



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E**  
**ELETRÔNICA**  
**CIRCUITOS RF**  
**RELATÓRIO DO PROJETO FINAL**

*Professor. Fernando Rangel*

*Aluno: Pedro Henrique Kappler Fornari*

*Matrícula: 13104320*

**FLORIANÓPOLIS, 01 DE DEZEMBRO DE 2016**

## **Introdução**

Este relatório aborda o estudo, desenvolvimento e implementação do projeto final da disciplina de Circuitos RF. Esse projeto visa implementar, por meio de microfita, um módulo SIC que deve eliminar a interferência, causada pelo sinal transmitido, do sinal recebido de uma antena full-duplex. Para isso, foi realizado um estudo breve de como funcionam os circuitos SIC, e seguindo a indicação do professor, este foi implementado conforme o diagrama apresentado na Figura 1, por meio de dois blocos principais, um acoplador e um combinador, juntamente de dois blocos, nesse caso desenvolvidos apenas por blocos comportamentais, um aplicador de ganho e um defasador.

O projeto será dividido em etapas, inicialmente o projeto e verificação do acoplador, posteriormente a verificação da antena, então será projetado o combinador e por fim será feita a integração das partes, juntamente com a aplicação do ganho e do deslocamento de fase, a fim de eliminar a interferência.

Ainda na Figura 1 podemos observar que o ganho  $A$  deverá ser igual a  $I/C$  e o deslocamento de fase deverá ser equivalente a 180 graus, dado que  $C$  representa o fator de acoplamento;  $I$  representa o fator de isolamento;  $R$  representa o sinal recebido e  $S$  representa o sinal transmitido. Assim, aproximando o combinador por um somador ideal, teremos na saída o sinal  $R*(C + I^2/C)$ .

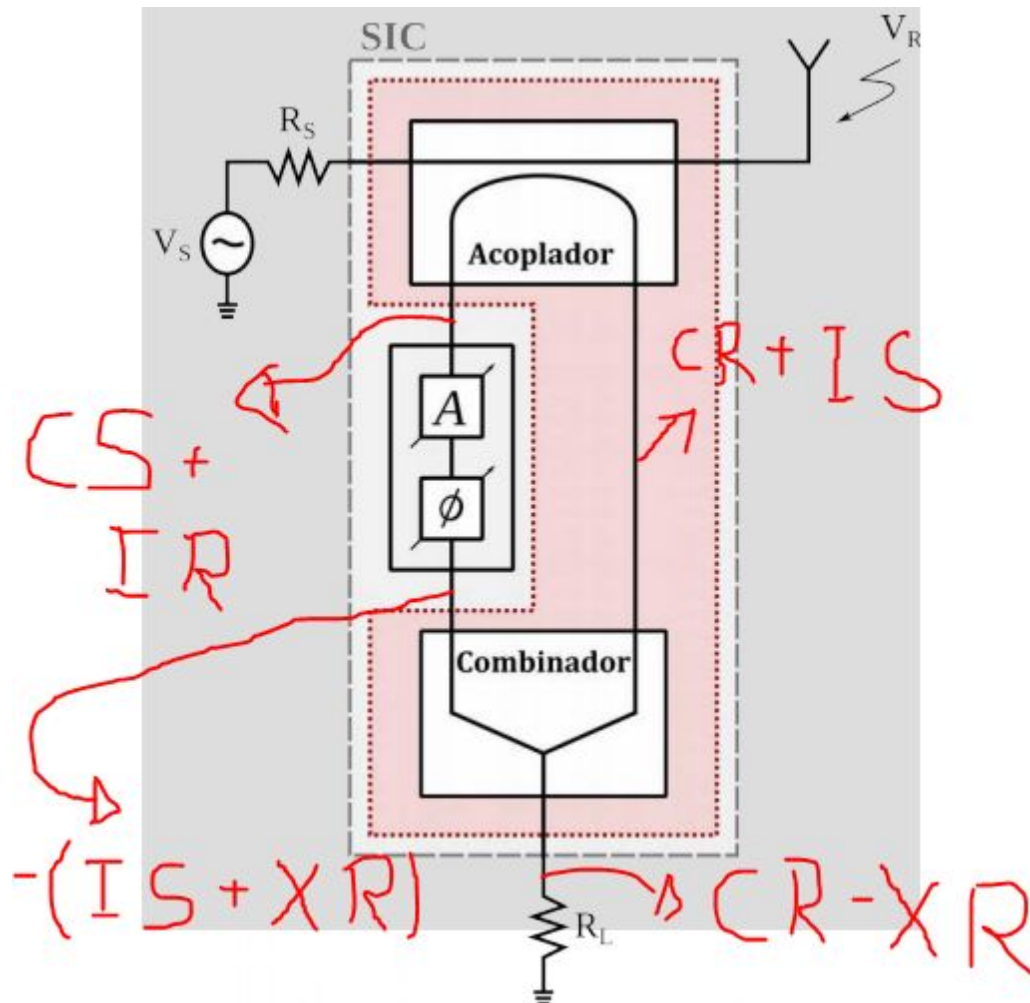


Figura 1 - Diagrama de blocos do circuito SIC.

## Acoplador

O acoplador nada mais é do que um circuito de 4 portas (Entrada, Calha, Acoplada e Isolada) que, por fenômenos elétricos e magnéticos transmite a energia da entrada para a saída acoplada, sendo que, idealmente, não deveria transmitir energia da calha para a saída acoplada, porém, devido a não idealidades no circuito, existe o coeficiente de isolação, que representa a quantidade do sinal da calha que é transmitido para a porta acoplada, ou até mesmo podemos dizer da entrada para a saída isolada, visto que esse circuito é simétrico e recíproco.

