



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE
COMPUTADORES

ELECTRÓNICA RÁPIDA

Projecto e Simulação de Misturadores 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

1	Introdução	1
2	Misturador com oscilador local na base	1
2.1	PFR	1
2.2	Ganho de transdução	2
2.3	Espectros de potência	3
2.4	Ganho de conversão	3
2.5	Filtro de FI	4
2.6	Concretização do amplificador em tecnologia de microfita	4
2.6.1	a) Introdução de elementos que simulam descontinuidades nas linhas	4
2.6.2	b) Substituição do transistor e condensadores	5
3	Conclusões	6

1 Introdução

Este laboratório tem como objectivo a familiarização dos alunos com circuitos misturadores para altas-frequências com componentes discretos. O projecto do circuito e a sua simulação são dois passos essenciais neste laboratório, tendo como objectivo final o projecto da máscara para fabrico.

As especificações do misturador a construir podem ser consultadas na Tabela 1, tal como as características do substrato plástico para alta-frequência da Taconic (TLY -3-0310-CH/CH), sobre qual o transistor irá ser implantado.

f_{OL}	f_{FI}	V_{CE}	I_C	R_{RF}, R_{OL}, R_{FI}	P_{RF}	ϵ_r	h	t	σ
1.0GHz	100MHz	2V	55mA	50Ω	-20dB	3.2	0.35mm	0.018mm	0.007

Tabela 1: Características do misturador e substrato.

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.

2 Misturador com oscilador local na base

2.1 PFR

Tal como referido na Tabela 1, temos características do ponto de funcionamento em repouso já pré-definidas, tal como o V_{CE} e o I_C , podendo assim através de uma **I_Probe** e fazendo variar os valores de tensão que se pretende calcular, e obter os valores que estas tensões assumem quando se obtem o ponto de funcionamento em repouso desejado, sendo que os valores obtidos foram os seguintes

$$V_{BB} = 0.72V \text{ e } V_{GG} = 2V \quad (2.1)$$

Para descobrir os valores referidos anteriormente, a simulação foi realizada com componentes ideais, nomeadamente as bobines e condensadores, no entanto, estes terão de ser calculados de modo a que os elementos reais realizem as suas funções sem perturbar o funcionamento do circuito.

Usando as Equações 2.2 e 2.3, é possível determinar os valores dos condensadores e bobines que respeitem as condições referentes às impedância característica das linhas de transmissão.

$$|Z_C| = \frac{1}{w.C} \ll Z_0 \rightarrow C > \frac{1}{w.Z \times 0.1}. \quad (2.2)$$

$$|Z_L| = w.L \gg Z_0 \rightarrow L > \frac{Z \times 10}{w}. \quad (2.3)$$

Podendo então chegar às condições dos valores de cada condensador e cada bobine na Equação 2.4.

C_1	$33pF$
C_2	$330pF$
L_{CH1}	$82nH$
L_{CH2}	$820nH$

Tabela 2: Valores usados para os condensadores e bobine.

$$C_1 > \frac{1}{5.2\pi \cdot 1 \cdot 10^9}; C_2 > \frac{1}{5.2\pi \cdot 100 \cdot 10^6}; L_{CH1} > \frac{500}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^9}; L_{CH2} > \frac{500}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6}. \quad (2.4)$$

As condições dos valores do condensador C_1 e da bobine L_{CH1} foram calculadas com um valor de frequência de $100MHz$, correspondente à frequência f_{FI} , pois é esta a frequência esperada nesse ramo do circuito, no entanto, as condições correspondentes ao condensador C_2 e à bobine L_{CH2} foram calculadas com um valor de frequência de $1GHz$, correspondente à frequência f_{OL} , pois é esta a frequência esperada nesse ramo do circuito. Foram escolhidos valores para estes componentes que correspondam a valores de mercado, estes valores podem ser consultados na Tabela 2.

