



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO  
MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE  
COMPUTADORES

ELECTRÓNICA RÁPIDA

# Projecto e Simulação de Amplificadores Lineares para Altas Frequências

Guilherme Branco Teixeira	n.º 70214
Maria Margarida Dias dos Reis	n.º 73099
Nuno Miguel Rodrigues Machado	n.º 74236

Grupo n.º 2 de quarta-feira das 11h00 - 12h30

Lisboa, 29 de Abril de 2015

# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Plano de Trabalhos</b>	<b>1</b>
2.1	Projecto de um amplificador uniandar . . . . .	1
2.1.1	a) Projecto do amplificador com linhas ideais . . . . .	1
2.1.2	b) Projecto do amplificador utilizando tecnologia microfita . . . . .	9
2.2	Concretização do amplificador em tecnologia de microfita . . . . .	13
2.2.1	a) Introdução de elementos que simulam descontinuidades nas linhas . . . . .	13
2.2.2	b) Substituição do transístor e condensadores . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Conclusões</b>	<b>18</b>

# 1 Introdução

O objectivo deste laboratório é estudar técnicas de projecto de amplificadores lineares de alta frequência, análise das suas características (estabilidade, ganho, adaptação e factor de ruído) e comportamentos. A caracterização dos dispositivos do amplificador será realizada através dos parâmetros distribuídos - parâmetros S.

Utiliza-se um transistor da Hewlett-Packard (HP) ATF-35176, um transistor que utiliza tecnologia PHEMT (*Pseudomorphic High Mobility Transistor*), preparado para trabalhar em altas frequências.

## 2 Plano de Trabalhos

As especificações do amplificador a construir podem ser consultadas na tabela seguinte, tal como as características do substrato plástico para alta-frequência da Taconic (TLY -3-0310-CH/CH), sobre qual o transistor irá ser implantado.

Tabela 1: Características do amplificador a projectar.

Especificação	Símbolo	Valor
Ganho de Transdução	$G_T$	$G_{Tmax}$
Tensão <i>drain-source</i>	$V_{DS}$	1.5 V
Corrente <i>drain-source</i>	$I_{DS}$	20 mA
Resistência da fonte e da carga	$R_G$ e $R_C$	50 $\Omega$
Constante dieléctrica	$\epsilon_r$	2.3
Espessura do substrato	$h$	0.35 mm
Espessura da metalização	$t$	0.018 mm
Tangente de perdas	$\sigma$	0.001
Frequência central	$f_{01}$	22 GHz

De notar que o valor da espessura do substrato foi modificado de 0.78 mm para 0.35 mm, com o objectivo de garantir propagação transversal nas linhas de microfita, ou seja, garantir que estas têm um comprimento maior que a largura.

Numa primeira fase do trabalho laboratorial é projectado e simulado o amplificador uniandar com linhas simétricas. Na segunda fase o amplificador é projectado com tecnologia de microfita.

### 2.1 Projecto de um amplificador uniandar

#### 2.1.1 a) Projecto do amplificador com linhas ideais

Nesta primeira fase, o amplificador é constituído pelo transistor descrito anteriormente, no entanto, todos os dispositivos utilizados no seu projecto e simulação são dispositivos ideais.

#### PFR Pretendido

Em primeiro lugar, é feita uma análise DC ao transistor que tem em vista obter o ponto de funcionamento em repouso (PFR) especificado. O circuito que nos permitiu alcançar essa análise é o que se vê na Figura 1.



Figura 1: Circuito utilizado para obter o PFR desejado.

A análise DC serve para descobrir o valor de  $V_{GS}$  correspondente ao PFR desejado. No circuito da Figura 1 existe um componente denominado de  $I\_Probe$  que tem como objectivo controlar o valor de  $I_D$  à medida que o valor de  $V_{GS}$  varia. Um excerto dos resultados desta análise pode ser consultado na Figura 2, onde se pode concluir que o valor da tensão  $V_{GS}$  que melhor corresponde a uma corrente  $I_D$  de 20 mA (20.03 mA) é de  $-0.277$  V.

Vgs	I_Probe1.i
-0.290	19.06 mA
-0.289	19.13 mA
-0.288	19.21 mA
-0.287	19.28 mA
-0.286	19.35 mA
-0.285	19.43 mA
-0.284	19.50 mA
-0.283	19.58 mA
-0.282	19.65 mA
-0.281	19.73 mA
-0.280	19.80 mA
-0.279	19.88 mA
-0.278	19.95 mA
-0.277	20.03 mA
-0.276	20.11 mA

Figura 2: Valores de  $V_{GS}$  correspondentes à corrente de  $I\_Probe$ .

## Análise em Alta-Frequência

Com o transistor a funcionar no PFR desejado, é preciso construir um novo circuito que contenha condensadores e bobines ideais,  $DC\_Block$  e  $DC\_Feed$ , respectivamente, para que seja possível realizar a simulação dos parâmetros S. Este circuito apresenta-se de seguida.

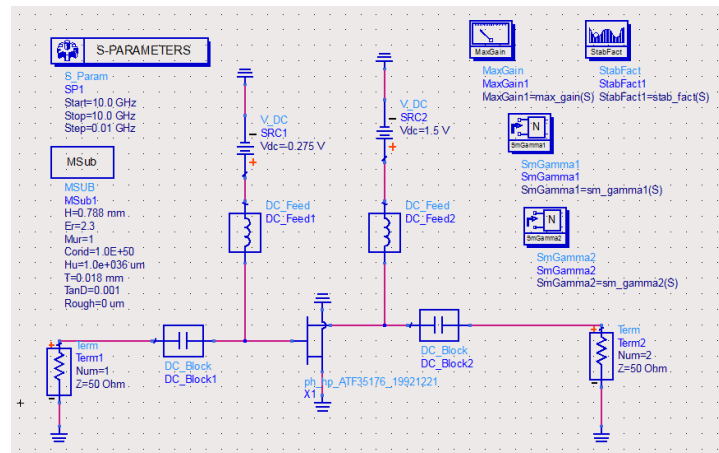


Figura 3: Circuito utilizado para obter o valores dos parâmetros S.

Simulando o circuito anteriormente projectado foram obtidos os seguintes valores para os parâmetros S, K (parâmetro de estabilidade), MAG (*maximum available gain*) e para as cargas de adaptação para o transistor à frequência central.

Tabela 2: Parâmetros que definem o transistor.

$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$	K	MAG	$\rho_{S(ACS)}$	$\rho_{L(ACS)}$
$0.621\angle 57.623^\circ$	$0.108\angle -135.301^\circ$	$1.958\angle -117.117^\circ$	$0.311\angle 31.533^\circ$	1.236	9.664	$0.784\angle -59.529^\circ$	$0.628\angle -39.020^\circ$

De notar que os valores obtidos experimentalmente para os parâmetros S não podem ser verificados na *datasheet* do transistor, uma vez que esta apenas especifica o comportamento do ATF-35176 para frequências entre 2 GHz e 18 GHz.