Dada essa introdução ao componente, e seguindo os passos apresentados em [1] e a ferramenta LineCalc do software de design de circuitos ADS, foi projetado um acoplador com fator de acoplamento de -5dB. Esse valor foi escolhido por alguns fatores, sendo que podemos considerar que duas fontes atuam sobre este acoplador, o sinal recebido e o sinal transmitido, dessa forma, sabendo que o circuito deve ser capaz de detectar sinais de até -60dBm, e que na carga a potência mínima requisitada é de -80dBm, ou seja, a máxima atenuação do circuito no sinal recebido é de -20dB, logo, devemos estimar um fator de acoplamento realizável, porém que de certa forma deixa uma folga para futuras atenuações do circuito.

O projeto feito usando o LineCalc pode ser observado na Figura 2, o qual posteriormente foi otimizado utilizando a ferramenta de tunelamento e variando o espaçamento entre as linhas de microfita, indicado por S nesse caso, de forma a manter o comprimento elétrico e a impedância característica da linha.

LineCalc/coupler.lcs

File Simulation Options Help

Component  
Type: MCLIN ID: MCLIN: MCLIN\_DEFAULT

Substrate Parameters  
ID: MSUB\_DEFAULT

Er	4.200	N/A
Mur	1.000	N/A
H	1.600	mm
Hu	5.8e7	um
T	35.000	um
Cond	4.1e7	N/A
Ts0D	0.000	N/A

Physical  
W: 1.708350 mm  
S: 0.048862 mm  
L: 18.535200 mm

Synthesize Analyze

Component Parameters  
Freq: 2.450 GHz

Electrical  
ZE: 94.469191 Ohm  
ZO: 26.463654 Ohm  
ZO: 50.000 Ohm  
C\_DB: -5.000 N/A  
E\_Eff: 90.000 deg

Calculated Results  
KE = 3.234  
KO = 2.257  
AE\_DB = 0.143  
AO\_DB = 0.117  
SkinDepth = 1.587

Values are consistent

Figura 2 - Projeto do acoplador por linhas de microfita utilizando MCLIN do LineCalc

Com isso foi, inicialmente gerado um esquemático para avaliar e otimizar o projeto, o qual pode ser verificado na Figura 3. Já na Figura 4 verificamos a otimização concluída, alcançando exatamente fator de acoplamento igual a -5dB e fator de isolamento de -20dB. Também verificamos parte da simetria da matriz S do componente, de forma que a isolamento e o acoplamento se aplicam para todas as portas.

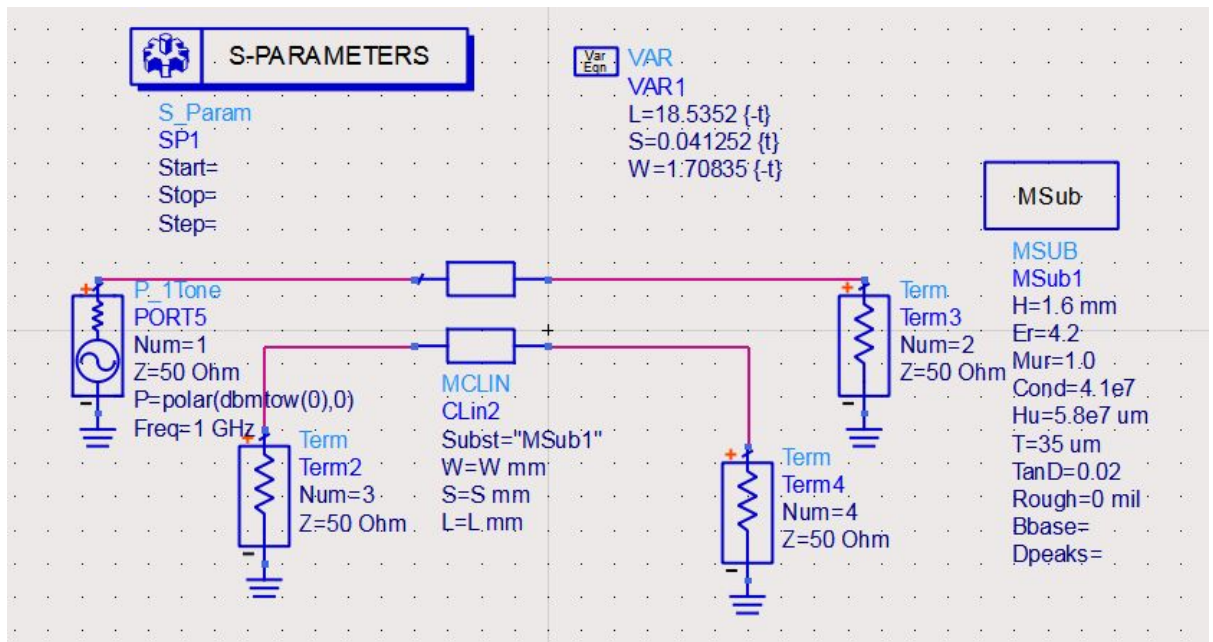


Figura 3 - Esquemático para verificar o projeto do acoplador

freq	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,4)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(2,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(2,4)))$
2.450 GHz	-5.000	-20.024	-20.024	-5.000

