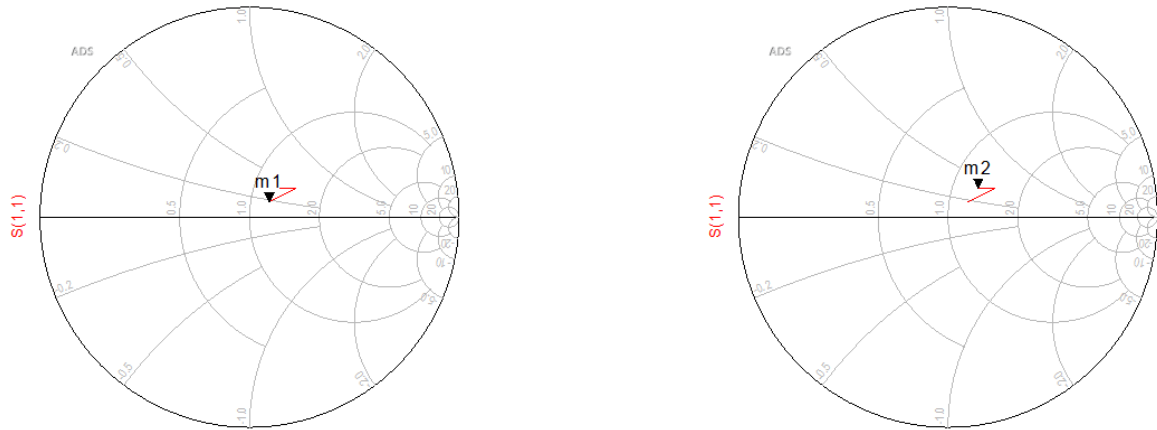


Figura 4.22: Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto, 900 MHz (esq.), 1100 MHz (dir.).

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
900 (m1)	$59.75+j8.84$
1100 (m2)	$63.86+j18.66$

Tabela 4.10: Valor da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto.

Tal como referido no início desta subsecção, o valor da impedância de entrada a cada uma das frequências de projeto dá um pouco mais afastado do centro da carta de Smith, principalmente para a frequência de 1100 MHz, devido ao facto da simulação EM dar resultados mais próximos dos reais.

4.3.2 Potência à saída do circuito à frequência IF=200 MHz

Pela análise dos resultados seguintes verifica-se, como esperado, que estes não são tão bons como os da simulação de esquemático no que diz respeito à potência de saída à frequência de 200 MHz. Mesmo assim podem ser considerados razoáveis. De notar que

na simulação eletromagnética, a potência máxima na saída à frequência $IF=200$ MHz, obtém-se para $P_{LO}=20$ dBm e $P_{RF}=20$ dBm.

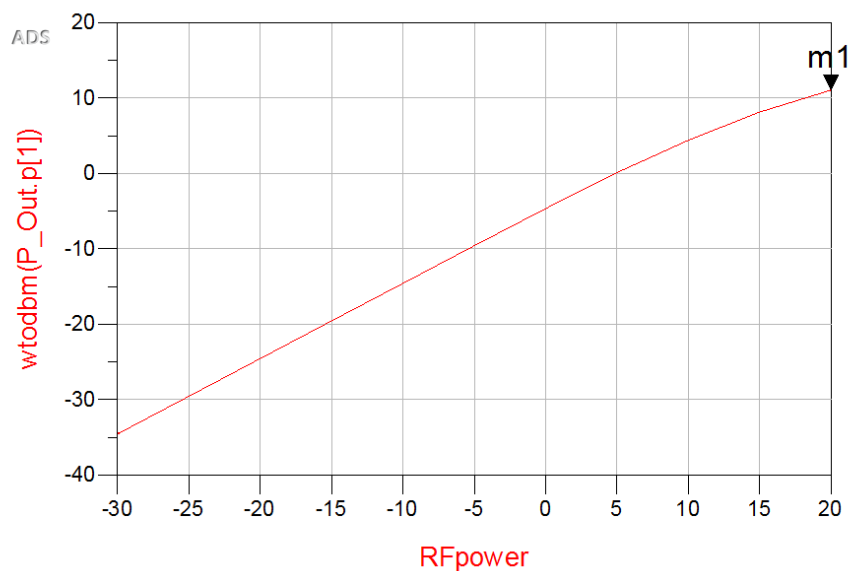


Figura 4.23: Potência obtida à saída do misturador à frequência $IF = 200$ MHz.

Pelo gráfico anterior, verifica-se então que a potência máxima que se obtém à saída do misturador resultado da simulação EM é 11 dBm.

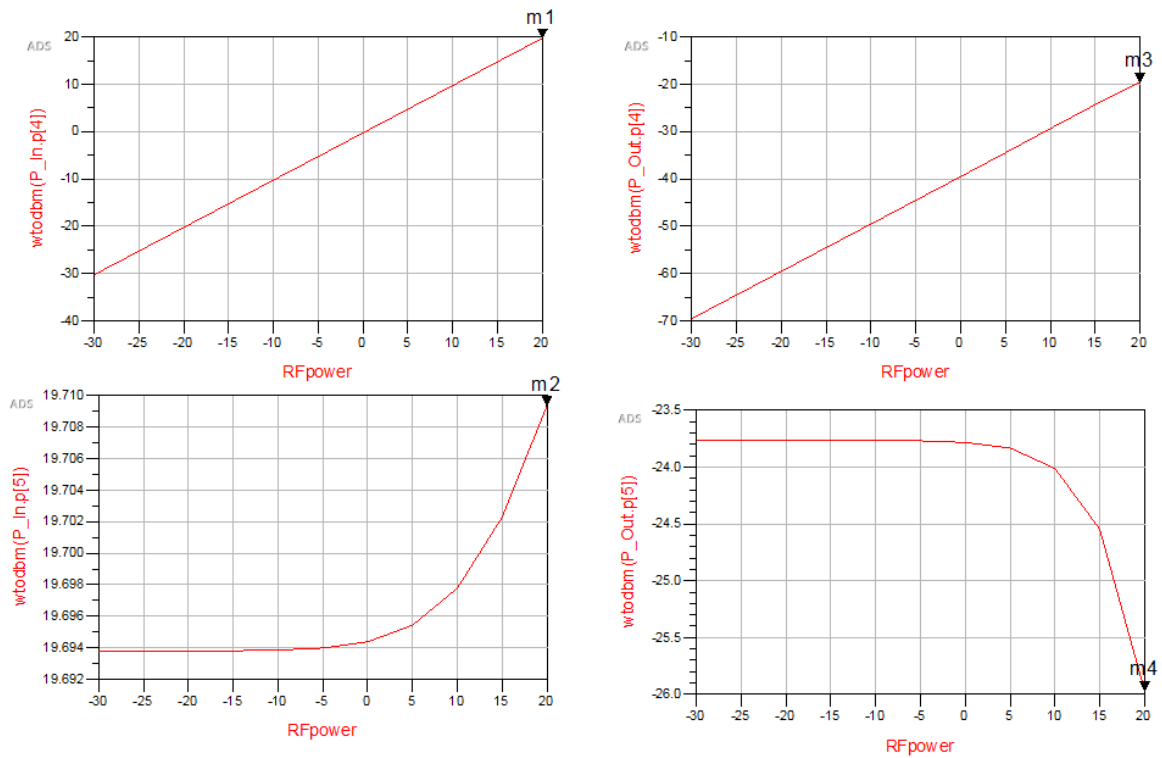


Figura 4.24: Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente.

Frequência (MHz)	Potência (entrada) (dBm)	Potência (saída) (dBm)
900	19.69	-19.66
1100	19.71	-25.97

Tabela 4.11: Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador.

4.4 Simulação do circuito usando MMC

Para ver o impacto que certas variações nos valores de um ou vários componentes do circuito podem causar na sua saída, fizeram-se duas simulações usando o Método de Monte Carlo (MMC).

“Designa-se por MMC qualquer método de uma classe de métodos estatísticos que se baseiam em amostragens aleatórias massivas para obter resultados numéricos, isto é, repetindo sucessivas simulações um elevado número de vezes, para calcular probabilidades heurísticamente, tal como se, de facto, se registassem os resultados reais em jogos de casino (daí o nome). Este tipo de método é utilizado em simulações estocásticas com diversas aplicações em áreas como a física, matemática e biologia”[4].

- Na primeira simulação: Fez-se variar aleatoriamente os valores de todos os elementos constituintes do circuito, cerca de $\pm 1\%$ segundo uma distribuição Gaussiana usando um número de cerca de 100 iterações;

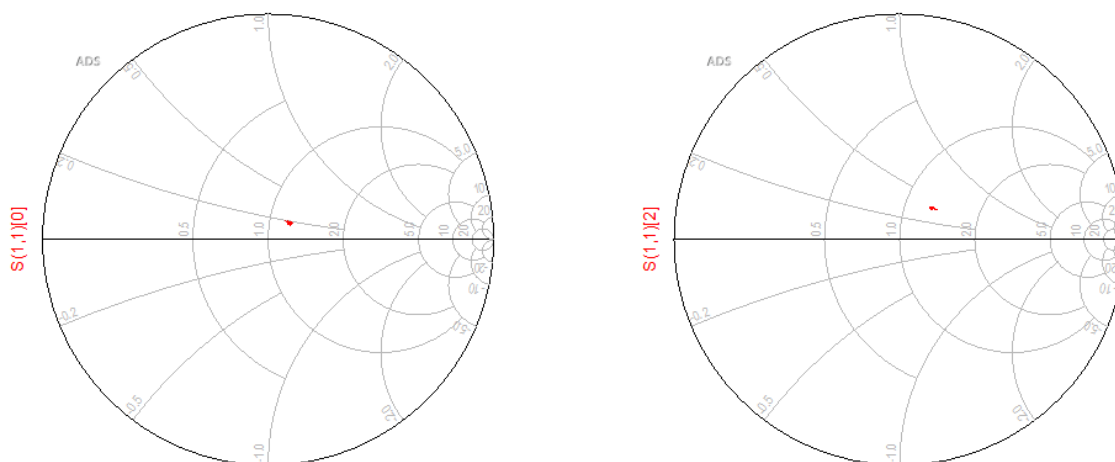


Figura 4.25: Valores resultantes das 100 iterações para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto.

Nas cartas de Smith da figura anterior, tanto para 900 MHz (esq.) como para 1100 MHz (dir.), verifica-se que os pontos correspondentes ao valor da impedância de entrada do circuito estão muito próximos uns dos outros, o que significa que há uma boa repetibilidade. Para 900 MHz os pontos encontram-se próximos do centro da carta, o que indica que há uma boa exatidão. Relativamente a 1100 MHz, apesar de haver uma boa repetibilidade, os valores não são tão exatos, pois os pontos encontram-se um pouco deslocados do centro da carta de Smith.

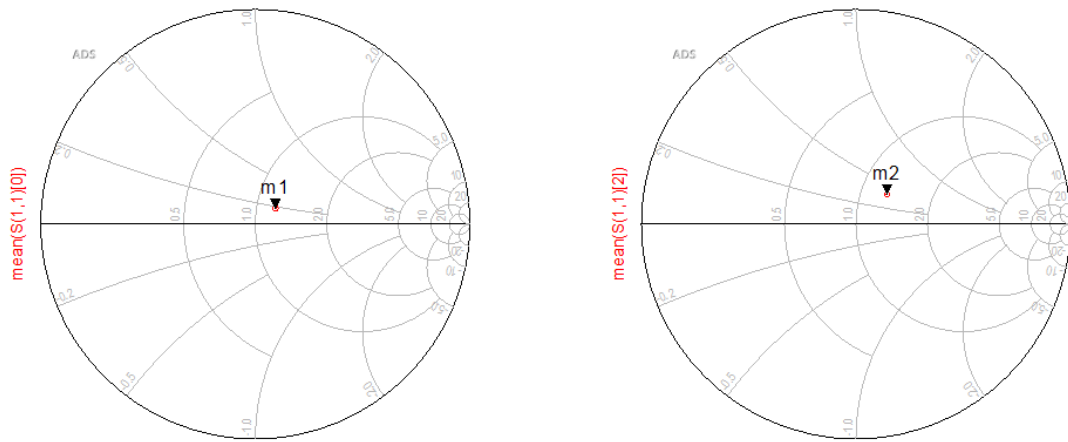


Figura 4.26: Média dos 100 valores resultantes para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto.

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
900 (m1)	$59.69+j8.86$
1100 (m2)	$63.82+j18.63$

Tabela 4.12: Valor médio da impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto.

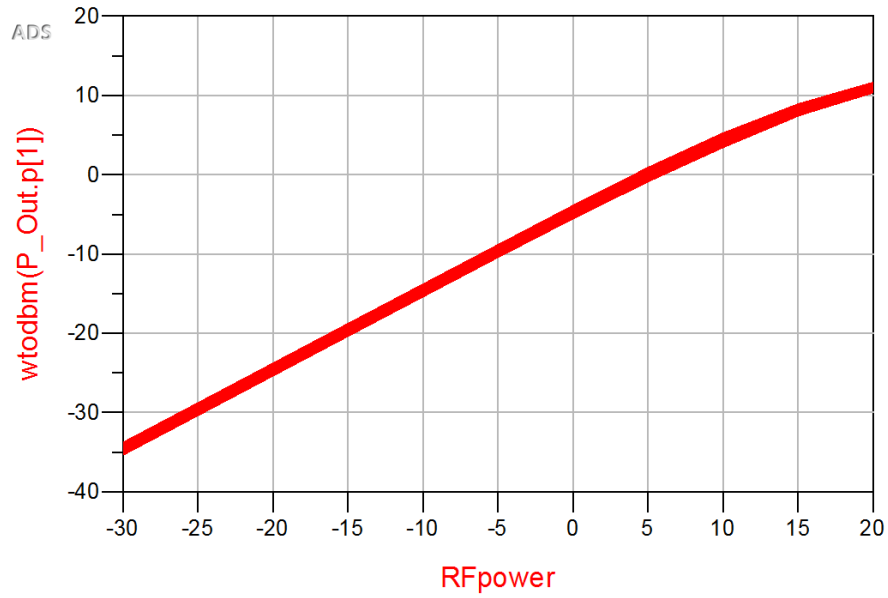


Figura 4.27: Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz.