Com os valores da Tabela 2 determinados pode-se calcular o valor de  $\Delta$ , ou seja, o determinante da matriz de dispersão:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} = 0.067\angle -7.24^\circ. \quad (2.1)$$

Como se pode ver,  $K = 1.236 > 1$ ,  $|\Delta| = 0.067 < 1$  e  $|S_{ii}| < 1$ , pelo que o transistor é incondicionalmente estável.

### Projecção da Malha de Entrada e de Saída

Optou-se por projectar a malha de entrada e de saída com a Carta de Smith, recorrendo ao ADS. Como  $K > 1$  é possível efectuar adaptação conjugada simultânea (ACS) e, como se pretende adicionar elementos às malhas sabe-se que:

$$\rho_{in} = \rho_S^* \text{ e } \rho_{out} = \rho_L^*. \quad (2.2)$$

O circuito com malhas de adaptação é apresentado de seguida.

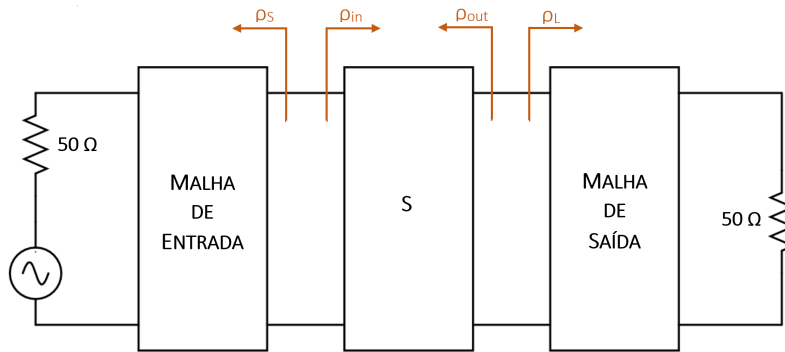


Figura 4: Circuito que inclui as malhas de adaptação à entrada e à saída.

Começando pela malha de entrada, ou seja, pelo gerador e sabendo que a malha de adaptação é do tipo linha-*stub*, o circuito que se pretende projectar é da seguinte forma.

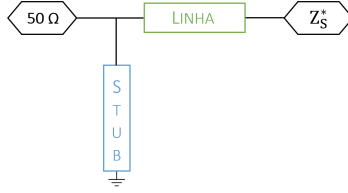


Figura 5: Malha de adaptação de entrada.

Esta malha é construída com a adição de elementos, ou seja, *towards generator*. O valor de  $Z_S^*$  é de  $0.784/-59.529^\circ$ .

No ADS, com recurso à Carta de Smith, determinou-se o comprimento eléctrico da linha de entrada,  $\theta_{L_{in}}$ , e o comprimento eléctrico do *stub*,  $\theta_{S_{in}}$ .

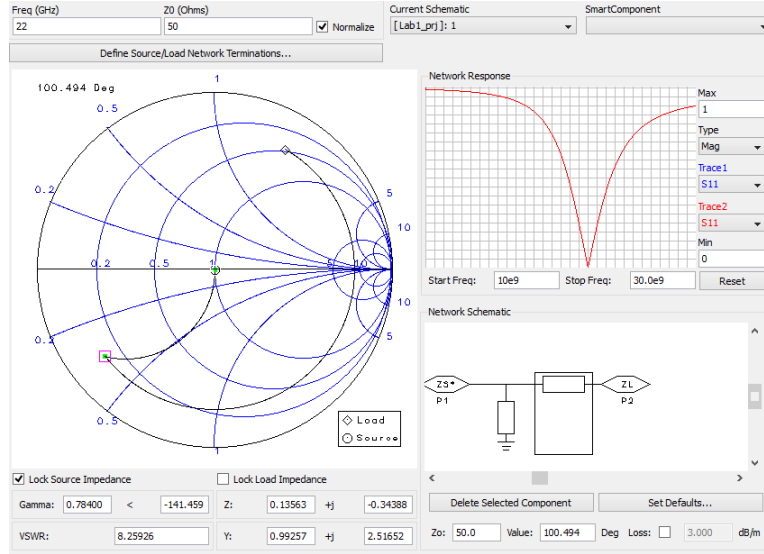


Figura 6: Determinação do comprimento eléctrico da linha de entrada - situação de CC.

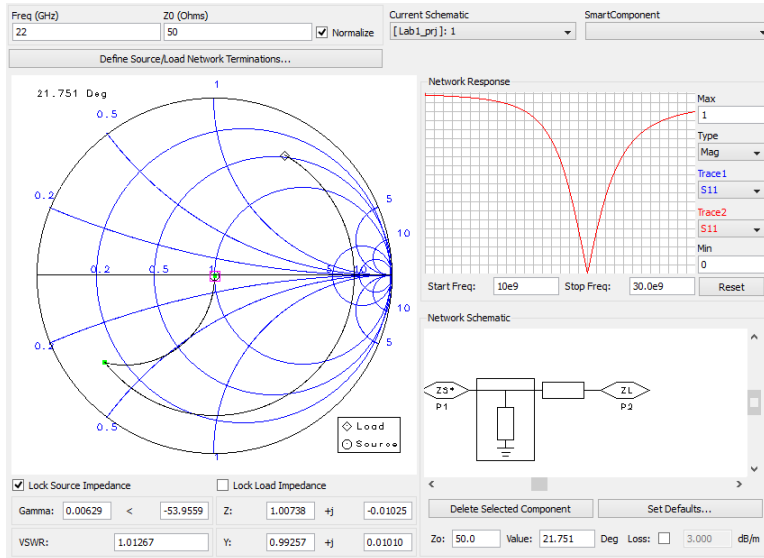


Figura 7: Determinação do comprimento eléctrico do *stub* de entrada - situação de CC.

$$\theta_{L_{in}} = 100.494^\circ \text{ e } \theta_{S_{in}} = 21.751^\circ. \quad (2.3)$$

É de notar que os valores determinados anteriormente são para o *stub* terminado em curto-circuito (CC), pois é nessa situação que o *stub* é menor, tal como pretendido. Para verificar, optou-se por projectar a malha de entrada para o *stub* terminado em circuito-aberto (CA).