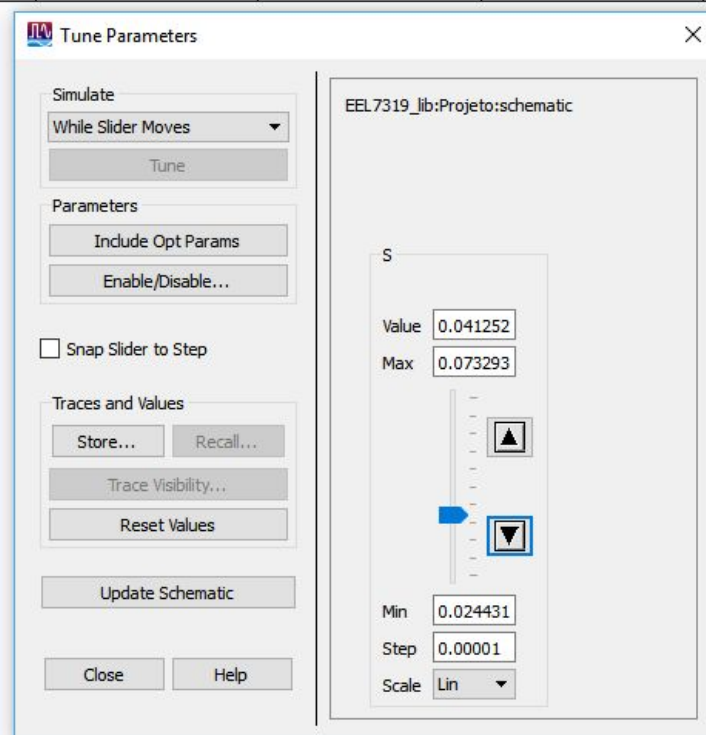


Figura 4 - Otimização e parte da matriz S do acoplador.

Feito isso foi feito o projeto do acoplador utilizando microfitas, gerando o componente apresentado na Figura 5, o qual corresponde ao layout apresentado na Figura 6. Os resultados da simulação são encontrados na Figura 7.



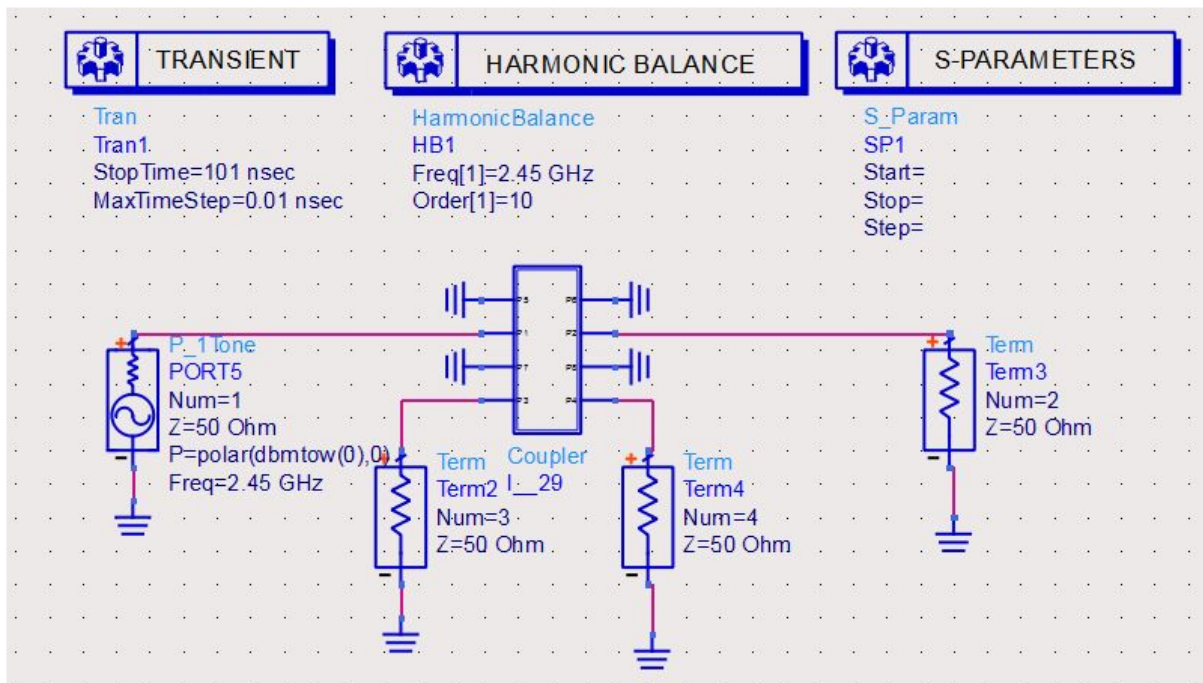


Figura 5 - Componente gerado colocado no esquemático anterior para simulação.