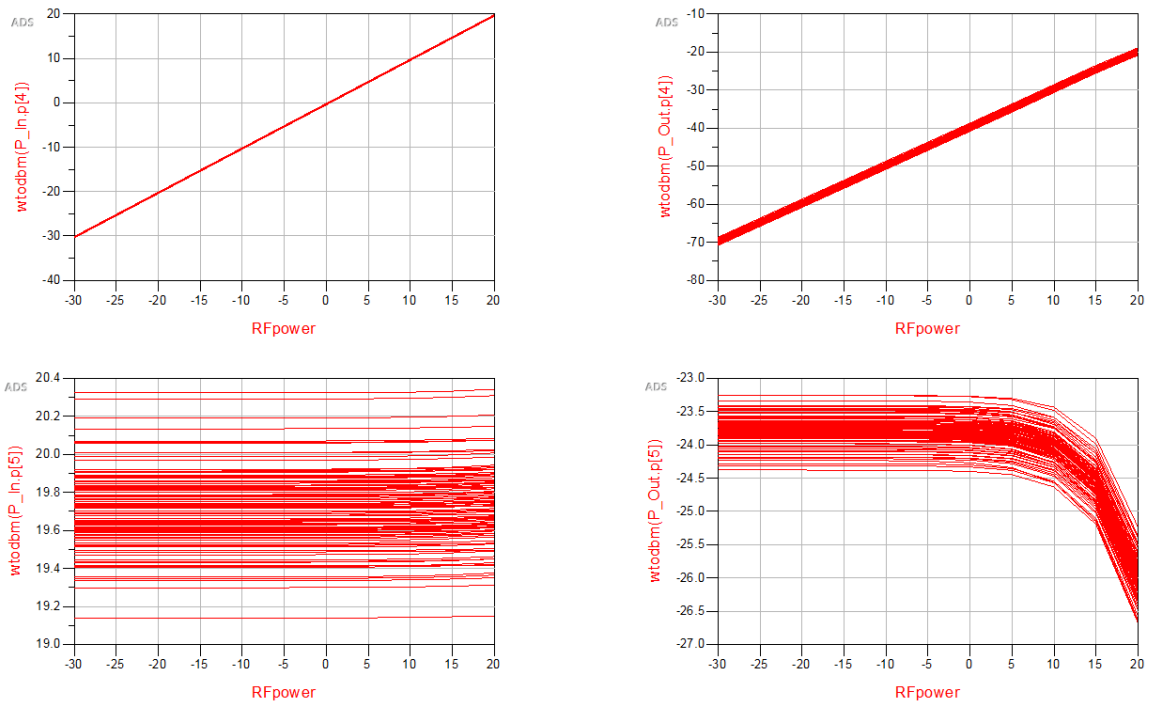


Figura 4.28: Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente.

Analisando o gráfico da figura 4.27 verifica-se que o mesmo se aproxima de uma recta, o que significa que variações da ordem referida nos elementos constituintes do circuito, praticamente não provocam dispersão. O mesmo se verifica na figura 4.28, para a frequência de 900 MHz.

A 1100 MHz, apesar de haver um pouco de dispersão na potência de entrada, na saída verifica-se que as curvas estão um pouco mais sobrepostas, que é o pretendido.

Então, pela análise tanto das cartas de Smith como dos gráficos da potência, verifica-se que uma variação do tipo referido acima de $\pm 1\%$ nos componentes constituintes do circuito, tem um impacto nos resultados que se pode considerar desprezável.

- Na segunda simulação: Fez-se variar aleatoriamente os valores de todos os elementos constituintes do circuito cerca de $\pm 5\%$ segundo uma distribuição Gaussiana, usando um número de cerca de 100 iterações;

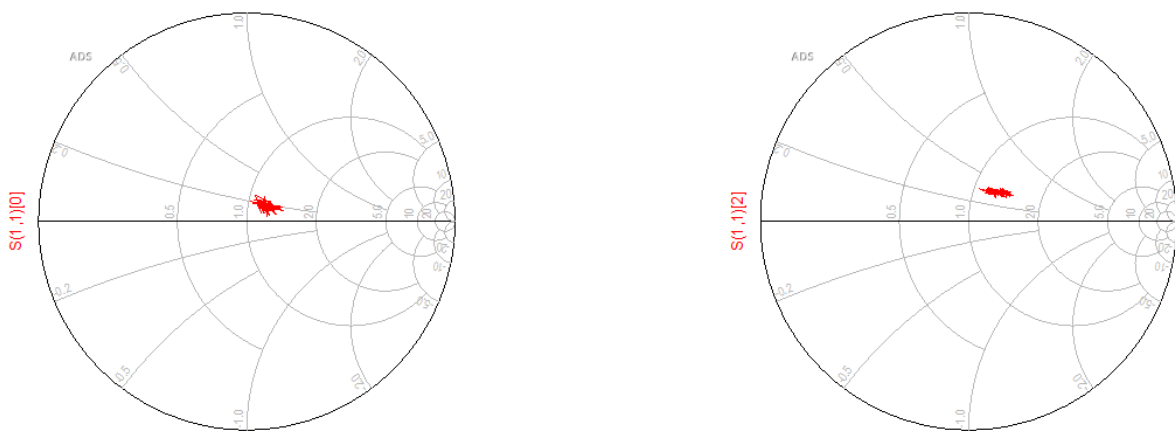


Figura 4.29: Valores resultantes das 100 iterações para a impedância de entrada do circuito, para as duas frequências de projeto.

Comparativamente ao caso da figura 4.25 aqui, à frequência de 900 MHz (esq.) os pontos correspondentes ao valor da impedância de entrada encontram-se um pouco mais dispersos, pois tem-se uma variação dos elementos constituintes do circuito maior, mas pode-se dizer que continua a haver boa repetibilidade e exactidão. À

frequência de 1100 MHz (dir.) há também obviamente um pouco mais de dispersão, mas pode-se dizer que continua a haver uma boa repetibilidade, e uma exatidão razoável, tal como se verificou também no caso anterior quando se considerou uma variação de $\pm 1\%$.



Figura 4.30: Média dos 100 valores resultantes para a impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto.

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
900 (m1)	59.98+j8.96
1100 (m2)	64.25+j18.59

Tabela 4.13: Valor médio para a impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto.

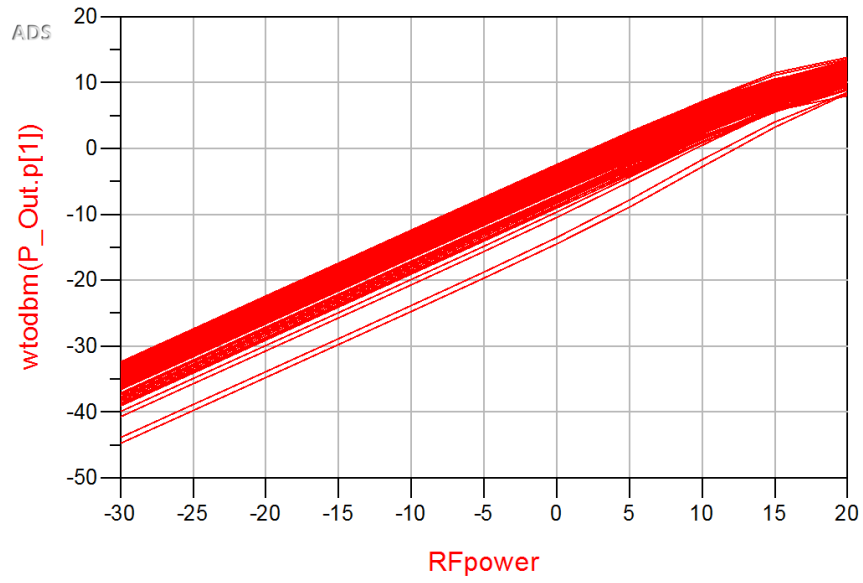


Figura 4.31: Potência obtida à saída do misturador à frequência IF = 200 MHz.

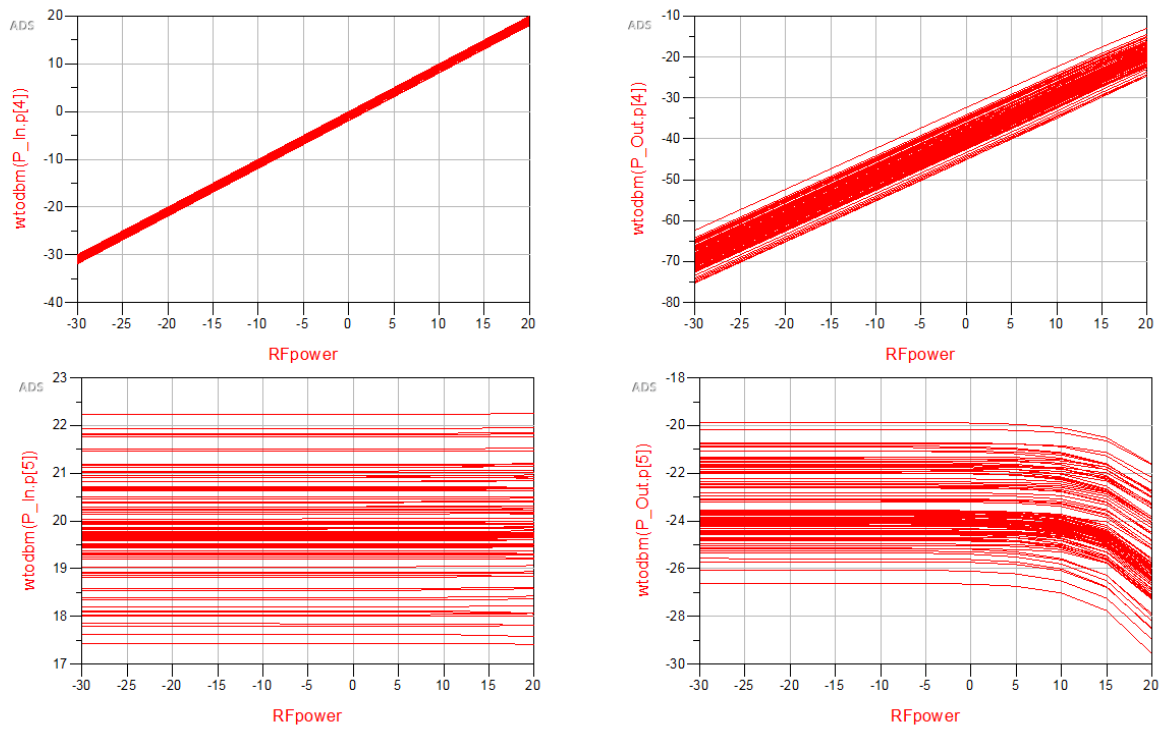


Figura 4.32: Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 900 MHz e 1100 MHz respectivamente.

No gráfico presente na figura 4.31, continua-se a ter uma reta tal como na figura 4.27, mas um pouco mais larga, resultado do aumento da percentagem da variação dos componentes constituintes do circuito, acontecendo o mesmo para 900 MHz, como se pode observar na figura 4.32.

Para 1100 MHz acontece o mesmo que na figura 4.28, havendo uma maior dispersão nas curvas que representam a potência de entrada, mas uma maior proximidade das mesmas nas que representam a potência de saída.

Posto isto, verifica-se que a variação de $\pm 5\%$ tem como é obvio um maior impacto do que a de $\pm 1\%$, mas mesmo assim não altera os resultados de uma forma significativa, o que pode ser verificado pela análise dos valores médios para a impedância de entrada presentes nas tabelas 4.12 e 4.13.

Por fim, é seguro dizer que pequenas variações nos elementos constituintes do circuito não vão ter um impacto significativo nos resultados finais.

Capítulo 5

Resultados Práticos

Na figura seguinte está representado o circuito impresso.

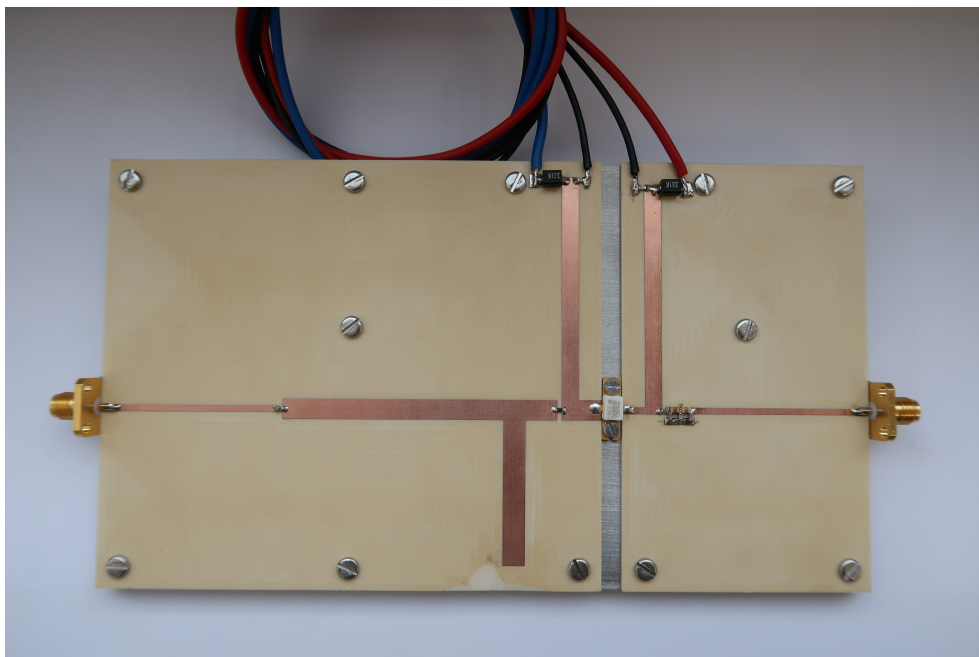


Figura 5.1: Circuito impresso do misturador.