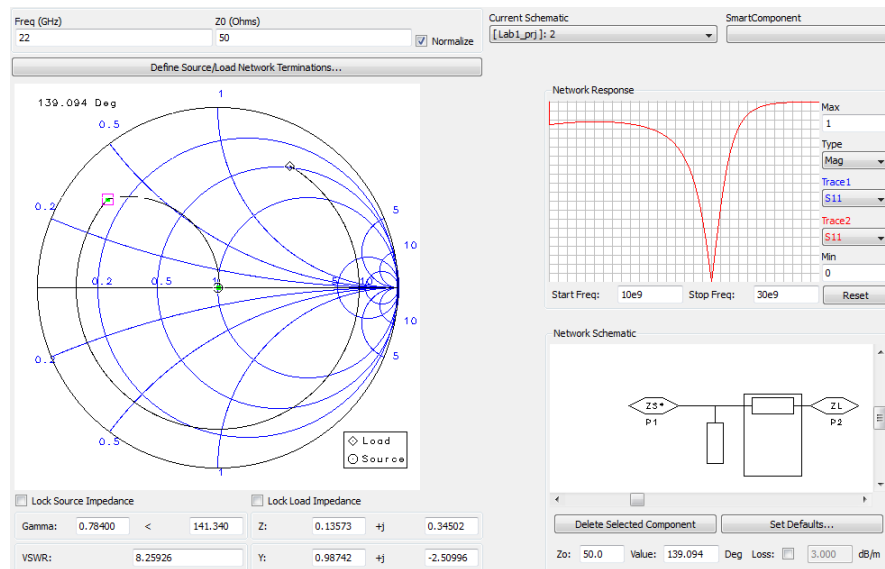


Figura 8: Determinação do comprimento eléctrico da linha de entrada - situação de CA.

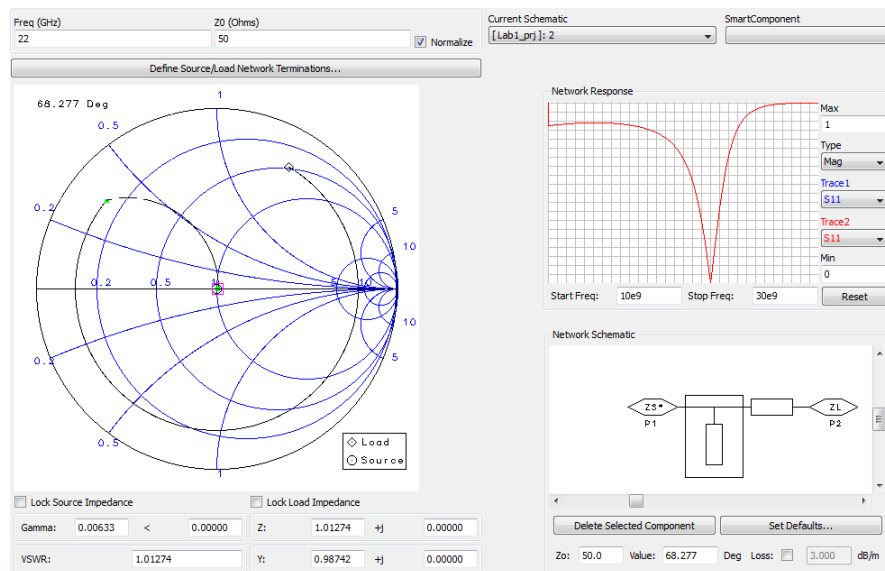


Figura 9: Determinação do comprimento eléctrico do *stub* de entrada - situação de CA.

Como se pode ver, para este caso o *stub* é maior e, como tal, não é a solução preferível.

Olhando agora para a malha de saída, ou seja, para a carga e sabendo que a malha de adaptação é do tipo linha-*stub*, o circuito que se pretende projectar é da seguinte forma.

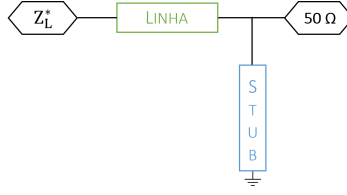


Figura 10: Malha de adaptação de saída.

Esta malha é construída com a adição de elementos, ou seja, *towards generator*. O valor de  $Z_L^*$  é de  $0.628/39.020^\circ$ .

No ADS, com recurso à Carta de Smith, determinou-se o comprimento eléctrico da linha,  $\theta_{L_{out}}$ , e o comprimento eléctrico do *stub*,  $\theta_{S_{out}}$ .

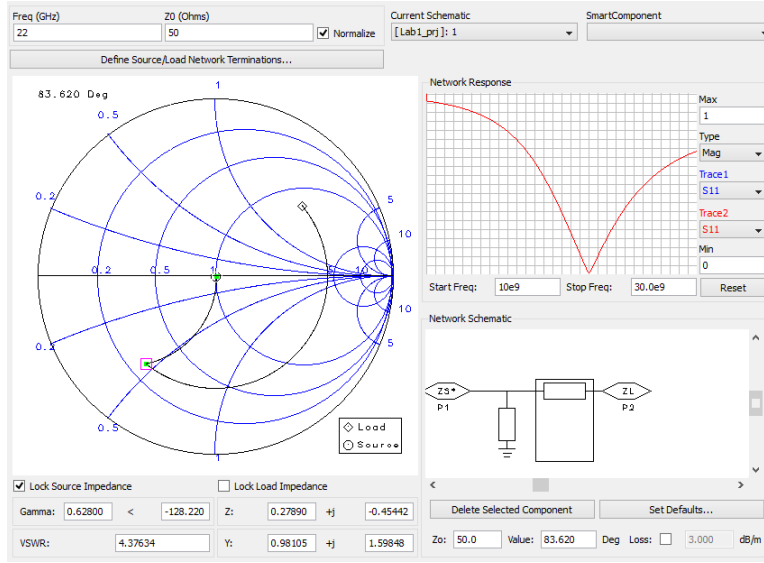


Figura 11: Determinação do comprimento eléctrico da linha de saída - situação de CC.

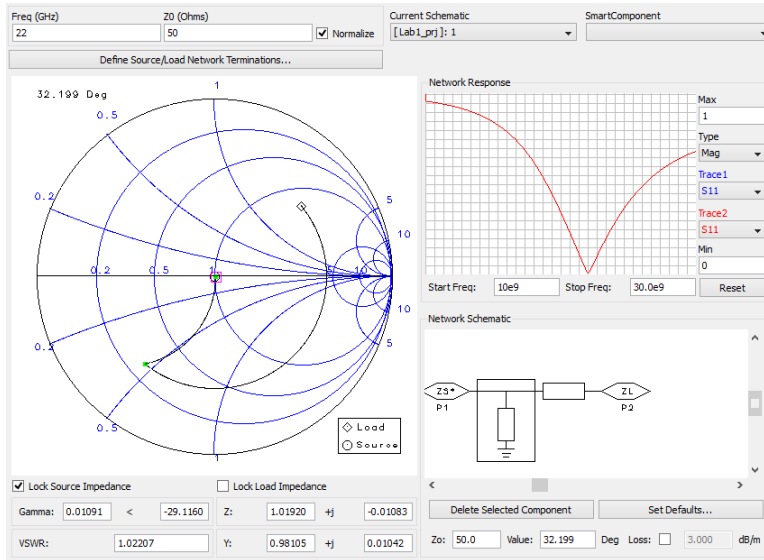


Figura 12: Determinação do comprimento eléctrico do *stub* de saída - situação de CC.

$$\theta_{L_{out}} = 83.620^\circ \text{ e } \theta_{S_{out}} = 32.199^\circ. \quad (2.4)$$



## Simulação do Amplificador Ideal

Após se obter através do ADS os valores dos comprimentos eléctricos dos dispositivos que compõem as malhas de adaptação de entrada e saída, pode-se então projectar um amplificador com malhas ideais, compostas por dispositivos sem perdas. O circuito projectado pode ser observado na Figura 13.