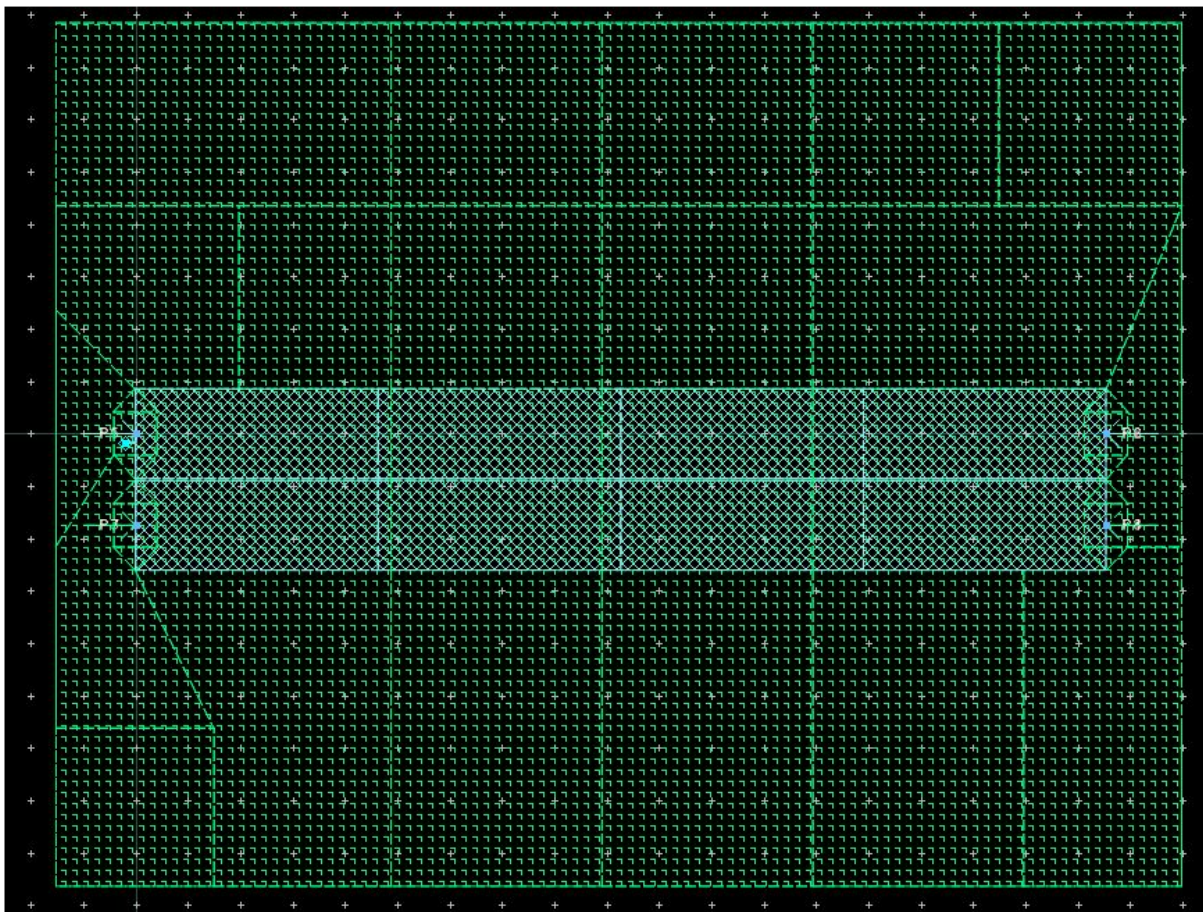


Figura 6 - Layout do acoplador

freq	var("S")															
	(1,1)	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(2,1)	(2,2)	(2,3)	(2,4)	(3,1)	(3,2)	(3,3)	(3,4)	(4,1)	(4,2)	(4,3)	(4,4)
2.450 ...	0.103 / ...	0.850 / ...	0.469 / ...	0.103 / ...	0.850 / ...	0.103 / ...	0.103 / ...	0.469 / ...	0.469 / ...	0.103 / ...	0.110 / ...	0.849 / ...	0.103 / ...	0.469 / ...	0.849 / ...	0.109 / ...

freq	20*log10(abs(S(1,3)))	20*log10(abs(S(1,4)))	20*log10(abs(S(2,3)))	20*log10(abs(S(2,4)))
2.450 GHz	-6.572	-19.721	-19.762	-6.570

Figura 7 - Simulação de parâmetros S do acoplador implementado  
Podemos observar a diferença entre o ideal apresentado anteriormente e o implementado, temos uma variação considerável, porém isso será corrigido na etapa de integração.

## Antena

A antena foi fornecida pelo professor, por meio de um arquivo com extensão s1p, que contém as características da antena dada por seus parâmetros S. Esse arquivo pode ser interpretado por um bloco de uma única porta que busca esse tipo de extensão, o nome do bloco que realiza essa função é chamado S1P, encontrado na biblioteca Data Items. O esquemático simulado para caracterizar a impedância de entrada da antena, a fim de que futuramente esta seja casada com o restante do circuito se encontra apresentado na Figura 8. Já o resultado da simulação se encontra na Figura 9.

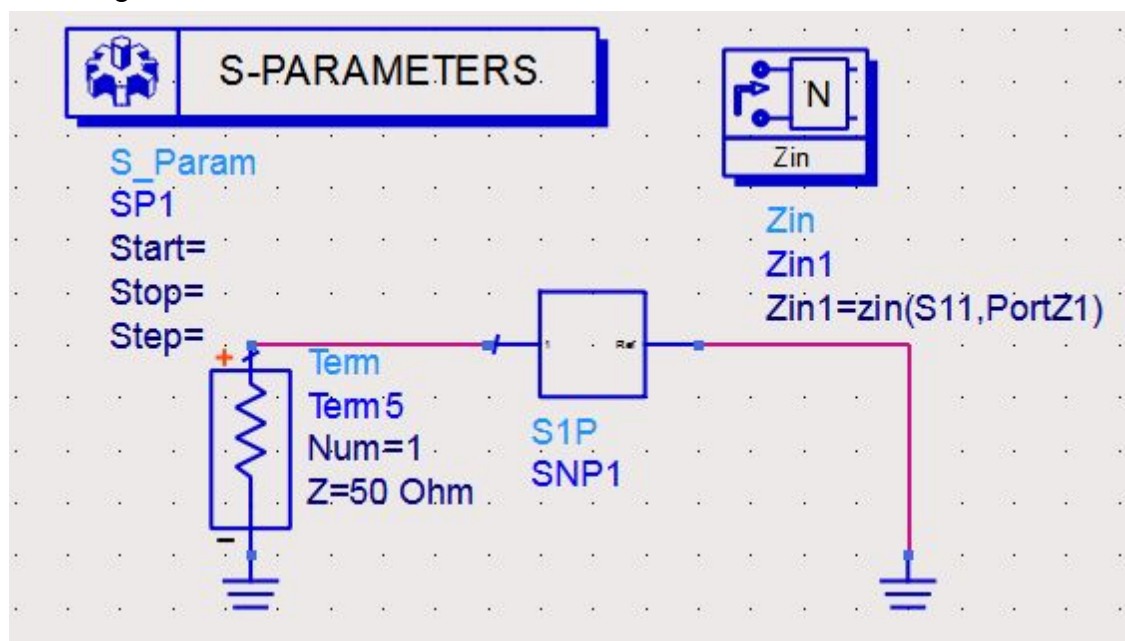


Figura 8 - Esquemático para simulação da antena a ser utilizada.