5.1 Medição da impedância de entrada do circuito

Para a medição do valor da impedância de entrada do misturador, usaram-se duas fontes de tensão DC, um *Vector Network Analyzer* (VNA), e três atenuadores de forma a proteger o equipamento de eventuais picos de potência à saída do misturador.

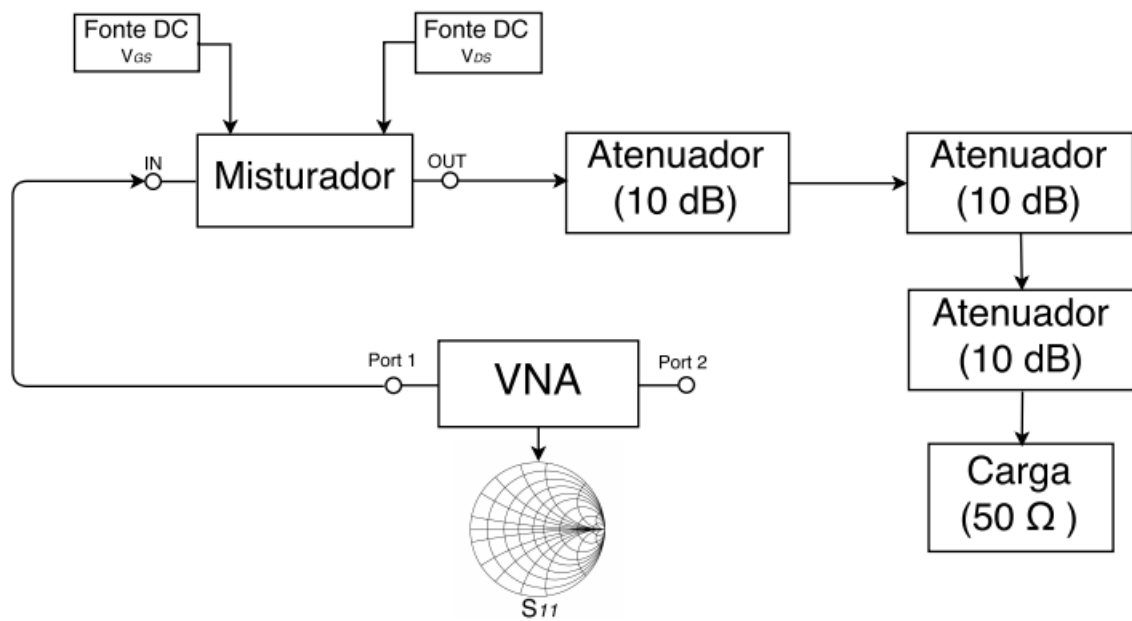


Figura 5.2: Diagrama representativo do *setup* necessário para a medição do valor da impedância de entrada do misturador.

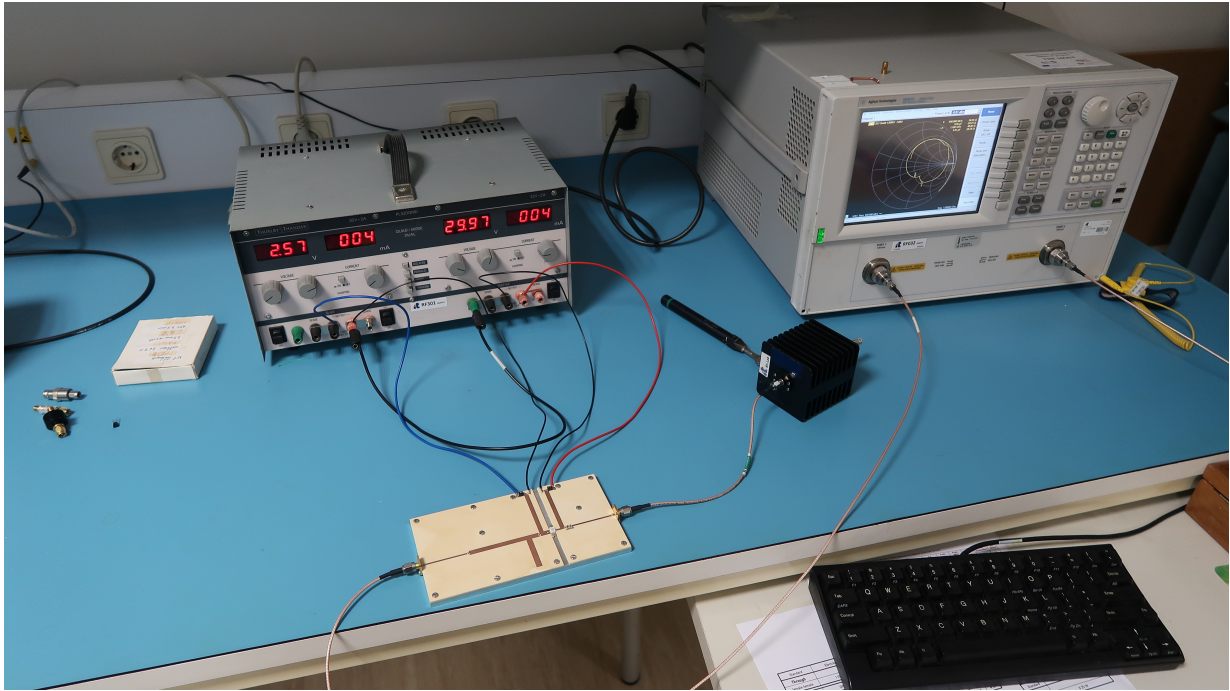


Figura 5.3: *Setup* necessário para a medição do valor da impedância de entrada.

5.1.1 Valor medido para a impedância de entrada

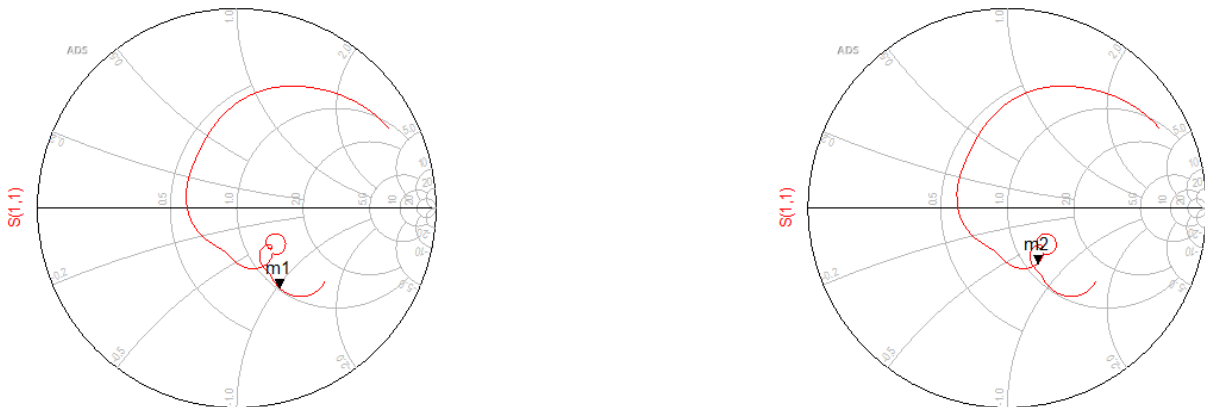


Figura 5.4: Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto.

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
900 (m1)	51.17-j51.49
1100 (m2)	56.63-j34.92

Tabela 5.1: Valor medido para a impedância de entrada do circuito, a cada uma das frequências de projeto.

5.2 Potência medida à saída do circuito

Para a medição da potência à saída do misturador usou-se um *Vector Signal Generator* (VSG), um combinador [10] e um *Vector Signal Analyzer* (VSA). Também foram usados atenuadores de maneira a proteger o equipamento para o caso de surgirem valores elevados de potência à saída do circuito.

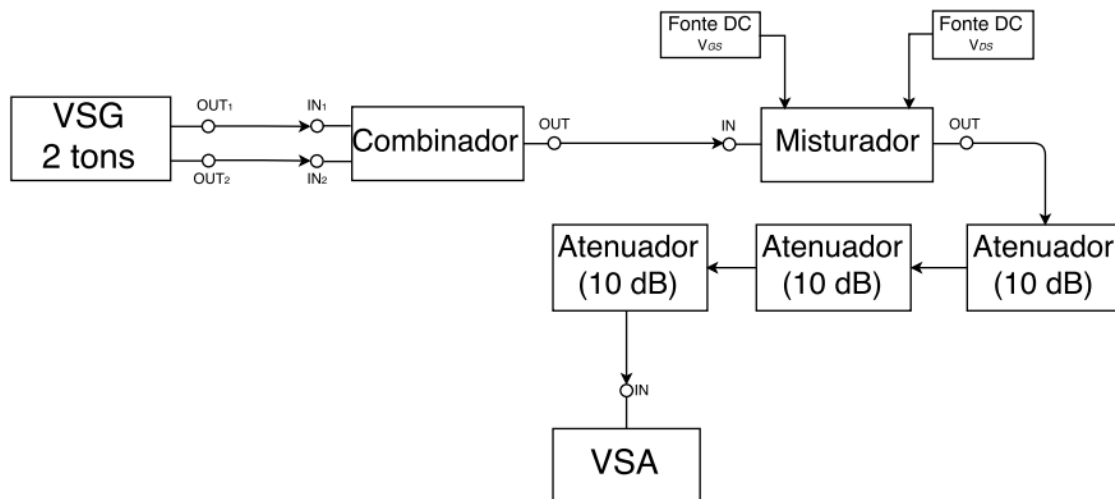


Figura 5.5: Diagrama representativo do *setup* necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador.

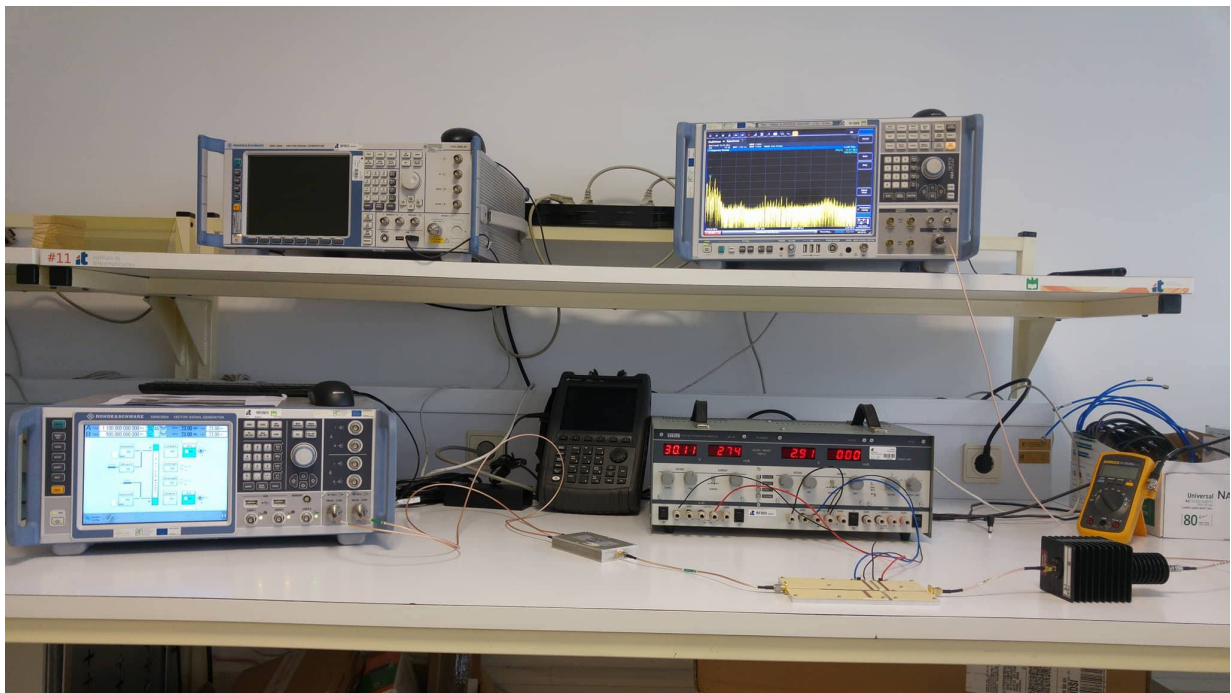


Figura 5.6: *Setup* necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador.

Sinal à saída do combinador/entrada do misturador

No laboratório, não existe nenhum VSG capaz de gerar dois tons numa só saída, mas que conseguem gerar dois tons, um em cada uma das suas duas saídas. O problema que aqui se põe, é o facto de o misturador ter apenas uma entrada.

Para resolver o problema descrito anteriormente, usou-se um combinador, que faz a soma dos dois sinais gerados pelo VSG.

