



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, 27 de Maio de 2015

Índice

| | | |
|----------|------------------------------------------------------------------------------|----------|
| 1 | Introdução | 1 |
| 2 | Misturador com oscilador local na base | 1 |
| 2.1 | a) Dimensionamento dos componentes | 1 |
| 2.1.1 | a) Introdução de elementos que simulam descontinuidades nas linhas | 4 |
| 2.1.2 | b) Substituição do transistor e condensadores | 5 |
| 3 | Conclusões | 6 |

1 Introdução

Este laboratório tem como objectivo a familiarização 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 o qual o transistor irá ser implantado.

Tabela 1: Características do misturador e substrato.

| Especificação | Símbolo | Valor |
|----------------------------------------------------|--------------------------------|-------------|
| Frequência do oscilador local | f_{OL} | 1 GHz |
| Frequência intermédia | f_{FI} | 100 MHz |
| Tensão colector-emissor | V_{CE} | 2 V |
| Corrente colector | I_C | 55 mA |
| Resistências nos acessos | R_{RF} , R_{OL} e R_{IF} | 50 Ω |
| Potência disponível do gerador de rádio-frequência | P_{dRF} | -20 dBm |
| Constante dieléctrica | ϵ_r | 3.2 |
| Espessura do substrato | h | 0.78 mm |
| Espessura da metalização | t | 0.018 mm |
| Tangente de perdas | σ | 0.007 |

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 microfitas, ou seja, garantir que estas têm um comprimento maior que a largura.

isto e para manter?

2 Misturador com oscilador local na base

2.1 a) Dimensionamento dos componentes

Numa primeira fase considera-se o circuito da Figura TAL sem filtro de frequência intermédia (FI) e sem malha de adaptação.

PFR pretendido

Pretende-se determinar os valores das tensões de polarização V_{BB} e V_{CC} . Tal como referido na Tabela 1, as características do ponto de funcionamento em repouso (PFR) já estão pré-definidas, como o valor de V_{CE} e I_C . Assim, através de uma **I_Probe** e fazendo variar os valores de tensão que se pretende calcular, e possível obter os valores que estas tensões assumem quando se obtém o ponto de funcionamento em repouso desejado. Assim,

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

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

Recorrendo às equações 2.2 e 2.3, é possível calcular os valores dos condensadores e bobines que respeitem as condições referentes às impedâncias características das linhas de transmissão.

No caso do condensador de desacoplamento, C_D , o seu valor tem de cumprir a condição especificada na equação 2.2, pois sabe-se que a impedância dos condensadores de desacoplamento deve ser bastante inferior à impedância característica das linhas de transmissão.

$$|Z_C| = \frac{1}{w_0 C_D} \ll Z_0 \rightarrow C_D > \frac{1}{w_0 Z_0 \times 0.1} \rightarrow C_D > \frac{1}{5 \times w_0}. \quad (2.2)$$

No caso da bobine de bloqueio, L_{CHK} , o seu valor tem de cumprir a condição especificada na equação 2.3, pois sabe-se que a impedância das bobines de bloqueio deve ser bastante superior à impedância característica das linhas de transmissão.

$$|Z_L| = w_0 L_{CHK} \gg Z_0 \rightarrow L_{CHK} > \frac{Z_0 \times 10}{w_0} \rightarrow L_{CHK} > \frac{500}{w_0}. \quad (2.3)$$

Assim, os valores obtidos para os componentes a dimensionar são:

$$C_1 > \frac{1}{5 \times 2\pi \times 1 \times 10^9} = 31.83 \text{ pF}; \quad C_2 > \frac{1}{5 \times 2\pi \times 100 \times 10^6} = 318.3 \text{ pF}; \quad (2.4)$$

$$L_{CH1} > \frac{500}{2\pi \times 1 \times 10^9} = 79.58 \text{ nH}; \quad L_{CH2} > \frac{500}{2\pi \times 100 \times 10^6} = 795.8 \text{ nH}. \quad (2.5)$$

As condições dos valores do condensador C_1 e da bobine L_{CH1} foram calculadas com um valor de frequência de 100 MHz, correspondente à frequência f_{FI} , pois é esta a frequência esperada nesse ramo do circuito. Já as condições correspondentes ao condensador C_2 e à bobine L_{CH2} foram calculadas com um valor de frequência de 1 GHz, 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, tal como se pode consultar na Tabela 2.

Tabela 2: Valores utilizados para os condensadores de desacoplamento e bobines de bloqueio.

| Componente | Valor |
|------------------|--------|
| C ₁ | 33 pF |
| C ₂ | 330 pF |
| L _{CH1} | 82 nH |
| L _{CH2} | 820 nH |

Ganho de transdução de conversão

O circuito, agora com elementos reais, pode ser simulado. de acordo com o que se pode observar na Figura 1.