freq	Z <sub>in1</sub>	S(1,1)
2.450 GHz	60.329 / -1.627	0.095 / -8.545

Figura 9 - Resultados da simulação da antena, contendo impedância de entrada e S11, de onde é encontrado o coeficiente de reflexão.

## Combinador

O projeto do combinador também seguiu o capítulo 7 de [1], onde foi apresentado o desenvolvimento de um divisor/combinador de Wilkinson, o qual soma potências dos dois sinais incidentes nas portas 1 e 2 ou então divide o sinal incidente na porta 3 entre as portas 1 e 2. O que desejamos é combinar os sinais que irão incidir sobre as portas 1 e 2. Utilizando novamente a ferramenta LineCalc foi projetado o layout apresentado na Figura 10.

Como indicado pelo livro, as linhas divisoras de potência devem ter impedância característica igual a  $\sqrt{2} \cdot Z_0$  e a linha combinadora deve ter impedância característica  $Z_0$ . Ainda deve-se adicionar um elemento resistivo passivo entre as linhas divisoras, na qual a impedância deve ser  $2 \cdot Z_0$ . Por fim, todas as linhas tem comprimento elétrico Eff de 90 graus.



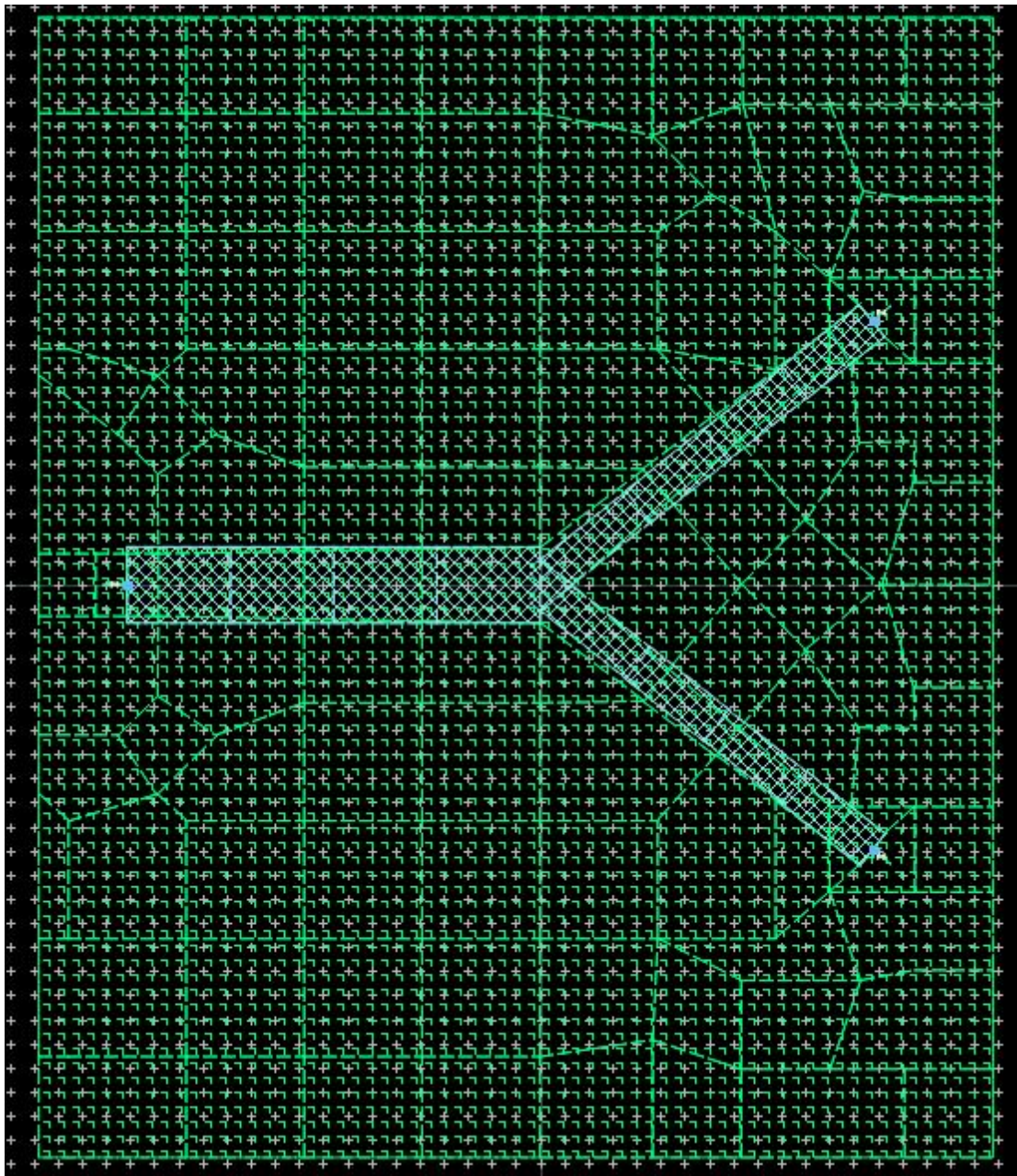