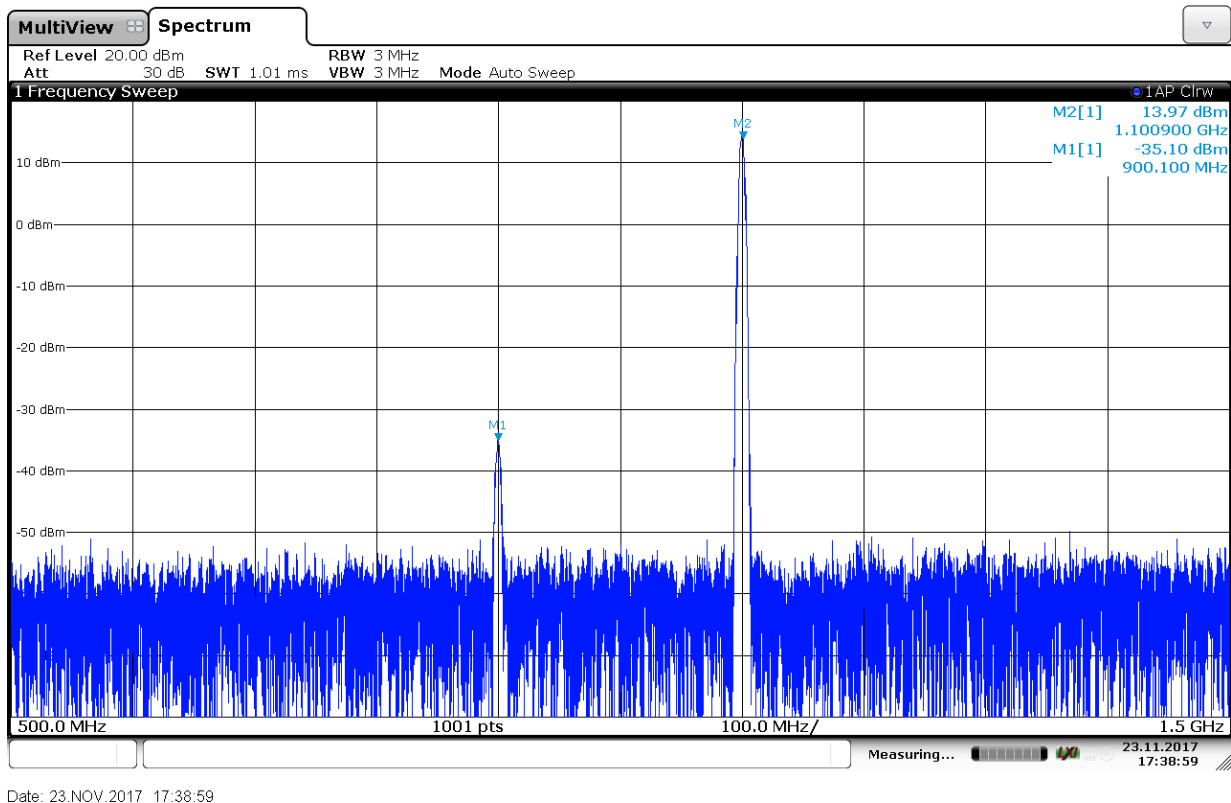


Figura 5.7: Medição no VSA do sinal resultante da “junção” dos dois tons de entrada do circuito.

No gráfico anterior é possível ver o resultado da soma dos dois sinais, sendo esse o sinal de entrada do misturador.

Na tabela seguinte estão presentes os valores da potência de cada tom à entrada do misturador, já tendo em conta que o combinador introduz uma perda de 3 dB nas potências geradas pelo VSG.

Frequência (MHz)	Potência (entrada) (dBm)
900	-32.10
1100	16.97

Tabela 5.2: Componentes de frequência e respectivas potências aplicadas inicialmente à entrada do misturador.

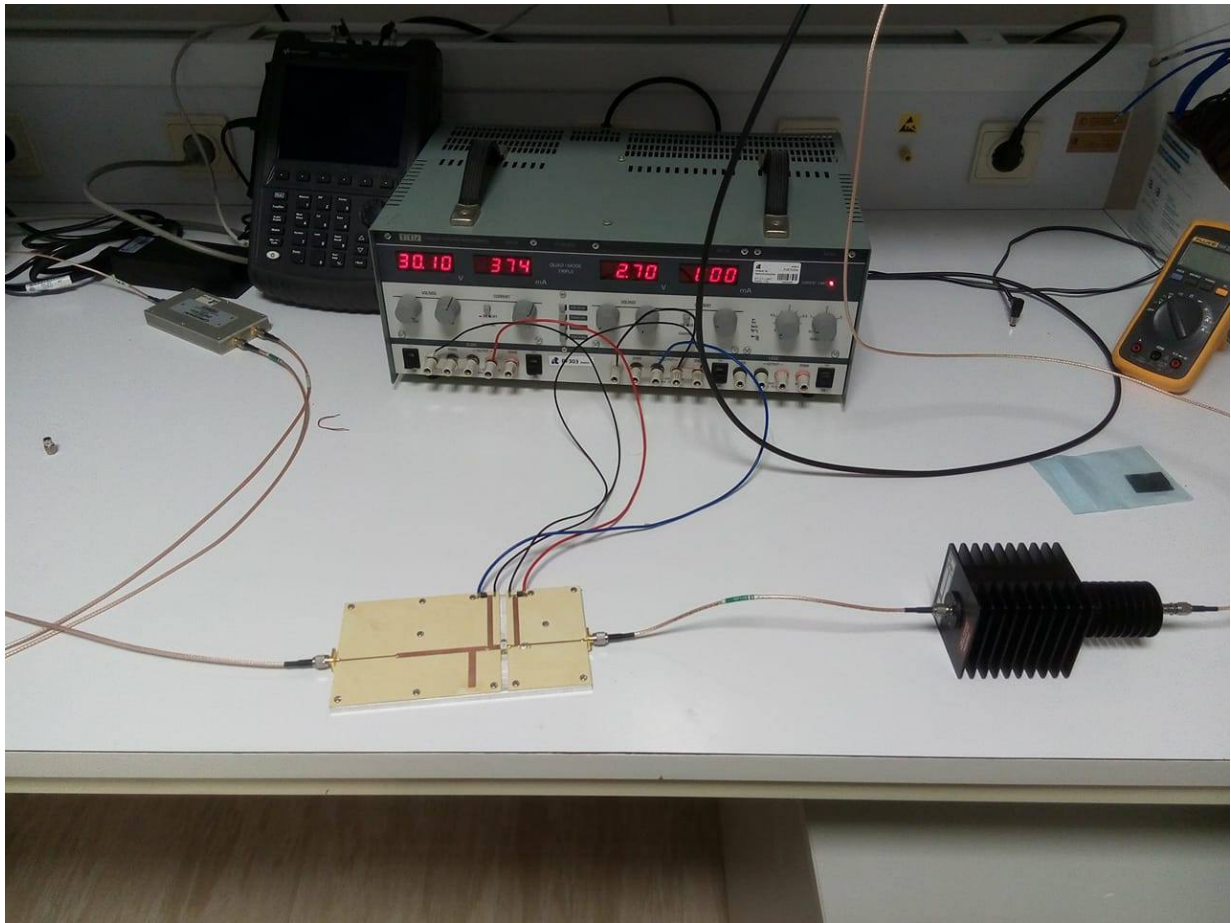
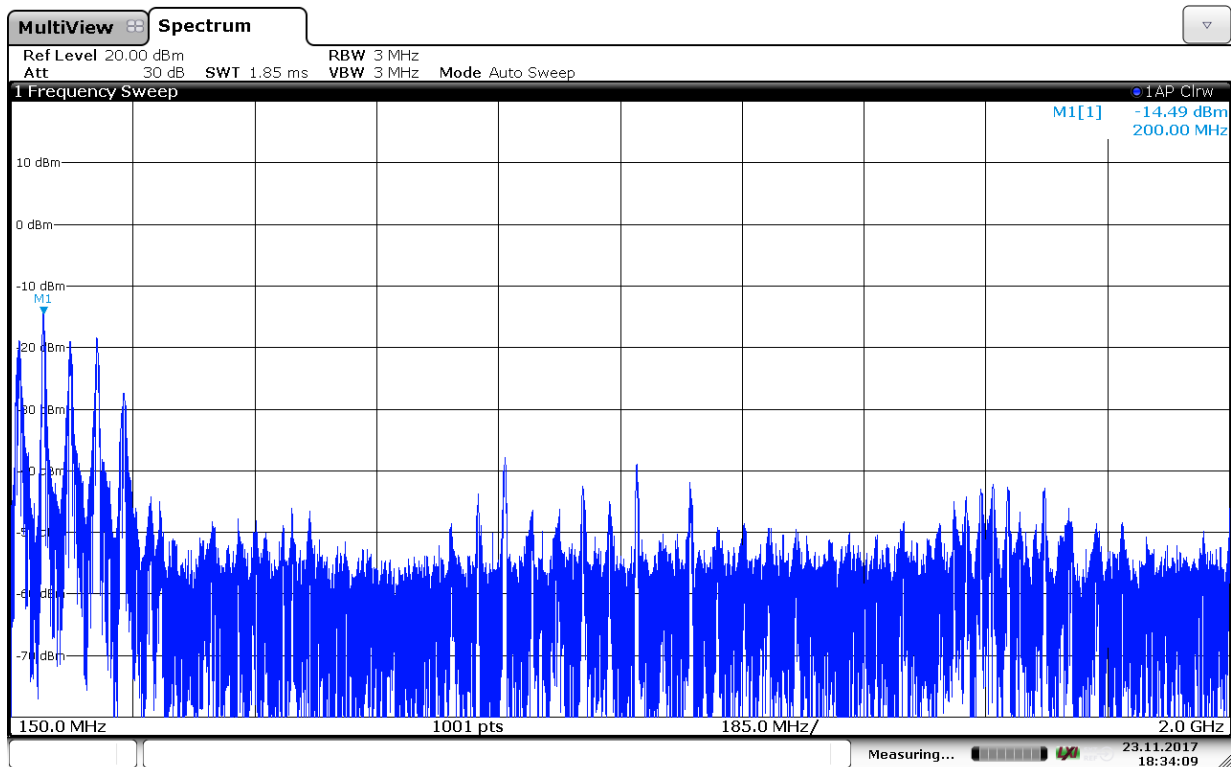


Figura 5.8: *Setup* necessário para a medição do valor da potência à saída do misturador, com ênfase no misturador e nos três atenuadores de 10 dB cada.

5.2.1 Potência medida à saída do circuito para $IF=200$ MHz

Através da análise da figura 5.9, verifica-se que à saída do misturador se obtém o valor máximo para a potência para uma frequência de 200 MHz, estando as componentes seguintes atenuadas. Isto comprova que o misturador está a fazer o que foi pressuposto teoricamente, a aproveitar na sua saída a potência disponível a 200 MHz, atenuando as componentes seguintes, o que é indicador de que a malha de saída (FPB) está bem projetada.



Date: 23.NOV.2017 18:34:09

Figura 5.9: Potência máxima medida à saída do misturador à frequência $IF=200$ MHz.

Para se chegar a um valor de potência máxima, o que se fez foi manter o valor de P_{LO} constante e igual a 20 dBm, fazendo variar o valor de P_{RF} , desde -30 até 20 dBm.

Verificou-se que a potência máxima na saída a 200 MHz, obtém-se para a seguinte combinação de valores das potências de entrada: $P_{LO}=20$ dBm & $P_{RF}=20$ dBm.

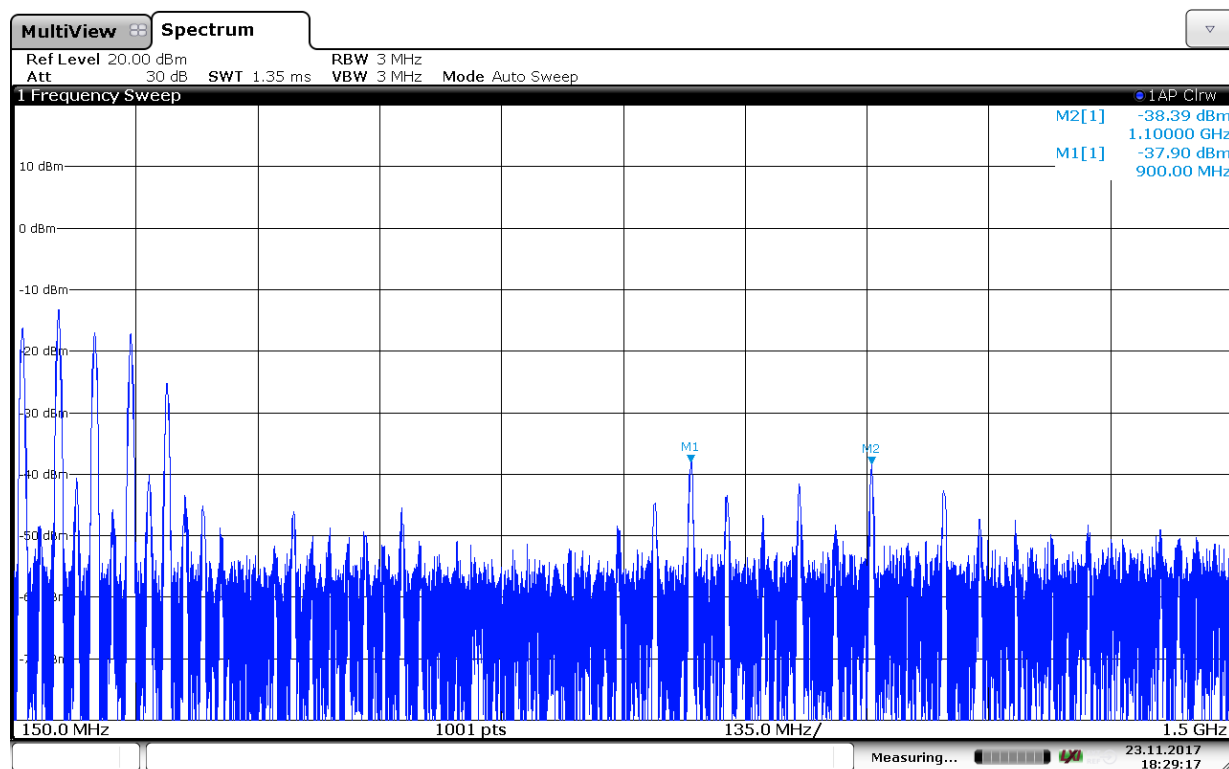
De notar que à potência representada no gráfico anterior sem tem de somar 30 dB devido aos atenuadores usados antes do VSA, com o intuito de o proteger contra eventuais picos de potência.