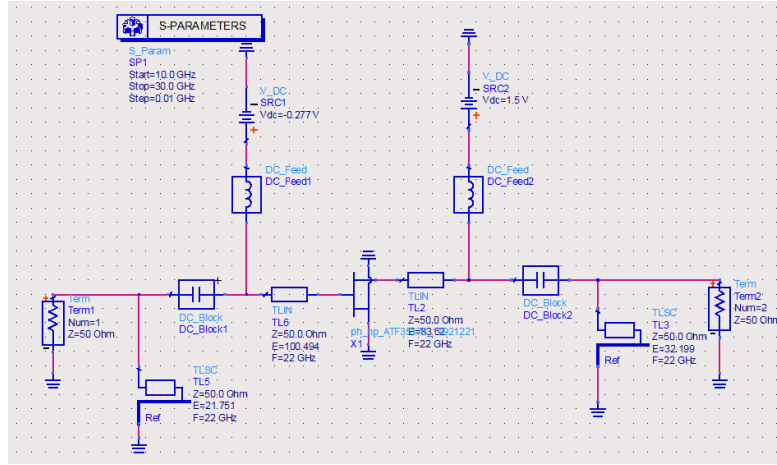


Figura 13: Circuito do Amplificador com linhas ideais.

Após o circuito estar montado, as linhas ideais definidas com os seus comprimentos eléctricos e com frequência de referência centrada nos 22 GHz, foram realizadas várias simulações numa banda de frequências compreendida entre 10 GHz e 30 GHz de modo a obter os parâmetros pedidos, tal como se pode observar nas Figuras 14, 15 e 16.

Em primeiro lugar testa-se a estabilidade do circuito a 22 GHz, estabilidade esta que, teoricamente, já tinha sido garantida com a Equação 2.1 e com certos valores da Tabela 2. Tal como se pode observar na Figura 14, o parâmetro de estabilidade apresenta o valor esperado tabelado na Tabela 2, confirmando a estabilidade do amplificador na frequência 22 GHz.

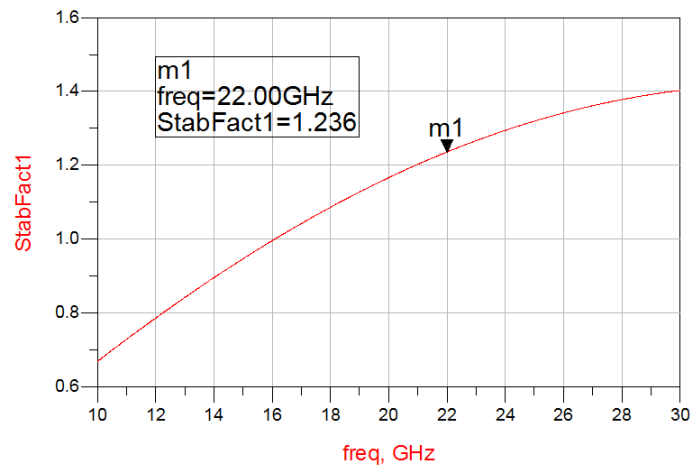


Figura 14: Estabilidade do amplificador com linhas ideais.

Através da simulação foi possível obter os parâmetros S, sendo que a parcela  $S_{12}$  não representa uma característica relevante no amplificador e, por isso, não foi projectada. Ao observar a Figura 15, e tendo em conta que a parcela  $S_{11}$  representa o factor de reflexão à entrada,  $S_{22}$  representa o factor

de reflexão na saída e  $S_{21}$  representa o ganho de transdução, podemos reparar que o amplificador está projectado para a frequência de 22 GHz, e que apresenta um valor para o ganho de transdução esperado.

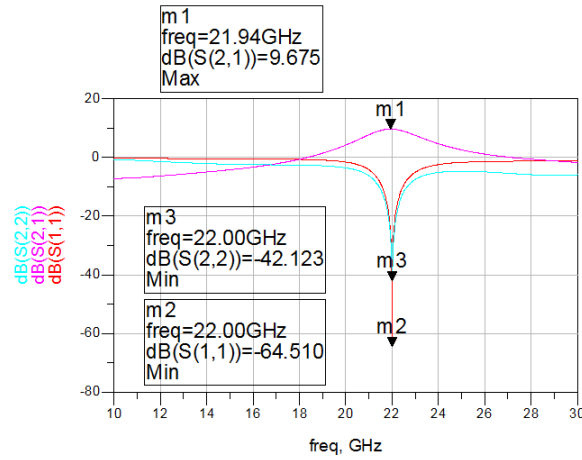


Figura 15: Parâmetros S do amplificador com linhas ideais.

Foi também possível medir o *noise* do amplificador ao longo da banda e, mais especificamente, na frequência de referência sobre a qual o amplificador irá operar, tal como se pode observar na Figura 16.

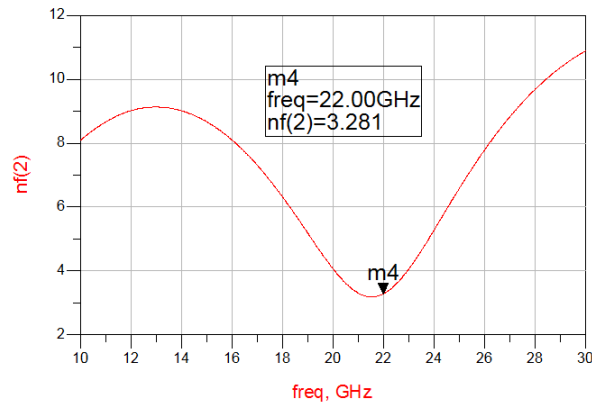


Figura 16: Factor de ruído no amplificador com linhas ideais.

Das simulações anteriores foram obtidos os seguintes resultados.

Tabela 3: Parâmetros experimentais que definem o transistor quando projectado com linhas ideais.

$S_{21}$	$S_{11}$	$S_{22}$		
Ganho de Transdução	Factor de Reflexão à Entrada	Factor de Reflexão à Saída	Factor de Ruído	Parâmetro de Estabilidade
9.675 dB	-64.510 dB	-42.123 dB	3.281	1.236

### 2.1.2 b) Projecto do amplificador utilizando tecnologia microfita

Tendo já completado o projecto do amplificador com linha ideais, tem-se agora as características ideais que representam um objectivo que se tenta alcançar. É de referir que no caso ideal não foram considerados quaisquer tipo de perdas e, assim, o amplificador real será diferente.

Em primeiro lugar os blocos `DC.Block` e `DC.Feed` terão de ser substituídos por dispositivos reais com valores reais, condensadores e bobines respectivamente.