Figura 10 - Layout do combinador



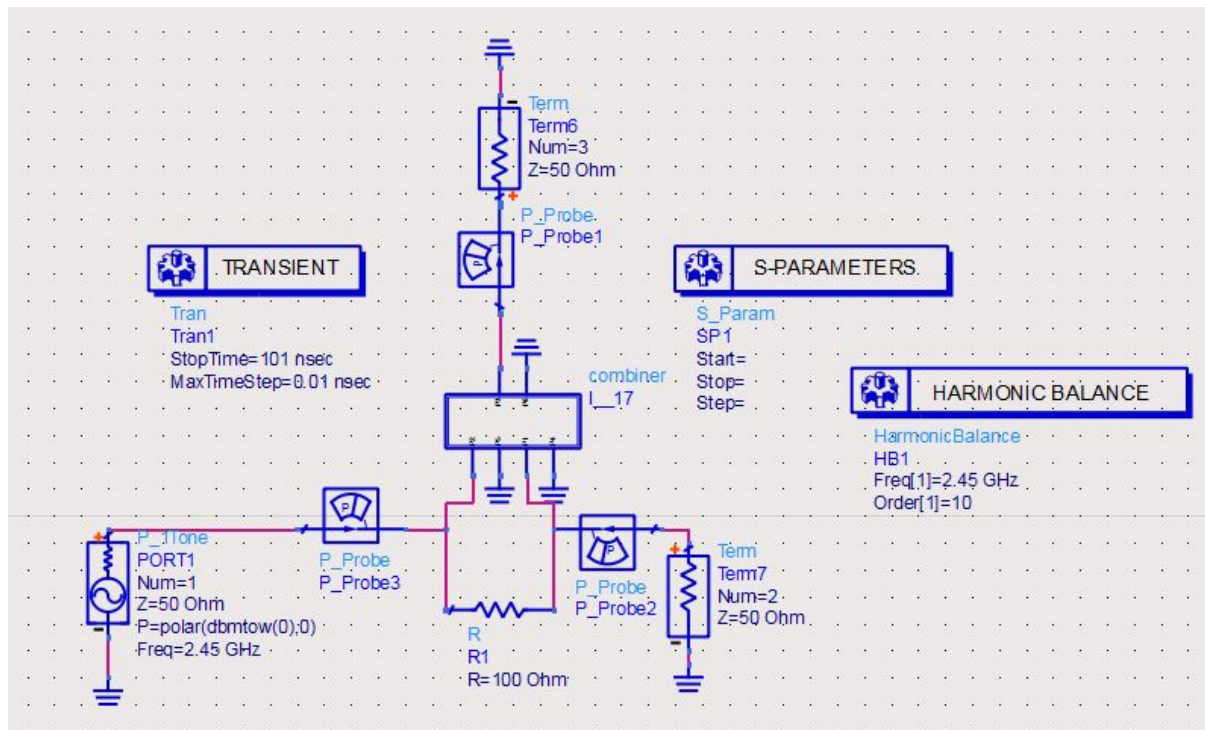


Figura 11 - Esquemático da simulação do combinador.

freq	var("S")								
	(1,1)	(1,2)	(1,3)	(2,1)	(2,2)	(2,3)	(3,1)	(3,2)	(3,3)
2.450 GHz	0.054 / -65.870	0.081 / -70.205	0.672 / -175.229	0.081 / -70.205	0.055 / -67.393	0.672 / -175.285	0.672 / -175.229	0.672 / -175.285	0.135 / -92.578

### Matriz S do combinador

Como podemos observar da matriz S, ela é recíproca, porém ainda existem termos não casados para 50 Ohms, como a porta de saída S33, com coeficiente de reflexão de 0.135/-82.578.

### Otimização

Com esses problemas percebidos, foi realizado a otimização dos circuitos, adicionando algumas curvas ("joelhos") para melhorar a conexões entre as linhas de transmissão iniciando pelo combinador. O layout criado pode ser visto na Figura 12

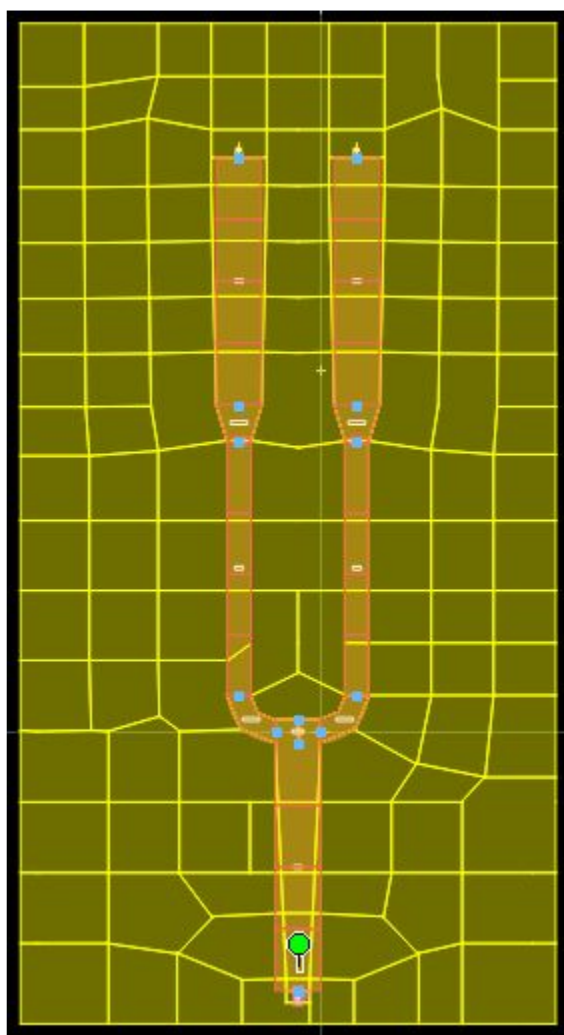


Figura 12 - Novo layout do combinador

Assim obteve-se uma simulação com uma isolação relativamente melhor nas portas de entrada, com coeficiente de reflexão relativamente baixo, porém um pouco maior que o anterior, como apresenta a Figura 13.