Frequência (MHz)	Potência (saída) (dBm)
IF=200	15.51

Tabela 5.3: Potência máxima medida à saída do misturador à frequência $IF=200$ MHz.

Como indicado anteriormente, para se obter potência máxima a 200 MHz, ambas as potências de entrada tem de ter o valor de 20 dBm.

O gráfico seguinte, representa os valores dessas potências à saída do circuito, comprovando que os mesmos foram atenuados.



Date: 23.NOV.2017 18:29:16

Figura 5.10: Potências medidas à saída do misturador às frequências de 900 MHz e 1100 MHz.

Frequência (MHz)	Potência (saída) (dBm)
900	-7.9
1100	-8.39

Tabela 5.4: Valores das potências das componentes de excitação à saída do misturador.

Analisando o gráfico da figura 5.9, verifica-se à esquerda da componente a 200 MHz,

uma componente com uma potência considerável que não deveria aparecer nesta medição. Essa componente pode ser indicadora de que o circuito está a comportar-se como um oscilador.

Para comprovar o que foi referido no parágrafo anterior fez-se o seguinte teste:

- Alimentou-se o transístor normalmente, com as duas fontes de tensão DC;
- Não se aplicou sinal RF ao circuito, e analisou-se o que aparecia no VSA.

Como não se aplicou sinal RF ao circuito, não seria esperado ver-se no VSA nenhuma componente de frequência. No entanto, verificou-se tanto a componente a 160 MHz como algumas com valor menor que este, indicando isto então que o circuito se encontra a oscilar.

Uma justificação para esta oscilação pode estar no facto das linhas de alimentação ($\lambda / 4$) do transístor se encontrarem próximas uma da outra, podendo estar a criar um campo eletromagnético, estando a funcionar como duas antenas.

Posto isto, a solução poderia passar por implementar este circuito com linhas do tipo *stripline*, em vez das que foram usadas que são do tipo *microstrip*. A vantagem das primeiras, é terem uma blindagem contra interferências electromagnéticas, ficando as duas linhas de alimentação "isoladas" uma da outra não havendo interferências entre elas.

Capítulo 6

Fabrico de Circuitos em MMIC

6.1 Representação de componentes para fabrico em MMIC

6.1.1 CPW

Para a projeção de malhas, em MMIC recorre-se ao uso de linhas de transmissão, pois este tipo de circuitos trabalha a frequências na ordem dos GHz.

As normas de fabrico de MMICs da FBH [5], mandam usar Linha coplanar (CPW), tendo este tipo de linhas de transmissão o formato descrito na imagem seguinte.

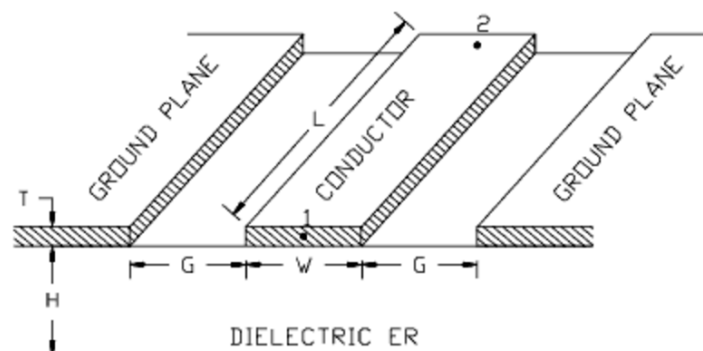


Figura 6.1: Linha Coplanar [5].

W - Largura do condutor central

G - Lacuna entre o condutor central e o plano de massa

L - Comprimento do condutor central

d = W+2×G - distância entre os planos de massa

H - Altura do substrato

T - Espessura do condutor

ϵ_r - Permittividade relativa do substrato

K - Condutividade do metal

Características do substrato usado para os modelos de CPW :

$$H = 370 \mu\text{m}; T = 3 \mu\text{m}; \epsilon_r = 10; K = 3.0e7 \text{ S/m.}$$

Caso se pretenda projetar linhas de 50Ω , que é o caso, os valores a usar para W, G e d são os seguintes:

$$W = 40 \mu\text{m};$$

$$g = 20 \mu\text{m};$$

$$d = W+2 \times G = 80 \mu\text{m}.$$

6.1.2 Condensadores MIM

“Um condensador Metal Insulator Metal (MIM) é representado por uma capacidade ideal com valor de $0.3 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ e duas secções de linha CPW” [5], ligadas em cada uma das suas extremidades se for um condensador série, ou duas linhas ligadas a uma extremidade caso o condensador em questão tenha uma das extremidades ligada a sinal e a outra à massa.

Para determinar o comprimento das linhas, usa-se a seguinte relação:

$$C = A \times 0.3 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2} = l \times W \times 0.3 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2} \quad (6.1)$$

Para uma determinada capacidade, e para uma determinada largura de uma CPW, é possível chegar ao valor do comprimento da linha usando-se a expressão anterior. Calculado

o valor de l , basta pôr as linhas conectadas ao condensador, dependendo da forma como este se encontra ligado ao resto do circuito.

6.1.3 Indutâncias

O modelo que representa uma indutância, inclui para além da mesma, uma resistência parasita, e dois condensadores parasitas.

A FBH fornece uma tabela com os valores disponíveis para as indutâncias, bem como para a resistência e para as duas capacidades que constituem o modelo.

6.1.4 Resistências

Neste caso, não existe um modelo elétrico específico para a representação de resistências. O seu *layout* tem uma resistência quadrada de $50 \Omega/\text{square}$. Elas são representadas como parâmetro concentrado, com o seu respetivo valor para DC. Caso seja necessário um modelo para RF, pode ser feita uma aproximação usando-se condensadores [5].

$$R = Rq \cdot \frac{l}{w} \Omega \quad (6.2)$$

$$Rq = 50 \Omega/\text{square} \quad (6.3)$$

6.1.5 Representação de *stubs* em aberto

O modelo elétrico usado para representar um *stub* em aberto é uma linha de comprimento $d/4$, em que d como referido anteriormente é a distância entre planos de massa da CPW [5].

$$l_{ext} = d/4 \text{ (comprimento do } \textit{stub} \text{ em aberto)} \quad (6.4)$$

$$l_{electric} = l_{phys} + l_{ext} \quad (6.5)$$

6.1.6 Representação de *stubs* em curto

O modelo elétrico usado para representar um *stub* em curto é uma linha de comprimento $d/8$, em que d como referido anteriormente é a distância entre planos de massa da CPW [5].

$$l_{ext} = d/8 \text{ (comprimento do } stub \text{ em curto)} \quad (6.6)$$

$$l_{electric} = l_{phys} + l_{ext} \quad (6.7)$$

6.1.7 *Air bridge*

Uma das montagens utilizadas em circuitos fabricados em MMIC é a “*air bridge*”, que consiste em duas linhas CPW conectadas a um dos terminais de um condensador, estando o seu outro terminal ligado à massa [5]. Esta montagem é usada para fazer a conexão entre dois elementos constituintes do circuito.

Valores dos elementos constituintes da montagem “*air bridge*”:

$$W = 40 \mu\text{m}; g = 20 \mu\text{m}; l = 16.2 \mu\text{m}; C_1 = 7.3 \text{ fF}.$$

6.1.8 *Bend*

A montagem “*Bend*”, tal como a “*air bridge*” é outro tipo de configuração usada em circuitos MMIC, sendo as duas configurações semelhantes, sendo igualmente usada para fazer a conexão entre dois elementos constituintes do circuito. [5].

Valores dos elementos constituintes da montagem “*bend*”:

$$W = 40 \mu\text{m}; g = 20 \mu\text{m}; l = 45.3 \mu\text{m}; C_1 = 17.8 \text{ fF}.$$

6.1.9 Junção-T

Por ultimo, uma outra configuração usada é a “junção - T”, diferenciando-se esta das duas anteriores, por apresentar três linhas CPW [5].

Valores dos elementos constituintes da montagem em “junção-T”:

$$w_1 = w_2 = w_3 = 40 \mu\text{m}; g_1 = g_2 = g_3 = 20 \mu\text{m}; l_1 = l_3 = 62.6 \mu\text{m}; l_2 = 33 \mu\text{m}; \\ C_1 = 18.3 \text{ fF}.$$

Esta montagem relativamente às duas anteriores apresenta mais uma linha, pois esta é usada quando se pretende conectar três elementos constituintes de um circuito.

6.2 Simulação de um Misturador em MMIC

Para a simulação do misturador RF em MMIC, o *software* utilizado foi igualmente o ADS, mas uma versão mais antiga (ADS 2012.08), para que fosse possível o uso das bibliotecas e modelos fornecidos pelo FBH.

6.2.1 Especificações

Alimentação DC do circuito

Tal como no transistor de teste, começou-se pela escolha do ponto de polarização. Para isso fez-se a análise no ADS das curvas DC características do transistor usado nesta simulação. Neste caso, polarizou-se o PA em classe B. De notar que como referido na subsecção 4.1.1, também aqui não se projetou o circuito com o intuito de obter uma boa eficiência, pelas razões explicadas nessa mesma subsecção.

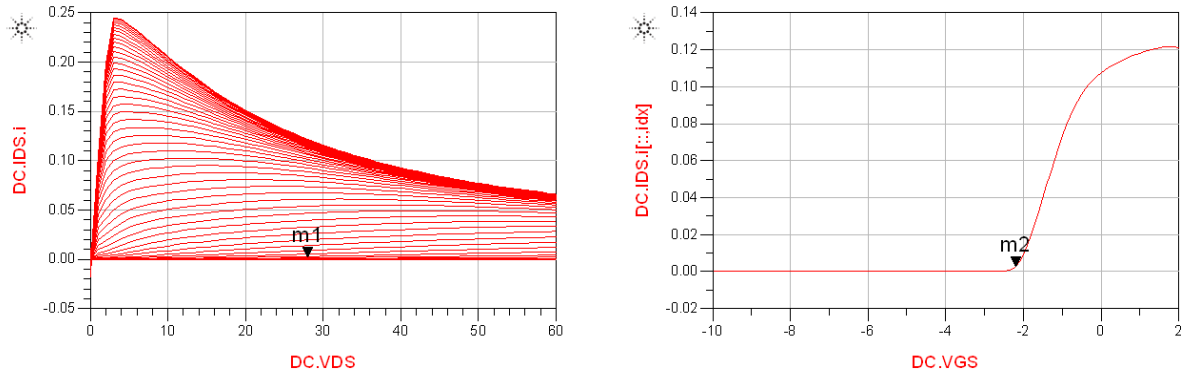


Figura 6.2: Curvas características do transistor MMIC utilizado.

Ponto de polarização: $V_{GS} = -2.2$ V; $V_{DS} = 28$ V; $I_{DS} = 0.003$ A.

Sinal AC aplicado ao circuito

Frequência (GHz)	Potência (dBm)
$f_{LO} = 31$	$P_{LO} = 20$
$f_{RF} = 29$	$P_{RF} = -30$

Tabela 6.1: Sinal à entrada do misturador.

CPW

Tal como referido neste capítulo na subsecção 6.1.1, para a implementação das malhas deste tipo de circuitos, usam-se linhas CPW. Como se pretende trabalhar com uma impedância característica de 50Ω , os valores de W e G que correspondem a essa impedância são: $W = 40 \mu\text{m}$, $g = 20 \mu\text{m}$, e consequentemente $d=80 \mu\text{m}$.

6.2.2 Tensão da *gate* que maximiza a potência à saída

A frequência IF neste caso é 2 GHz (31-29 GHz). Então, aqui é pretendido ver qual a tensão da *gate* que maximiza a potência na saída do circuito, à frequência IF.

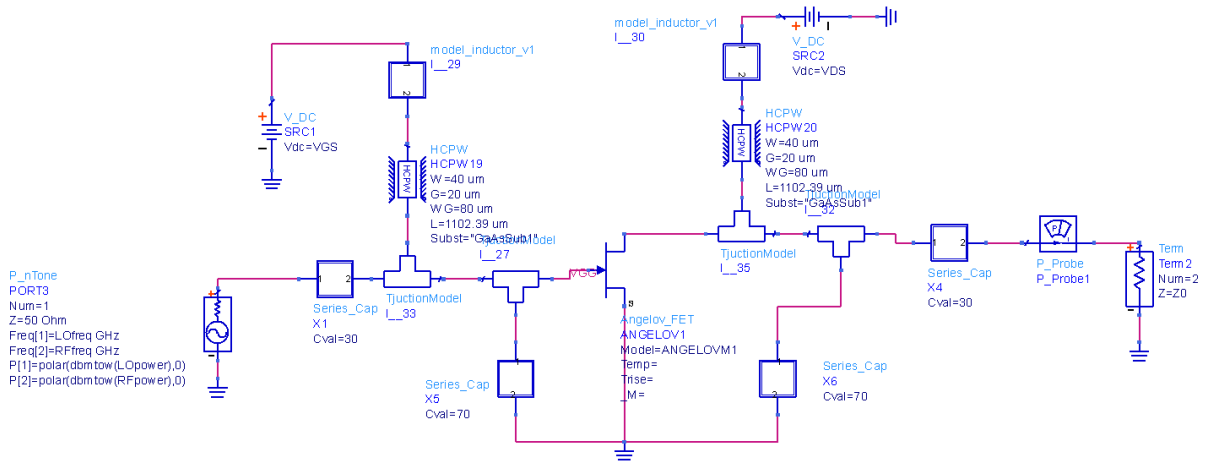


Figura 6.3: Circuito usado para verificação de qual a tensão da *gate* que maximiza a potência na saída.