No caso do condensador de desacoplamento,  $C_D$ , o seu valor tem de cumprir a condição especificada na equação 2.5, pois sabe-se que a impedância dos condensadores de desacoplamento deve ser bastante inferior à impedância característica das linhas de transmissão.

$$|Z_C| = \frac{1}{w_0 C_D} \ll Z_0 \rightarrow C_D > \frac{1}{w_0 Z_0 \times 0.1} \rightarrow C_D > \frac{1}{5 \times 2\pi \times 22 \times 10^9} = 1.45 \text{ pF}. \quad (2.5)$$

No caso da bobine de bloqueio,  $L_{CHK}$ , o seu valor tem de cumprir a condição especificada na Equação 2.6, pois sabe-se que a impedância das bobines de bloqueio deve ser bastante superior à impedância característica das linhas de transmissão.

$$|Z_L| = w_0 L_{CHK} \gg Z_0 \rightarrow L_{CHK} > \frac{Z_0 \times 10}{w_0} \rightarrow L_{CHK} > \frac{500}{2\pi \times 22 \times 10^9} = 3.62 \text{ nH}. \quad (2.6)$$

Tendo escolhido valores que correspondam a condensadores e bobines que existam no mercado, o valor de  $L_{CHK}$  é de 3.9 nH e o valor de  $C_D$  é de 10 pF. No entanto, com o avanço do laboratório o valor de  $C_D$  foi alterado para 39 pF pois com este valor as simulações apresentavam melhores resultados.

Em segundo lugar, é necessário de substituir as linhas ideais por dispositivos reais, dispositivos estes que representam a tecnologia microfita utilizada no amplificador. Para tal, recorre-se à ferramenta `LineCalc` do ADS, como se pode ver na Figura 17, para calcular as dimensões das microfitas a utilizar. É necessário colocar as características do substrato, Tabela 1, a frequência de referência e finalmente a impedância e comprimento eléctrico desejados para a microfita.

Figura 17: `LineCalc` feito para a linha da malha de adaptação de entrada.

Numa primeira fase, as malhas de adaptação foram construídas com os elementos `MLIN` (linhas) e `MLSC` (*stubs*) estando o circuito representado na Figura 18 e os seus parâmetros S na Figura 19.

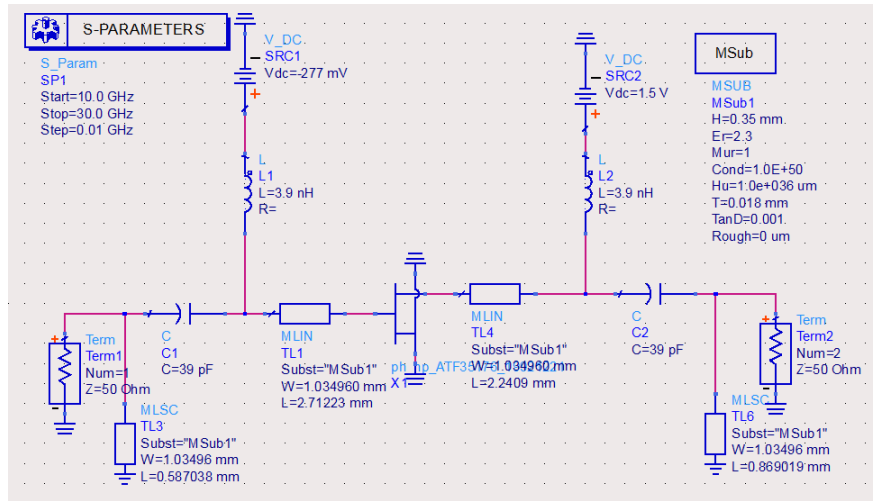


Figura 18: Circuito com microfitas, linhas e stubs.

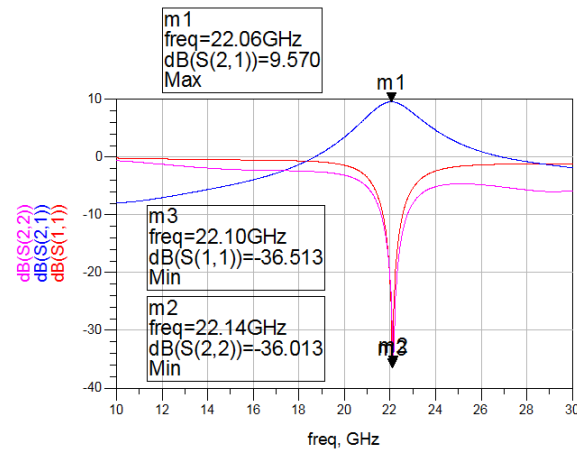


Figura 19: Parâmetros S do amplificador com malhas linha-stub.

Os resultados desta simulação são bastante satisfatórios, no entanto, como foi explicado anteriormente na Secção 2, não será possível utilizar este circuito. Ao observarmos as dimensões dos dispositivos MLSC, reparamos que a sua largura é superior ao seu comprimento, tendo então de representar estes elementos com outros dispositivos, MLOC. Ao dimensionar MLOC, no entanto, o comprimento eléctrico considerado tem de ser incrementado em  $90^\circ$ . Um exemplo da progressão do processo da dimensão do stub da malha de adaptação pode ser observado na Figura 20.

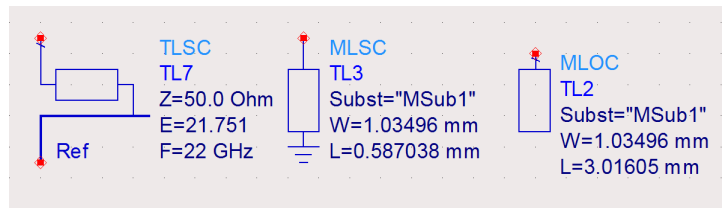


Figura 20: Representado na direita está a linha ideal (TLSC), no meio o stub (MLSC) e na esquerda o loc (MLOC).

Com esta modificação obtém-se um circuito diferente do anterior, Figura 21, onde se testa os seus parâmetros, tal como feito para o circuito com linhas ideais, Figura 13. Estas simulações estão

representadas nas Figuras 22, 23 e 24.

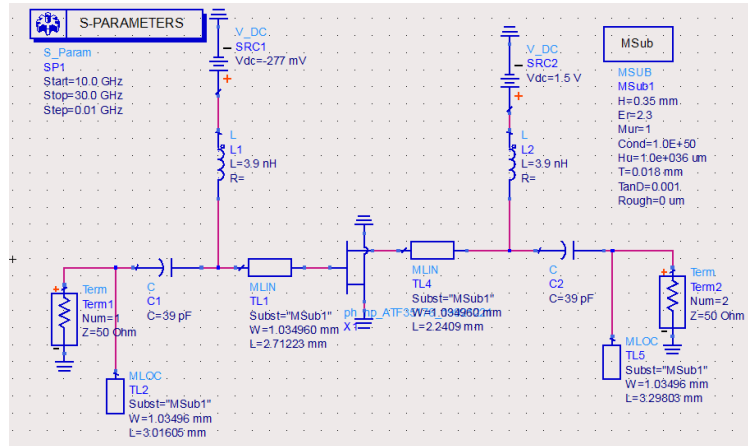


Figura 21: Circuito com microfitas, linhas e *locs*.