z	var("S")								
	(1,1)	(1,2)	(1,3)	(2,1)	(2,2)	(2,3)	(3,1)	(3,2)	(3,3)
z	0.019 / -165.225	0.157 / -137.117	0.668 / 132.260	0.157 / -137.117	0.019 / -165.225	0.668 / 132.260	0.668 / 132.260	0.668 / 132.260	0.181 / -142.829

freq	...0(abs(S(1,1)))	...0(abs(S(2,2)))	...0(abs(S(3,3)))
2.450 GHz	-34.199	-34.199	-14.844

Figura 13 - Matriz S do combinador otimizado.

O novo acoplador projetado seguiu o mesmo procedimento, verificando principalmente características construtivas e de conexão do componente, visto que seu layout inicial foi bastante próximo do esperado a Figura 14 apresenta o novo layout construído, já a figura 15 apresenta os novos valores de acoplamento e isolação, a partir dos parâmetros S do componente. Pode-se observar que o fator de acoplamento foi alterado para aproximadamente -10dB, visando uma construção

mais factível, dado que o espaçamento entre as trilhas de microfita era muito pequeno para -5dB.

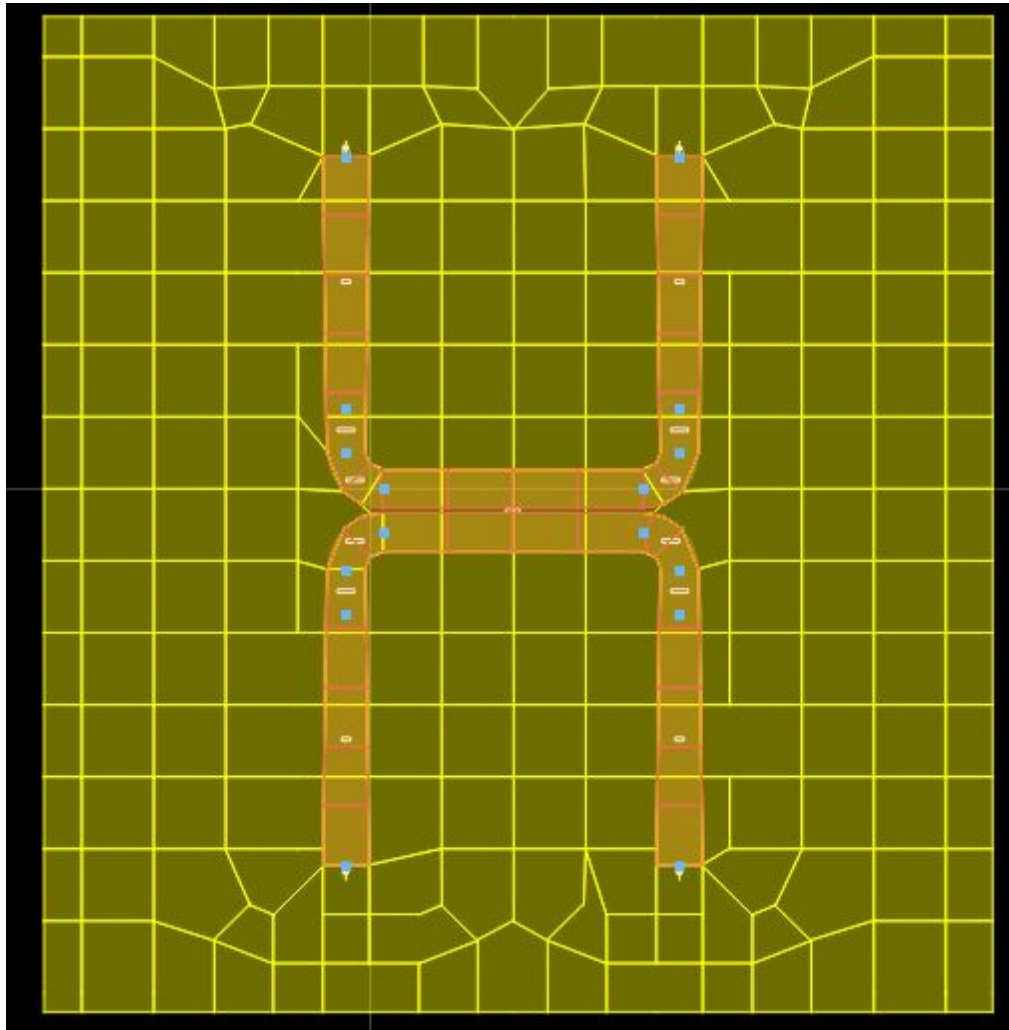


Figura 14 - layout otimizado e corrigido do acoplador

freq	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,4)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(2,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(2,4)))$
2.450 GHz	-10.768	-24.556	-24.556	-10.768

Figura 15 - Parâmetros de acoplamento e isolamento do novo componente

## Integração

Assim, utilizando estes dois projetos, foi projetado finalmente o layout integrado dos componentes acoplador e combinador, interligados por uma linha de transmissão com impedância característica de 50 Ohms e Eff diferente de  $\lambda/4$ , conforme esquemático apresentado na Figura 16.