2.2 Ganho de transdução

O circuito, agora com elementos reais, pode ser simulado. é possível observar o desenho do circuito na Figura 1.

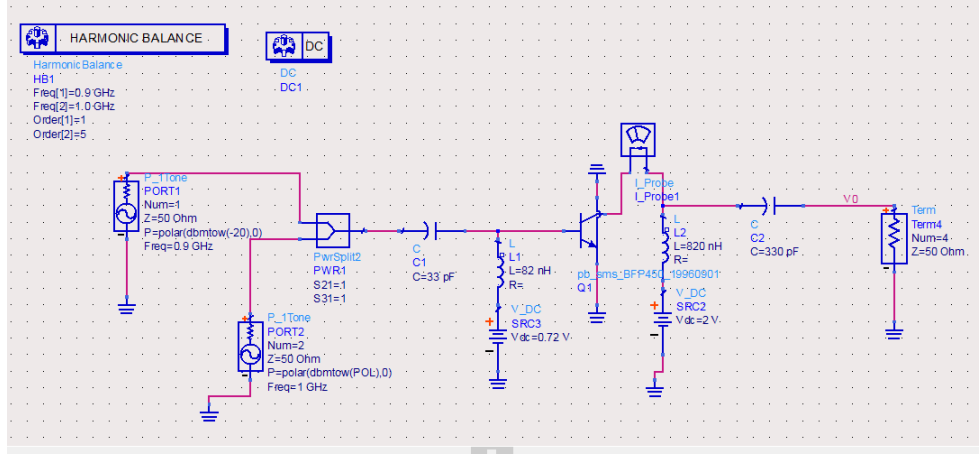


Figura 1: Circuito inicial com Bobines e condensadores reais.

É possível agora simular o circuito de forma a obter o gráfico do ganho de transdução deste circuito.

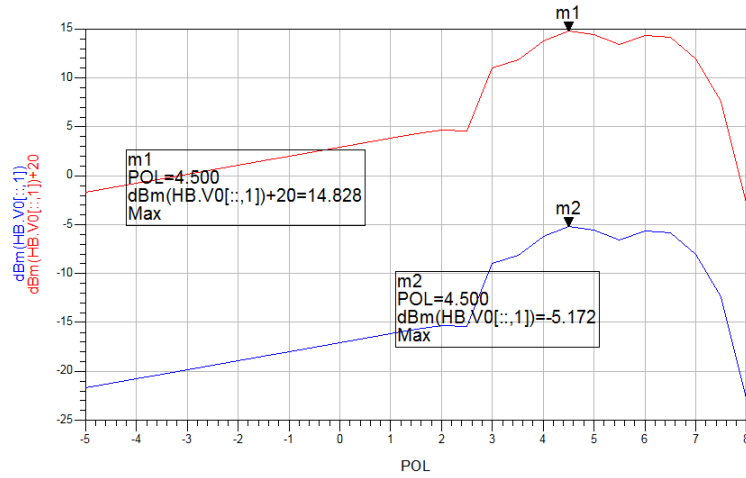


Figura 2: Gráfico do ganho de transdução em função de $P_{OLDISP}(\omega_{OL})$.

Ao se observar a Figura 2 é possível determinar o valor de $P_{OLDISP}(\omega_{OL})$ para qual o ganho de transdução é máximo, -4.5 .

2.3 Espectros de potência

Usando o mesmo circuito da Figura 1 foi possível obter o gráfico com os espectros de potência na Figura 3.