Como se pode observar na Figura 22 (a escala da figura foi ajustada de modo a permitir uma melhor observação da evolução do parâmetro de estabilidade), e em comparação com o que se verifica na Figura 14, o parâmetro de estabilidade para 22 GHz apresenta um erro relativo baixo e garante a estabilidade do amplificador para 22GHz.

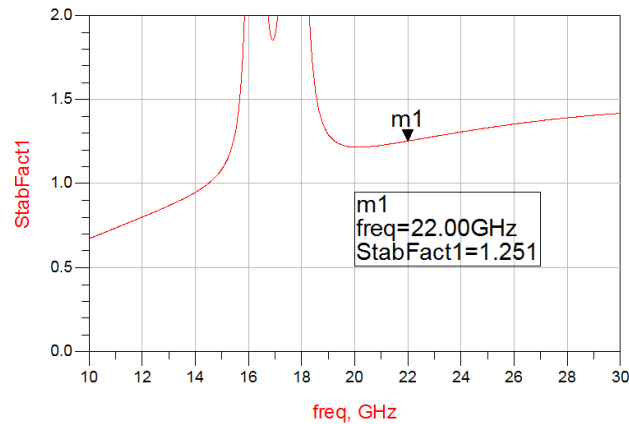


Figura 22: Estabilidade do amplificador com malhas de linhas e *locs*.

Verificar  
estabili-  
dade em  
banda  
larga.

Na Figura 23 verifica-se que os gráficos apresentam uma forma muito diferente da apresentada antes da alteração nos *stubs*, Figura 19, sendo esta mudança também verificada na Figura 24. Ambos os gráficos não apresentam a forma esperada aquando da simulação do amplificador com linhas ideais, efeito causado pela alteração realizada nos *stubs*.

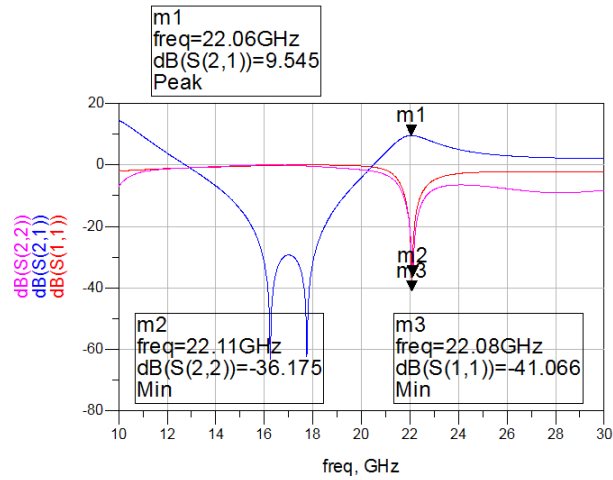


Figura 23: Parâmetros S do amplificador com malhas de linhas e *locs*.

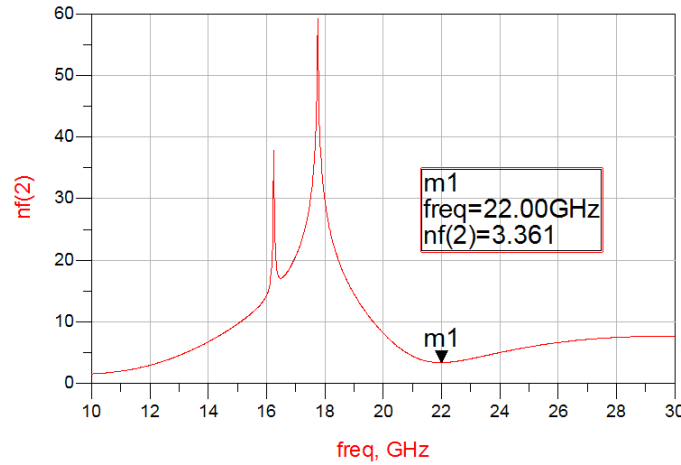


Figura 24: Factor de ruído no amplificador com malhas de linhas e *locs*.

Na tabela abaixo encontra-se uma tabela com uma síntese dos parâmetros do amplificador quando projectado com linhas ideais e com microfita.

Tabela 4: Parâmetros experimentais que definem o amplificador quando projectado com linhas ideais e tecnologia microfita.

	Ganho de Transdução	Factor de Reflexão à Entrada	Factor de Reflexão à Saída	Factor de Ruído	Parâmetro de Estabilidade
Amplificador com Linhas Ideais	9.675 dB	-64.510 dB	-42.123 dB	3.281	1.236
Amplificador com Tecnologia Microfita	9.545 dB	-41.066 dB	-36.175 dB	3.361	1.251

A diferença entre os gráficos obtidos no amplificador de linhas ideais (Figuras 14, 15 e 16) e o amplificador com a tecnologia de microfita (Figuras 22, 23 e 24) são relevantes, especialmente em zonas perto das frequências 16 GHz e 18 GHz. No entanto, a maior parte dos valores que se obtêm para a frequência de 22 GHz não apresentam diferenças tão relevantes, tal como se pode observar na Tabela 4. O valor do factor de reflexão à entrada tem uma queda no valor do módulo para quase metade,

no entanto, essa diferença não terá um efeito tão significativo no funcionamento do amplificador. No amplificador com linhas ideais, o factor de reflexão com menor módulo é o factor de reflexão à saída, com um valor de  $-42.123$  dB, no entanto, no amplificador com tecnologia de microfita, já é o factor de reflexão à entrada que apresenta o menor módulo, tomando o valor de  $-36.175$  dB. É esta alteração de valores que é relevante para o funcionamento do circuito, e que pode ser justificada, tal como as outras diferenças entre os amplificadores, com as perdas nas microfitas.

## 2.2 Concretização do amplificador em tecnologia de microfita

Nesta segunda fase o circuito do amplificador será todo projectado com a tecnologia de microfita e irá ser projectado um *layout* do circuito.

### 2.2.1 a) Introdução de elementos que simulam descontinuidades nas linhas

Em primeiro lugar, substitui-se ambas as bobines e as suas fontes de tensão pelo bloco demonstrado na Figura 25, isto de modo a utilizar tecnologia de microfita para simular as bobines.

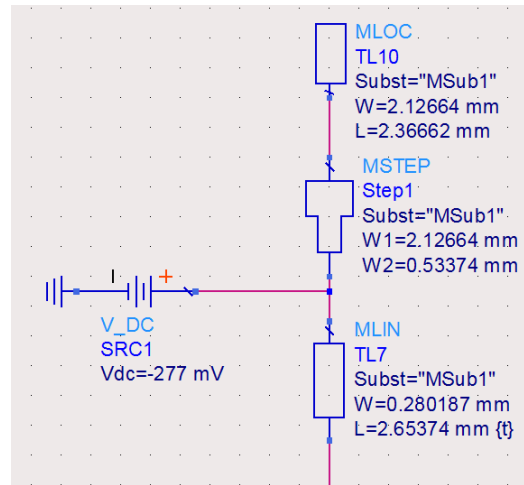


Figura 25: Bloco que substitui bobines e fontes de tensão.