Simulando o circuito de forma a obter o gráfico do ganho de transdução de conversão deste circuito vem:

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

e necessario
descrever as
funcoes dos
componentes

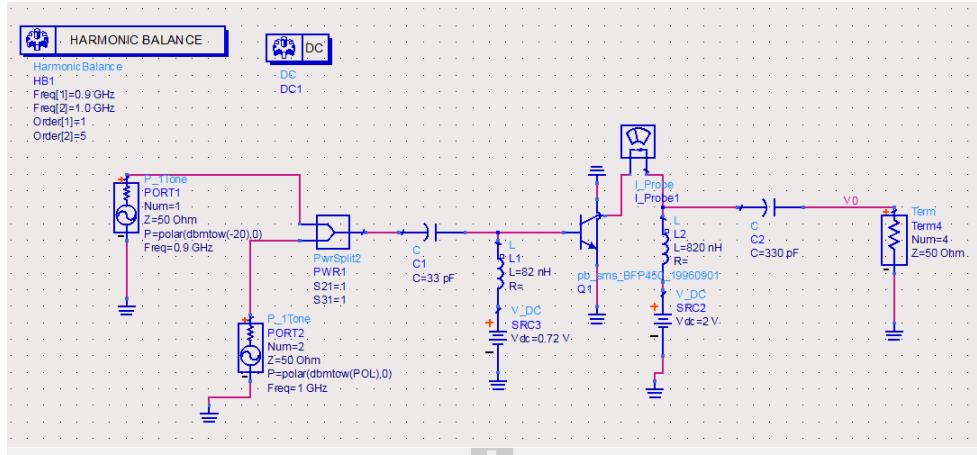


Figura 1: Circuito inicial com bobines e condensadores reais.

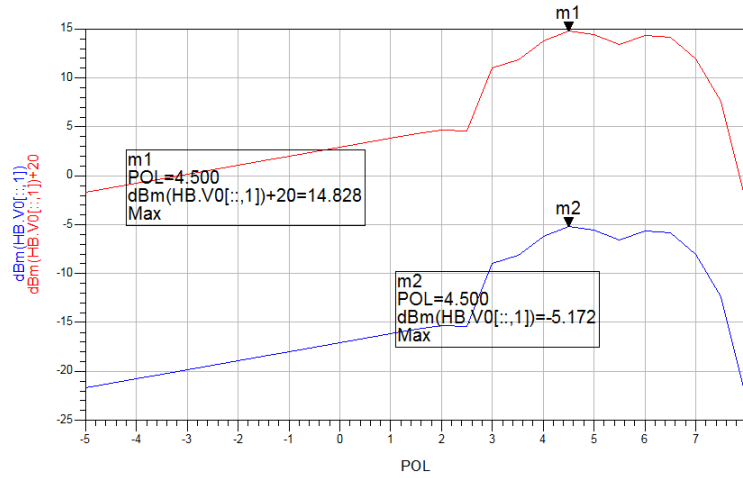


Figura 2: Gráfico do ganho de transdução de conversão em função de $P_{OLDISP}(\omega_{OL})$

Espectros de potência

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

Ao observar a Figura 3

fazer os espectros

Ganho de conversão

fazer o ganho de conversão

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.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_0 L_0}} \text{ e } B = \frac{1}{R_{FI} C_0} \text{ e } Q = \frac{\omega_0}{B}. \quad (2.6)$$

Tendo em conta as expressões na Equação 2.6, é possível determinar os componentes que compõem

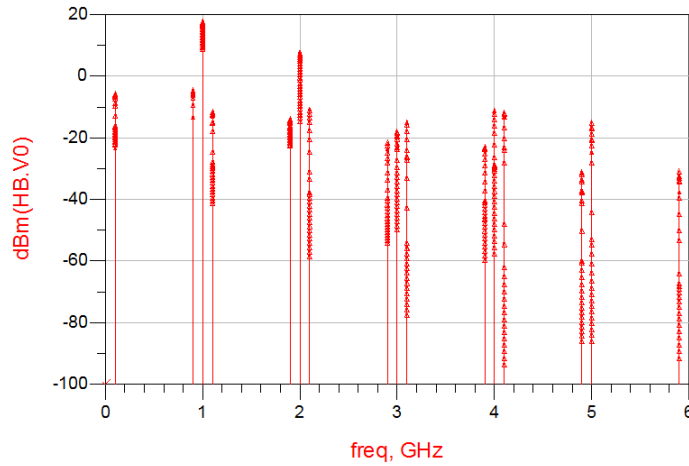


Figura 3: Gráfico do ganho de transcondução de conversão em função de $P_{OLDISP(\omega_{OL})}$.

o filtro.

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.

2.1.1 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.

2.1.2 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 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.

O circuito que resulta destas substituições dos condensadores e transistores 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 microfitas 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.