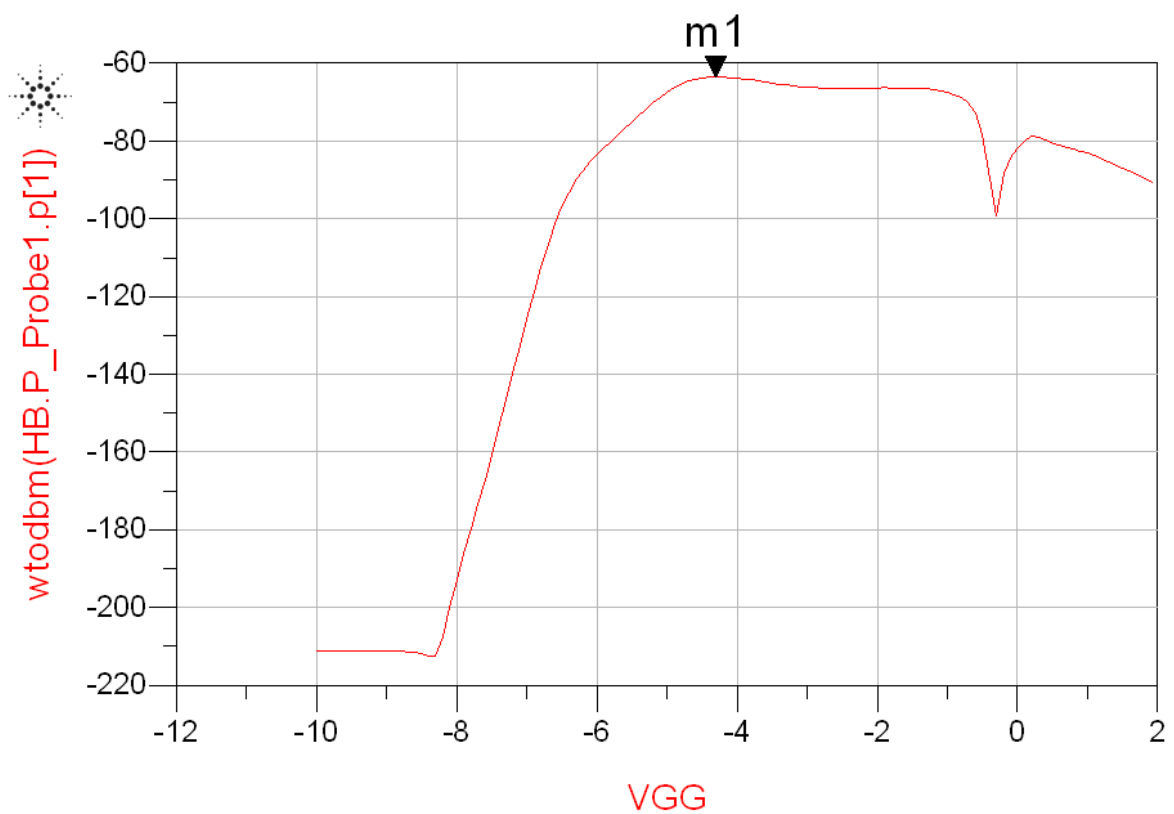


Figura 6.4: Potência (dBm) de saída do circuito em função da tensão (V) aplicada na *gate*, para IF=2 GHz.

Tensão da *gate* que maximiza a potência: $V_{GS}=-4.3$ V.

6.2.3 Implementação da malha de saída

Para projetar a malha de saída seguiu-se a mesma metodologia que no capítulo 4, secção 4.1.

- Verificação de qual o coeficiente de reflexão à saída do transistor;

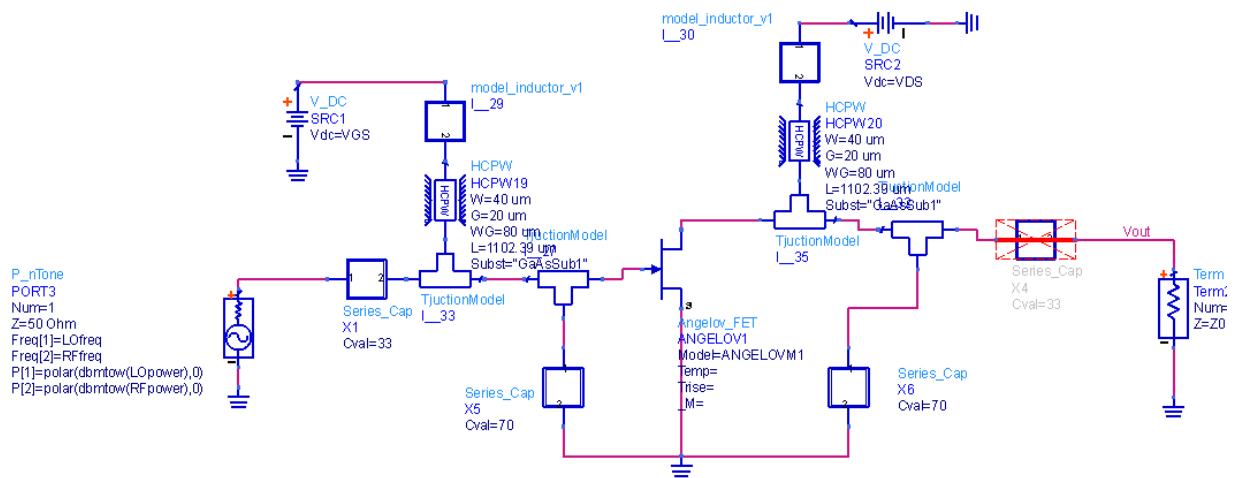


Figura 6.5: Circuito para a determinação do coeficiente de reflexão à saída do transistor, para a frequência de 2 GHz.

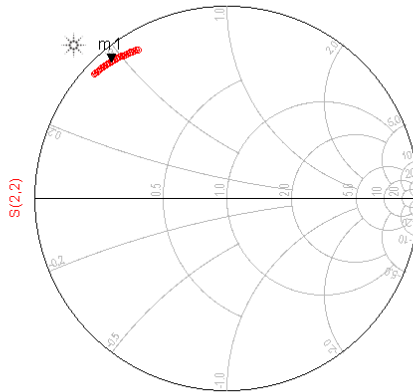


Figura 6.6: Coeficiente de reflexão à saída do transistor, à frequência de 2 GHz.

- Projeção da malha de saída de forma a que a mesma tenha um coeficiente de reflexão na sua entrada, igual ao complexo conjugado do coeficiente de reflexão na saída do transistor.

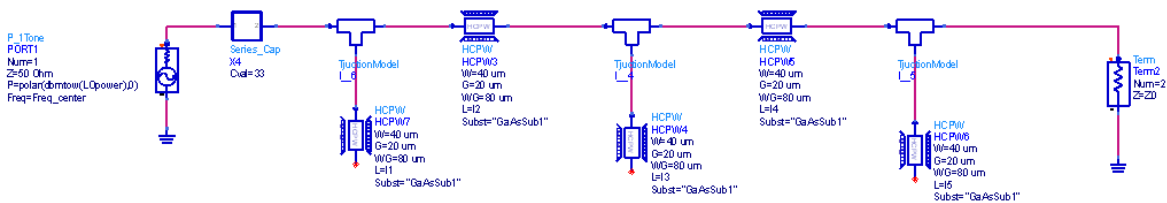


Figura 6.7: Malha de saída adaptada para a frequência de 2 GHz.

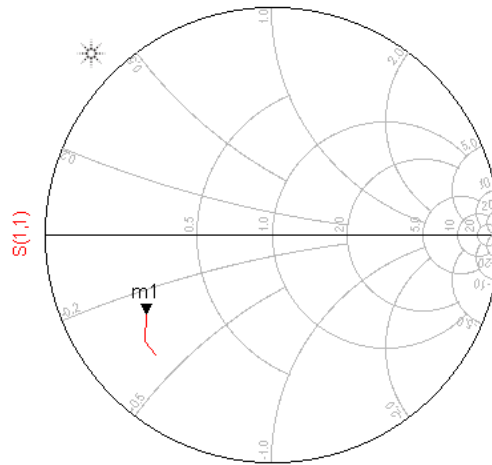


Figura 6.8: Coeficiente de reflexão à entrada da malha de saída, à frequência de 2 GHz.

Na seguinte tabela estão apresentados os resultados para os coeficientes de reflexão.

$\rho_{out} = S_{22}(\text{transistor})$	$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{11}(\text{malha})$	$S_{11}(\text{malha})$ (Simulador)
$0.93e^{j2.27 \text{ rad}}$	$0.93e^{-j2.27 \text{ rad}}$	$0.65e^{-j2.58 \text{ rad}}$

Tabela 6.2: Coeficientes de reflexão à saída do transistor e à entrada da malha de adaptação de saída à frequência IF=2 GHz.

6.2.4 Implementação da malha de entrada

No circuito de teste, projetou-se a malha de entrada para a frequência central, devido ao facto da malha não poder estar adaptada simultaneamente para os dois tons. Aqui usou-se o mesmo método, sendo a frequência central neste caso cerca de 30 GHz.

Para projetar a malha de entrada:

- Inseriu-se a malha de saída no circuito inicial (figura 6.5), e posteriormente viu-se qual o valor do coeficiente de reflexão à entrada do transistor;

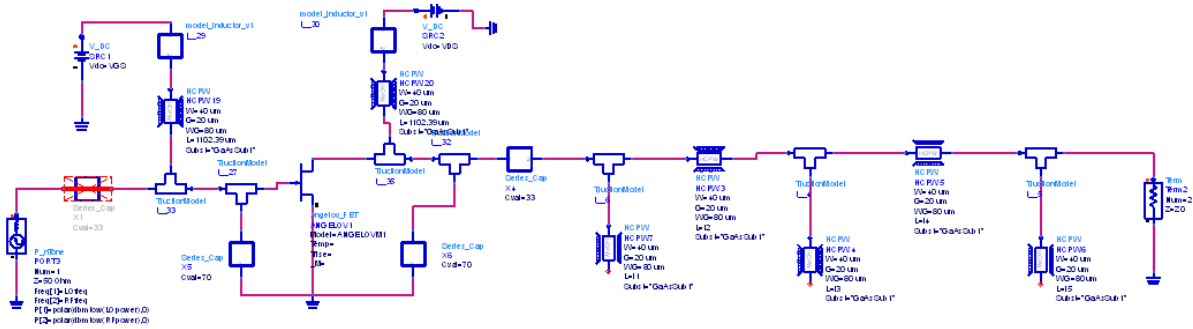


Figura 6.9: Circuito para determinação do coeficiente de reflexão à entrada do transistor, para a frequência de 30 GHz.

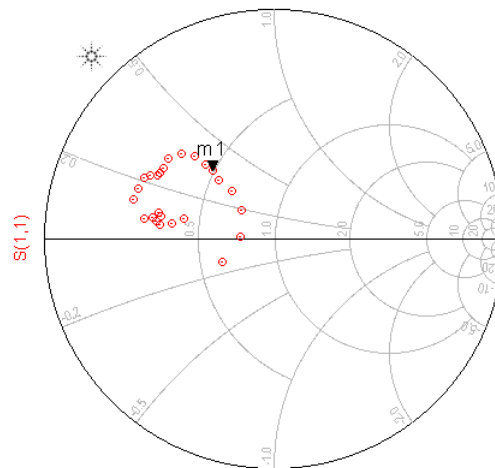


Figura 6.10: Coeficiente de reflexão à entrada do transistor à frequência de 30 GHz.

- Projetou-se a malha de entrada, de forma a que a mesma tivesse um coeficiente de reflexão na sua saída, igual ao complexo conjugado do coeficiente de reflexão na entrada do transistor.

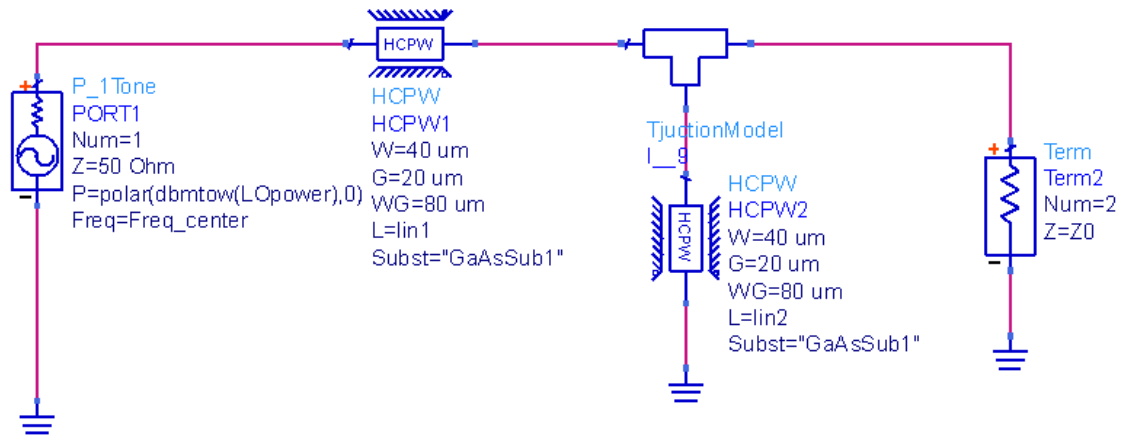


Figura 6.11: Malha de entrada adaptada para a frequência de 30 GHz.