O elemento MLIN com o nome de TL7 representado na Figura 25 tem dimensões obtidas através da ferramenta *LineCalc* já antes utilizada, no entanto, como argumentos, recebe impedância característica de  $100\Omega$  e comprimento eléctrico de  $90^\circ$ . O elemento MLIN com o nome de TL8 tem dimensões calculadas através do mesmo método, no entanto, recebe como impedância característica um valor de  $30\Omega$ . Esta alteração no cálculo das dimensões dos elementos MLIN irá causar uma diferença na largura de ambos, sendo necessário usar um elemento MSTEP que tem como objectivo servir de “adaptador” para a diferença das larguras entre os canais.

Em relação às quatro descontinuidades criadas nos nós dos circuitos serão usados elementos MTEE que terão como função criar uma junção entre três canais e também, se necessário, adaptar as suas larguras. O resultado destas modificações no circuito do amplificador podem ser observadas na Figura 26.

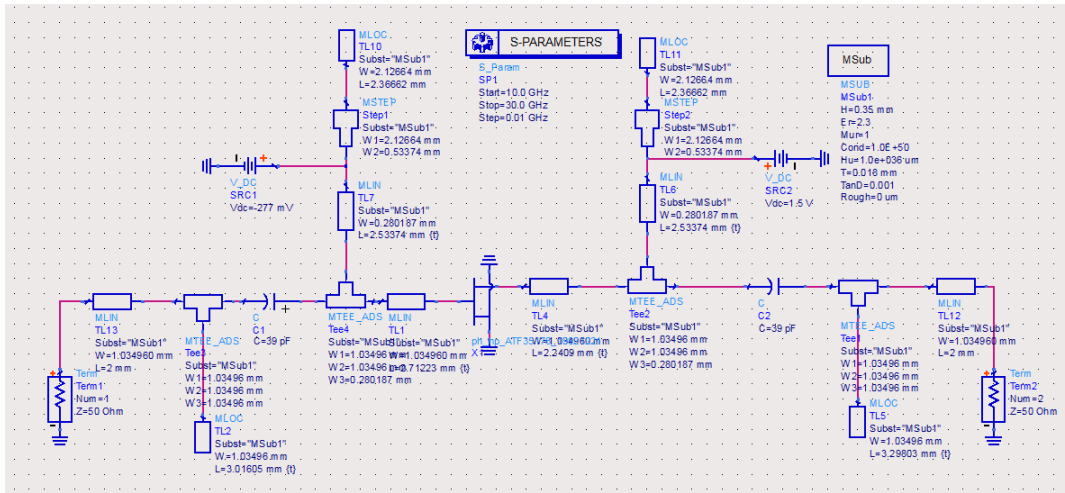


Figura 26: Amplificador com as descontinuidades simuladas.

Após ter o circuito projectado é possível observar os parâmetros S, Figura 27, que caracterizam o amplificador.

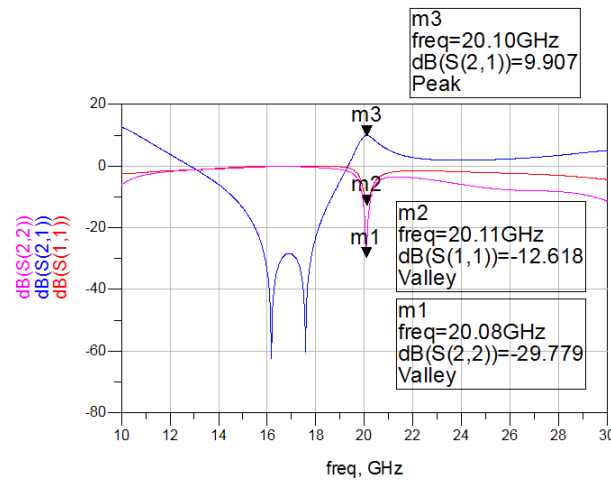


Figura 27: Simulação dos parâmetros S do amplificador com descontinuidades simuladas pré-TUNE.

Como se pode observar, os resultados obtidos não são satisfatórios, os valores máximos/mínimos não se encontram centrados na frequência desejada e não apresentam valores tão próximos do esperado. Assim, foi utilizada a ferramenta TUNE nos comprimentos dos elementos MLIN com o nome de TL2, TL1, TL4, TL5, TL7, TL10, TL6 e TL11 representados na Figura 26, onde foi possível obter as características representadas na Figura 28.



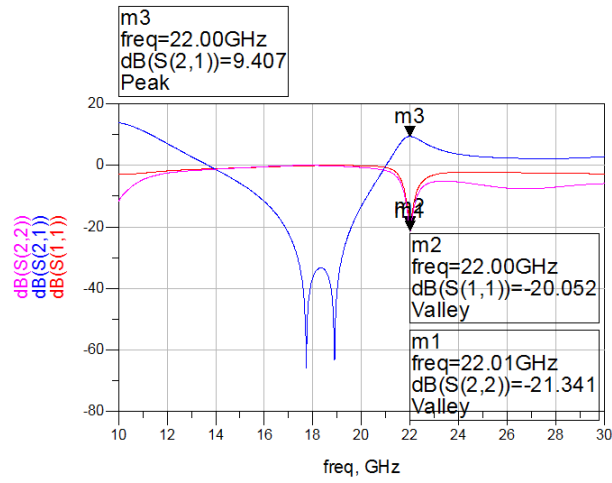


Figura 28: Simulação dos parâmetros S do amplificador com descontinuidades simuladas pós-TUNE.

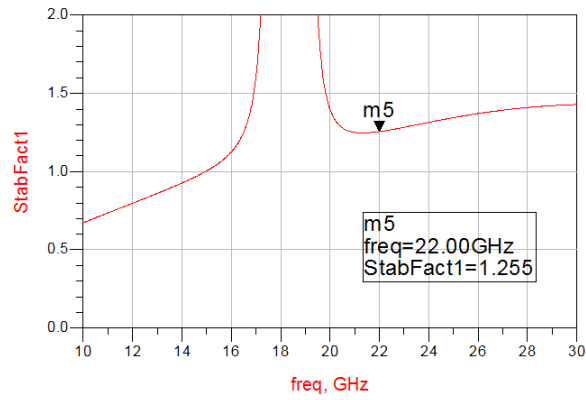


Figura 29: Estabilidade do amplificador com descontinuidades simuladas pós-TUNE.