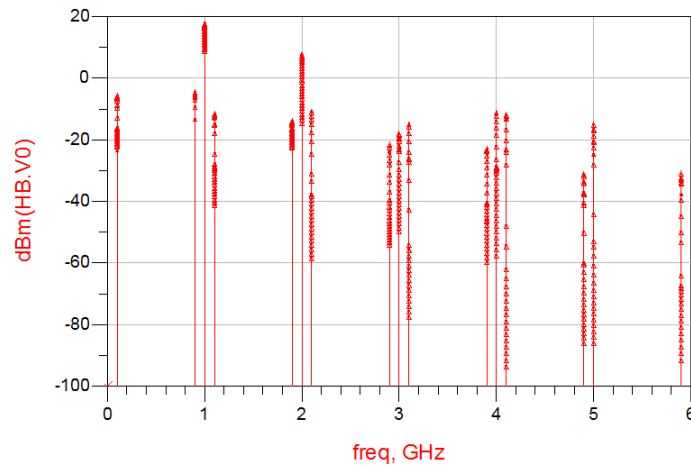


Figura 3: Gráfico do ganho de transdução em função de $P_{OLDISP}(\omega_{OL})$.

Ao observar a Figura 3

2.4 Ganho de conversão

fazer os
espectros

fazer o
ganho de
conversão

2.5 Filtro de FI

Teremos como referência o valor da frequência f_{FI} , ou seja, $\omega_0 = 2\pi f_{FI}$ e um factor de qualidade do filtro de 10. Tendo em conta as expressões na Equação 2.5.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_0 L_0}} \text{ e } B = \frac{1}{R_{FI} C_0} \text{ e } Q = \frac{\omega_0}{B}. \quad (2.5)$$

2.6 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.

2.6.1 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 , isto de modo a utilizar tecnologia de microfita para simular as bobines.

O elemento MLIN com o nome de TL7 representado na Figura tem dimensões obtidas através da ferramenta **LineCalc** já antes utilizada, no entanto, como argumentos, recebe impedância característica de 100Ω e comprimento eléctrico de 90° . O elemento MLIN com o nome de TL8 tem dimensões calculadas através do mesmo método, no entanto, recebe como impedância característica um valor de 30Ω . 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.

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

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 , onde foi possível obter as características representadas na Figura.

Como se pode observar na Figura , o parâmetro de estabilidade para 22 GHz apresenta um valor que garante a estabilidade incondicional do amplificador para 22GHz. Como se pode observar, apenas se pode garantir a estabilidade incondicional numa banda que vai de aproximadamente 15 GHz a 30 GHz. No entanto, foi realizada uma nova simulação para determinar a estabilidade do amplificador em banda larga, que pode ser vista na Figura.

Como se pode observar na Carta de Smith, pode-se concluir que quando carregado com 50Ω , garante-se a estabilidade do circuito em banda larga (10 GHz a 30 GHz). Isto verifica-se pois os

parâmetros S_{11} e S_{22} (correspondentes às circunferências de estabilidade) encontram-se contidos no interior da Carta de Smith.

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

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 ?? 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 microfitas. 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.

2.6.2 b) Substituição do transístor 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, e são calculados na Equação .

Pode-se então determinar a dimensão dos elementos MGAP a utilizar para substituir os condensadores. No entanto, como os condensadores têm uma largura diferente da do canal onde estão a ser inseridos, é necessário usar MSTEP's para adaptar os condensadores ao canal.

Para substituir o transístor pelo elemento MGAP tem de se calcular as dimensões de largura e comprimento a utilizar. Ao se consultar o *datasheet* do transístor 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 transístor, 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.

O circuito que resulta destas substituições dos condensadores e transístores pode ser observado na

Figura .

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.

O *layout* obtido é satisfatório visto que apresenta as microfita projectadas, e os espaços destinados aos condensadores e transistor com as dimensões projectadas.

3 Conclusões

Foi projectado e simulado um amplificador preparado para trabalhar na frequência de 22 GHz utilizando a tecnologia de microfita. Em análise à Tabela pode-se concluir que as especificações da Tabela 1 foram alcançadas, desde o ponto de funcionamento em repouso, ao ganho de transdução.

Ao utilizar o ADS e as suas ferramentas, concluiu-se que é um programa de grande utilidade, e que o seu potencial é enorme para projectar circuitos que trabalhem em altas frequências.