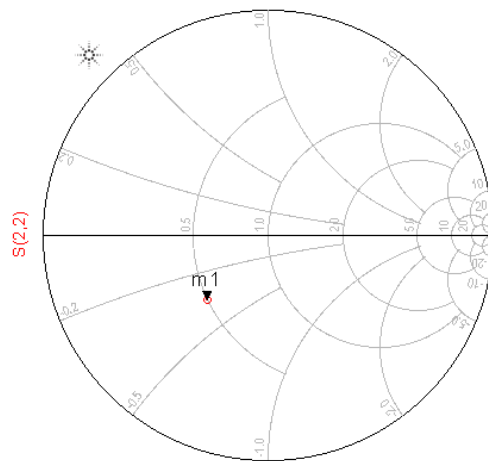


Figura 6.12: Coeficiente de reflexão à saída da malha de entrada, à frequência de 30 GHz.

Na seguinte tabela, estão apresentados os resultados da simulação.

$\rho_{in} = S_{11}(\text{transistor})$	$\rho_s = \rho_{in}^* = S_{22}(\text{malha})$	$S_{22}(\text{malha})(\text{Simulador})$
$0.40e^{j2.30 \text{ rad}}$	$0.40e^{-j2.30 \text{ rad}}$	$0.40e^{-j2.32 \text{ rad}}$

Tabela 6.3: Coeficientes de reflexão à entrada do transistor e à saída da malha de adaptação de entrada à frequência de 30 GHz.

Tal como no caso da simulação do circuito de teste, também aqui se fez uma otimização de modo a que a malha ficasse o mais adaptada possível, tanto para 29 GHz (f_{RF}) como para 31 GHz (f_{LO}).

6.2.5 Implementação de um FPB

Tal como no caso do circuito de teste, também aqui se decidiu projetar um FPB com parâmetros concentrados, respeitando as normas do FBH, relativamente ao uso de parâmetros concentrados.

Como já foi feito um estudo teórico do projeto de filtros na parte do circuito de teste, decidiu-se tentar projetar um, usando apenas as funcionalidades do ADS, e também com base em [2], onde tinha o exemplo da projeção de um filtro para 2 GHz, e assim conseguiu-se ter uma ideia de um intervalo de valores para as bobinas e condensadores a inserir no ADS de forma a permitir que *software* possa otimizar o filtro o máximo possível.

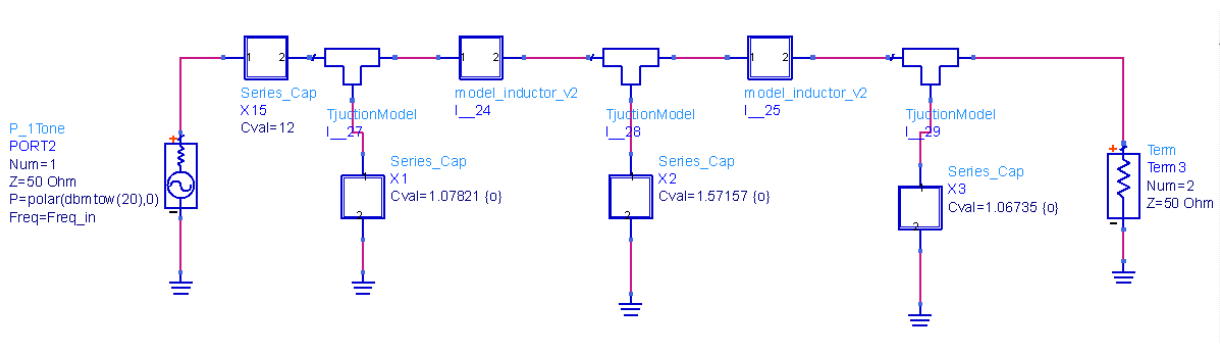


Figura 6.13: Implementação do filtro no ADS.

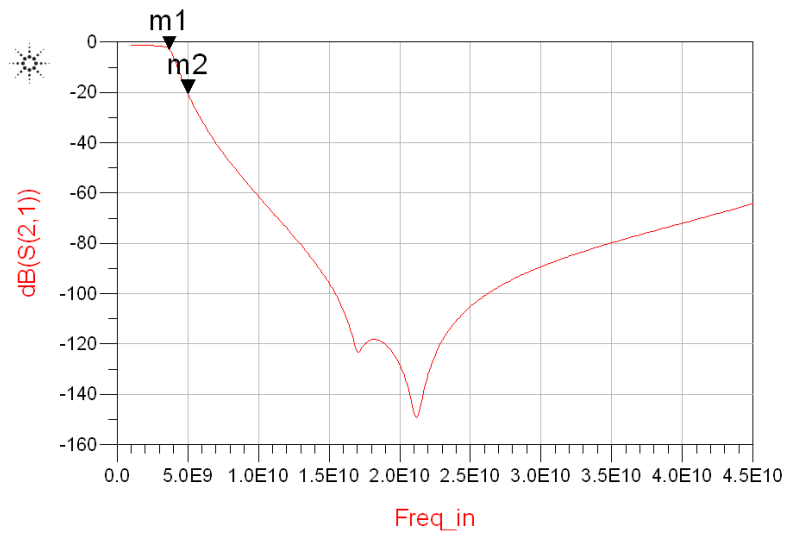


Figura 6.14: Gráfico da resposta do filtro.

Frequência (GHz)	Atenuação (dB)
2 (m1)	3
5 (m2)	20

Tabela 6.4: Análise do gráfico do filtro.

6.2.6 Circuito final em MMIC com malhas de entrada e saída

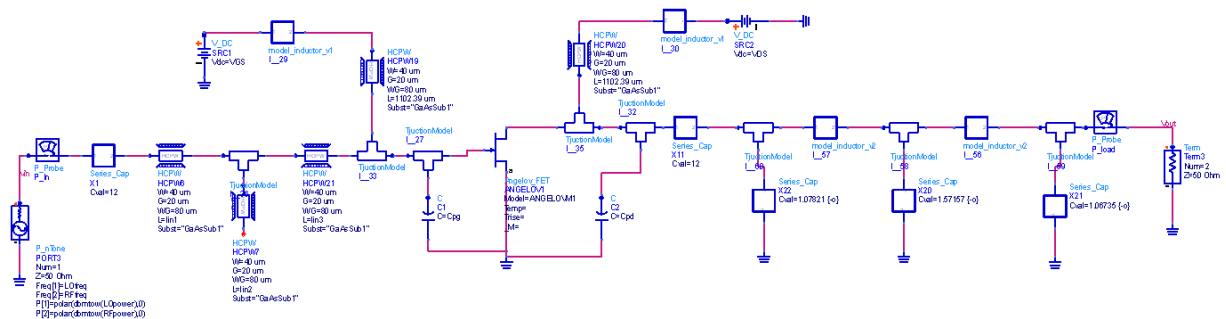


Figura 6.15: Circuito final do misturador em MMIC no ADS.

6.3 Resultados da simulação de esquemático do circuito em MMIC

6.3.1 Impedância de entrada do circuito

Tal como na subsecção 4.2.1, começou-se por verificar se a malha de entrada estava adaptada às frequências de projeto. O método utilizado foi o mesmo descrito nessa subsecção, tendo-se mudado apenas as frequências de trabalho.

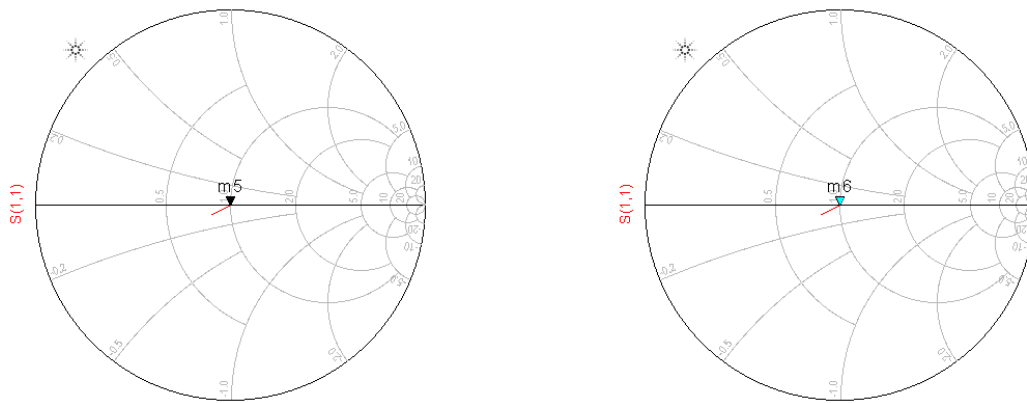


Figura 6.16: Impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto.

Frequência (GHz)	Impedância (Ω)
29 (m5)	$49.84+j0.02$
31 (m6)	$49.99-j0.23$

Tabela 6.5: Valor da impedância de entrada do circuito, para cada uma das frequências de projeto.

6.3.2 Potência à saída do circuito à frequência IF=2 GHz

Aqui seguiu-se o mesmo método de simulação que foi usado para o circuito de teste. Manteve-se a potência de entrada P_{LO} constante e igual a 20 dBm, fazendo-se variar P_{RF} .

Pelo gráfico da figura seguinte, verifica-se que se obtém a potência máxima à saída do misturador a 2 GHz, para a combinação de potências de entrada $P_{LO}=20$ dBm & $P_{RF}=20$ dBm.

O valor máximo da potência à saída é cerca de 9.71 dBm.

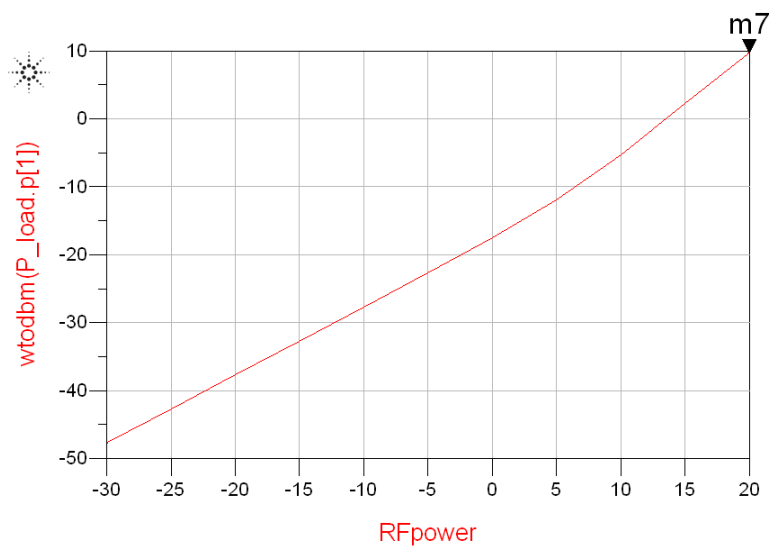


Figura 6.17: Potência máxima obtida à saída do misturador à frequência IF = 2 GHz.

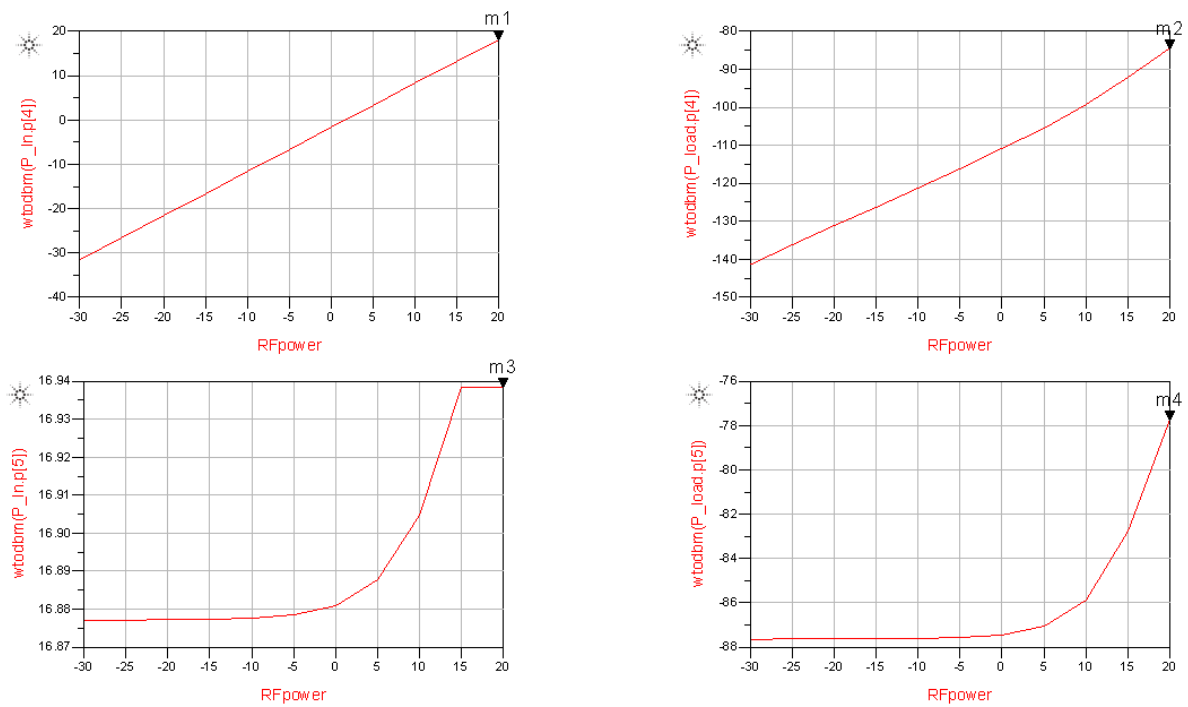


Figura 6.18: Potências à entrada (esq.) e saída (dir.) do misturador, às frequências de 29 GHz e 31 GHz respectivamente.