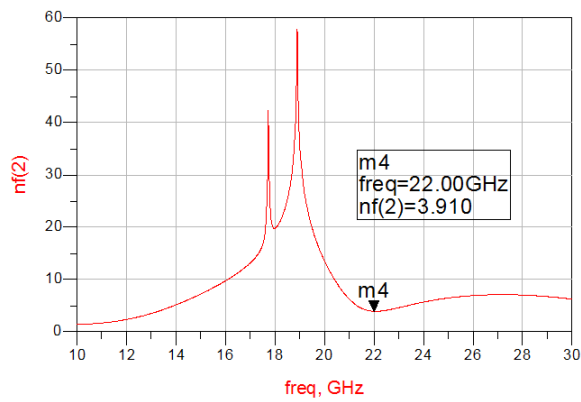


Figura 30: Factor de ruído no amplificador com descontinuidades simuladas pós-TUNE.

Na Tabela 5 está uma comparação entre os vários métodos utilizados para projectar o amplificador.

Tabela 5: Comparação dos parâmetros que definem o amplificador entre vários métodos de implementação.

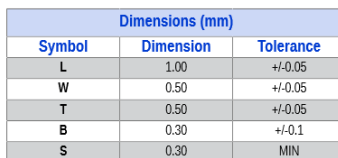
	Ganho de Transdução	Factor de Reflexão à Entrada	Factor de Reflexão à Saída	Factor de Ruído	Parâmetro de Estabilidade
Amplificador com Linhas Ideais	9.675 dB	-64.510 dB	-42.123 dB	3.281	1.236
Amplificador com Tecnologia Microfita	9.545 dB	-41.066 dB	-36.175 dB	3.361	1.251
Amplificador com Descontinuidades Pré-Tune	9.907 dB	-12.618 dB	-29.779 dB	\	\
Amplificador com Descontinuidades Pós-Tune	9.407 dB	-20.052 dB	-21.341 dB	3.190	1.255

Um dos objectivos do projecto do amplificador, tal como se pode ver na Tabela 1, era obter um ganho de transdução máximo, tendo sido realizada a adaptação conjugada simultânea com esse objectivo, sendo que o valor esperado para o ganho de transdução seria o apresentado na Tabela 2 como MAG. Como se pode observar, o valor obtido é bastante próximo e apresenta uma diferença de 0.257 dB, que é causada pelas perdas nas microfita. Não existia qualquer tipo de especificação em relação ao factor de ruído, no entanto, em relação ao amplificador com linhas ideais, o projecto final do amplificador (amplificador sem descontinuidades pós-tune) apresenta um valor mais satisfatório, diminuindo ainda mais a importância da diferença entre o ganho de transdução dos dois amplificadores (linhas ideais e projecto final).

Os valores de ambos os factores de reflexão são muito inferiores em módulo em relação aos simulados no amplificador com linhas ideais. Isto acontece pois o objectivo durante a utilização da ferramenta de optimização (TUNE) era maximizar o valor do ganho de transdução, manter o máximo do ganho de transdução e os mínimos de ambos os factores de reflexão centrados na frequência 22 GHz, sem comprometer em demasia os valores mínimos de ambos os factores de reflexão. É preciso ter em conta que, por exemplo, obter um factor de reflexão à entrada com o valor de -79 dB e à saída com um valor de -10 dB é muito menos favorável que ter ambos os factores de reflexão a -15 dB. Assim, foi definido como valor mínimo aceitável para ambos os factores de reflexão -15 dB, no entanto, enquanto o processo de optimização avançava, a precisão do TUNE era aumentada progressivamente. Foram então obtidos os valores apresentados na Tabela 5.

### 2.2.2 b) Substituição do transistor e condensadores

Em primeiro lugar, tem de se determinar as dimensões dos condensadores e, sabendo que estes têm um valor de 39 pF, foi necessário recorrer a uma *datasheet* de condensadores com esse valor, sendo escolhida a do elemento KEMET Part Number: C0402C390J5GACTU. As suas dimensões podem ser consultadas na Figura 31, e são calculados na Equação 2.7.


$$W_{\text{MGAP}} = W_{\text{datasheet}} + |\text{tolerance}| = 0.505 \text{ mm} \quad \text{e} \quad S_{\text{MGAP}} = L_{\text{datasheet}} + |\text{tolerance}| = 1.06 \text{ mm}. \quad (2.7)$$

Para substituir o transistor pelo elemento **MGAP** tem de se calcular as dimensões de largura e comprimento a utilizar. Ao se consultar o *datasheet* do transistor é possível concluir que o encapsulamento tem 1.76 mm, pelo que é necessário uma dimensão *S* do elemento **MGAP** ligeiramente superior, diga-se 2.5 mm. Em relação à largura do **MGAP**, esta tem de coincidir com o tamanho dos *pins* da *gate* e do *dreno* do transistor, 0.51 mm. Mais uma vez, como a dimensão da largura do **MGAP** não é igual à do canal em que este será inserido, foram usados elementos **MSTEP** para adaptar o canal.

The schematic diagram illustrates a 1-bit full-duplex rectifier circuit. It features a central 'S-PARAMETERS' block and various components labeled with their values and dimensions. The circuit includes multiple inductors (ML, MLN, MLOC), capacitors (MCAP), and various sub-modules (MSTEP, MTE, MSub). The components are arranged in a symmetrical fashion, with a central section labeled 'S-PARAMETERS' and two side sections labeled 'MLOC' and 'MSub'. The circuit is designed for a 1-bit full-duplex rectifier, with components labeled with their respective values and dimensions.

Ao ter o circuito totalmente projectado, é possível usar a ferramenta `layout` do ADS para construir o *layout* do circuito, que pode ser observado na Figura 33.

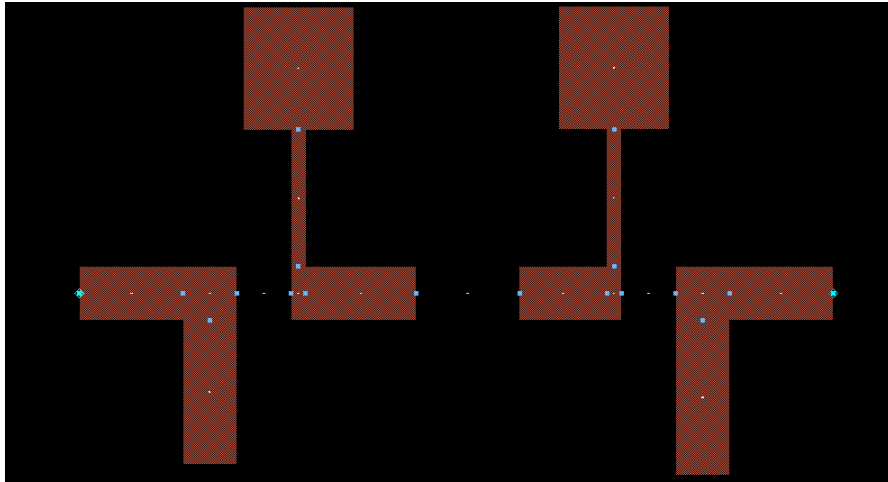


Figura 33: *Layout* do amplificador.

### 3 Conclusões