Frequência (GHz)	Potência (entrada) (dBm)	Potência (saída) (dBm)
29	18.16	-84.56
31	16.94	-77.76

Tabela 6.6: Valores das potências das componentes de excitação à entrada e saída do misturador.

Pela análise dos gráficos da figura 6.19, verifica-se que a malha de saída (FPB) está bem projetada, pois as componentes de excitação do circuito à saída estão atenuadas.

6.4 Layout do circuito

Após a projeção e simulação do esquemático desenhado segundo as normas de fabrico em MMIC, o próximo passo seria a simulação eletromagnética. Para isso, projetou-se o layout do circuito, dividindo o mesmo em três andares:

1 - Malha de entrada

Descrevendo a figura seguinte, logo no lado esquerdo tem-se o layout do “*pad RF*” onde se liga ao circuito o sinal de excitação.

O desenho com forma retangular, representa um condensador. Estes condensadores podem ter um valor qualquer compreendido entre 0.1 e 30 pF. Para se obter o valor pretendido, o que se faz é alterar as dimensões deste desenho, dimensões essas que se obtém pelo método explicado na secção 6.1, subsecção 6.1.2.

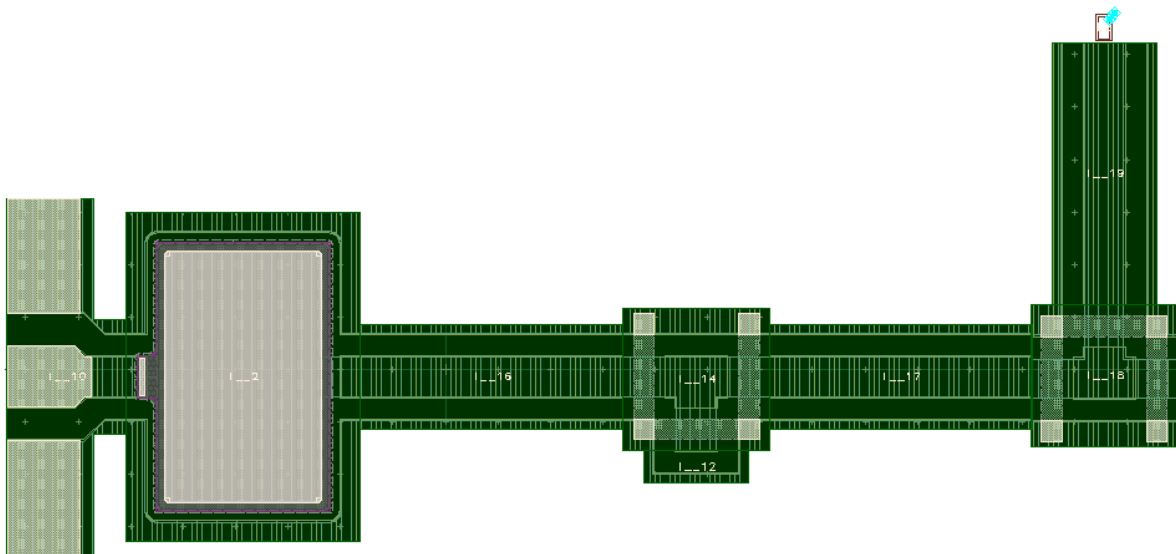


Figura 6.19: *Layout* da malha de entrada.

À direita do condensador tem-se os *layouts* representativos de uma linha CPW e de uma “junção-T”.

No topo da linha mais à direita, tem-se o *layout* de um indutor retangular. Este componente foi introduzido para fazer de RF *choke*.

O FBH não disponibilizou nenhum *layout* para os indutores, então decidiu-se incluir aqui no desenho um indutor retangular.

2 - Transistor

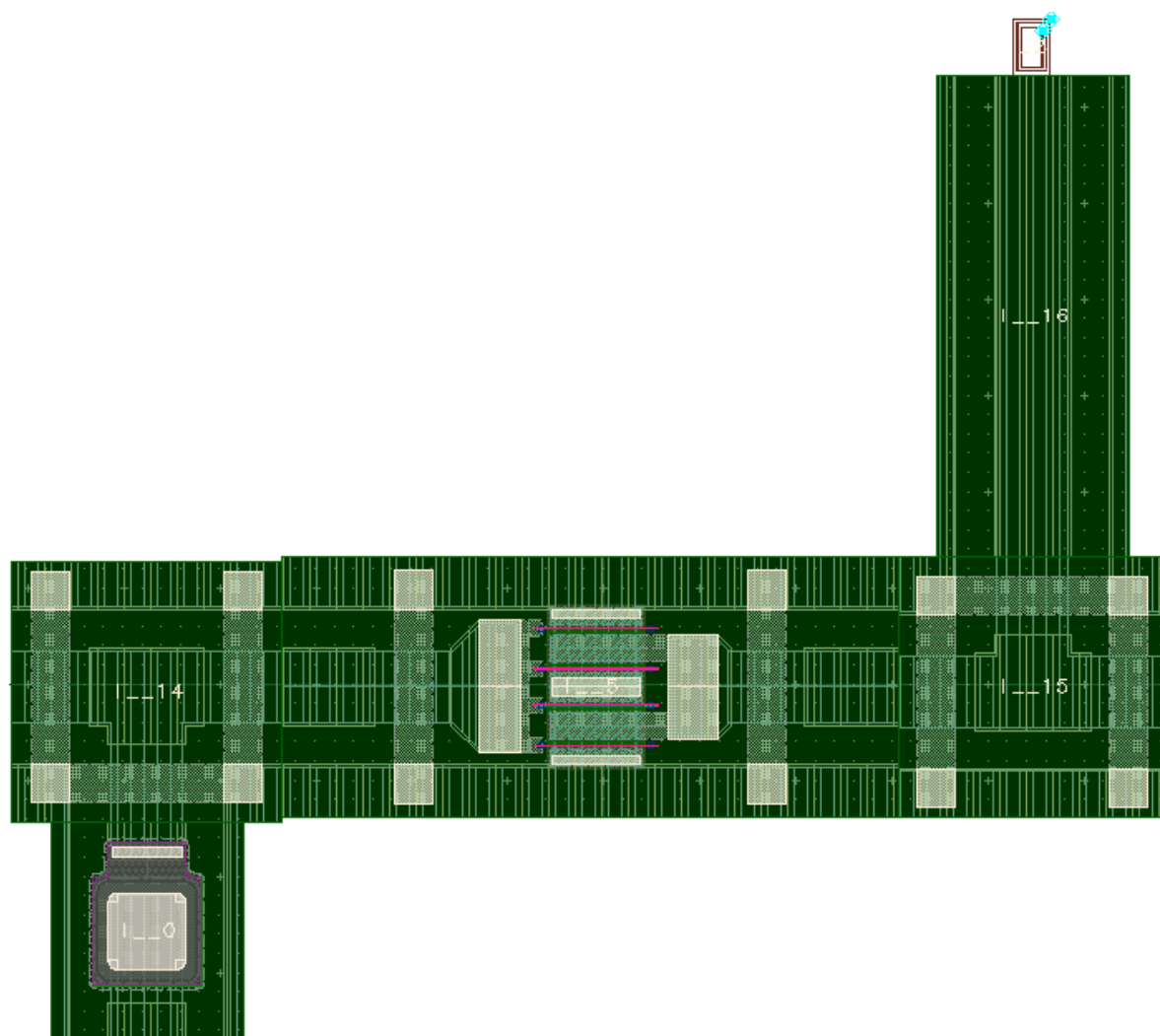


Figura 6.20: *Layout* do transistor.

Na figura anterior, o que está representado de diferente relativamente à figura 6.20 é

o *layout* correspondente ao transistor que foi usado na simulação de esquemático, estando presente na zona central.

Por exemplo, no canto inferior esquerdo é possível ver-se o *layout* de um condensador diferente do que é apresentado na figura 6.18. Isso deve-se ao facto de terem valores de capacidade diferentes, logo dimensões diferentes.

3 - Malha de saída

Na figura seguinte está representado o *layout* da malha de saída, em que os componentes representados já foram todos referidos nos andares anteriores.

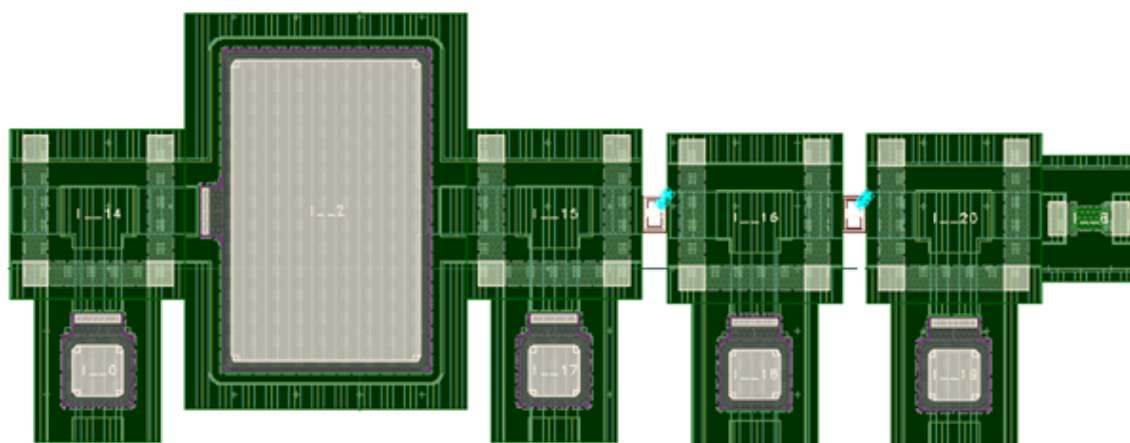


Figura 6.21: *Layout* da malha de saída.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho futuro

O objetivo desta dissertação consistiu na implementação de um misturador, com intuito de o fabricar em MMIC.

Para isso, começou-se por fazer uma simulação com um transistor de teste fabricado em GaN, usando como substrato o Astra 3.0 da Isola [11].

Relativamente aos resultados práticos, o valor da impedância de entrada do circuito para cada uma das frequências de projeto, tem uma parte imaginária um pouco elevada, o que faz com que este se encontre um pouco deslocado do centro da carta de Smith.

A solução para o problema indicado seria forçar uma ressonância série ou paralelo, de modo a adaptar a malha o máximo possível. Neste caso, por uma questão de dimensão escolheria paralelo pois não implicaria um aumento do comprimento da malha de entrada e conseqüentemente do misturador. De realçar que como se tem duas frequências de entrada, tem que se analisar os resultados presentes na tabela 5.1, de modo a que se consiga anular o mais possível a parte imaginária correspondente à impedância de entrada para ambas as frequências de projeto.

Na medição da potência na saída verificou-se que o circuito estava a oscilar. No entanto, foi dada uma justificação possível para a ocorrência dessa oscilação, bem como uma solução para se evitar a mesma.

Na simulação de esquemático para MMIC, a metodologia usada foi a mesma que no

circuito de teste, tendo-se obtido bons resultados.

Por fim, fez-se uma representação do *layout* correspondente ao esquemático feito para MMIC, com o objetivo de se avançar para a simulação EM. Tal não se fez, pois ao comparar-se a simulação do modelo de esquemático representativo de um determinado componente, com a simulação do modelo correspondente para o *layout*, verificaram-se algumas discrepâncias.

7.1 Trabalho Futuro

Para trabalho futuro, sugere-se implementar o esquemático presente na figura 4.17, com linhas do tipo *stripline* e fazer uma análise dos resultados. Posteriormente, pode usar-se o esquemático presente na figura 6.16 fazendo-se a simulação EM, tendo em atenção o referido na secção 6.4. Por fim, analisar os resultados da simulação e, se estes forem satisfatórios poderá implementar-se o MMIC, podendo posteriormente também recorrer-se a uma tecnologia de *backscatter*, para um determinado tipo de aplicação.

Referências

- [1] I. D. Robertson e S. Lucyszyn, “*RFIC and MMIC Design and Technology*” First Edi. 2001 The Institution of Electrical Engineers, New cover 2009 The Institution of Engineering and Technology, ISBN:9780852967867.
- [2] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, Fourth Edi. John Wiley & Sons, Inc. ISBN:9780470631553.
- [3] <http://www.keysight.com/main/home.jsp?cc=US&lc=eng>
- [4] J. Hromkovic, “*Algorithmics for hard problems*”: introduction to combinatorial optimization, randomization, approximation, and heuristics. [S.l.]: Springer-Verlag, London - Berlin - Heidelberg - New York, 2001.
- [5] <https://www.fbh-berlin.com/>
- [6] <http://mcalc.sourceforge.net/>
- [7] B. Van Zeghbroeck (2011) “*Principles of Semiconductor Devices*”.
https://ecee.colorado.edu/~bart/book/book/chapter7/ch7_1.htm
- [8] <http://www.wolfspeed.com/cgh35015>
- [9] <http://www.wolfspeed.com/cgh40010>
- [10] <https://ww2.minicircuits.com/pdfs/ZN2PD2-50+.pdf>

[11] <http://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/astra-mt77.pdf>