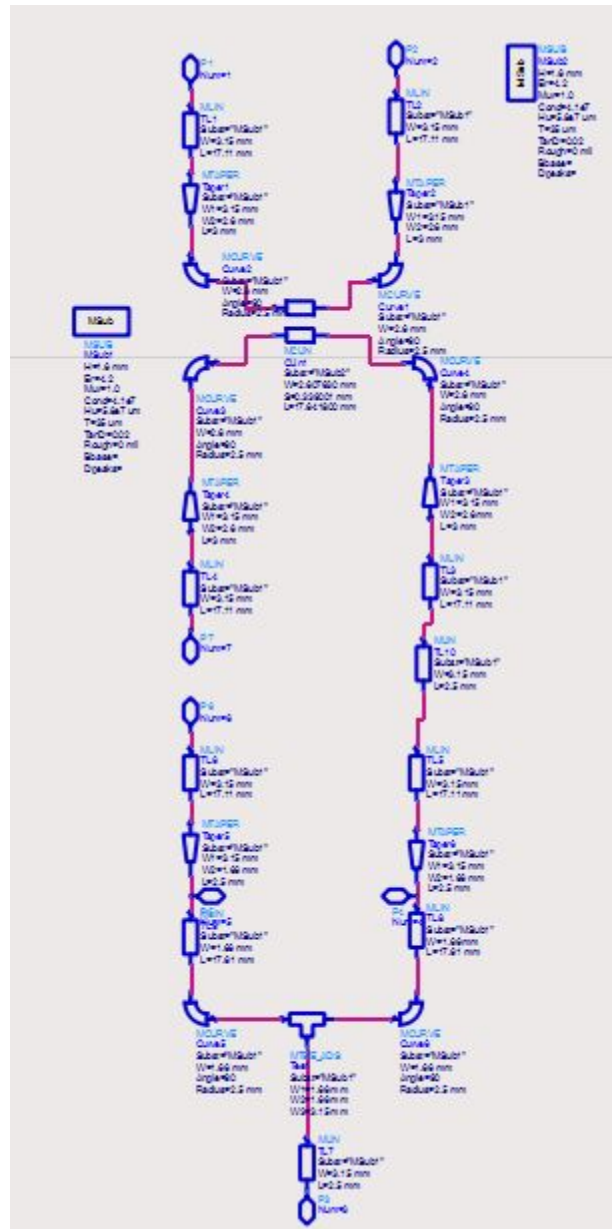


Figura 16 - Esquemático do layout completo

Na Figura 17 observamos a primeira versão do layout final, com o qual foi feita a primeira simulação de parâmetros S, a fim de verificar quanto da porta de entrada é atenuado na saída, assim como quanto da porta conectada a antena é recebido na carga final. A Figura 18 apresenta os parâmetros S obtidos a partir dessa simulação.

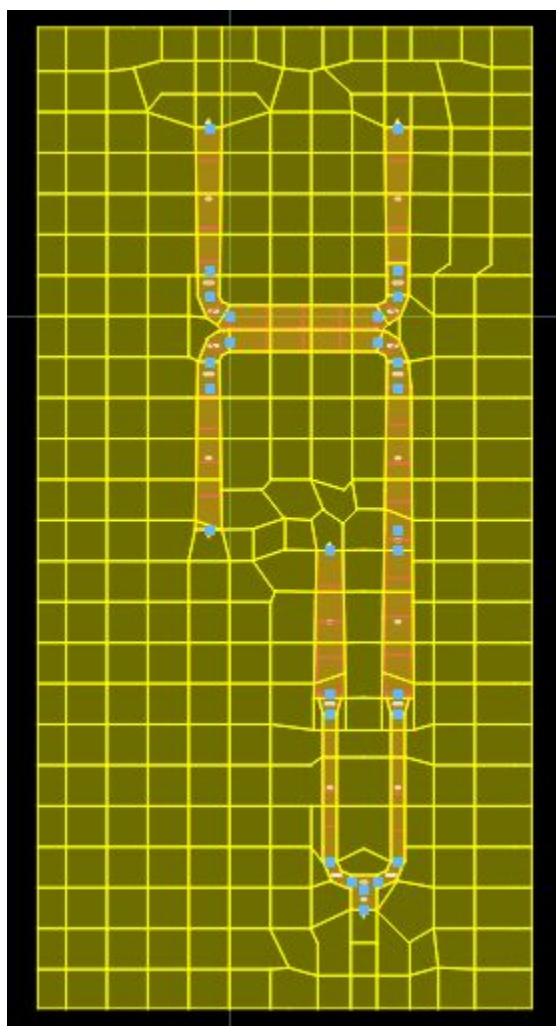



Figura 17 - Layout final completo

	freq	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(3,1)))$
	2.450 GHz	-49.723	1.892


	freq	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(2,3)))$
	2.450 GHz	-35.935

Figura 18 - simulação de parâmetros S do circuito SIC projetado

O que é possível observar é que o sistema ainda está longe de respeitar as especificações, dado que o sinal recebido é amplificado (S31 positivo em dB). Logo o sistema foi projetado novamente.

Foi feito um novo esquemático para gerar o layout, a partir dos componentes individuais feitos anteriormente, conforme apresentado na Figura 19, onde apenas foi adicionada uma linha de transmissão ( $Z_0 = 50$  e  $E_{\text{eff}} = 90$ ) para simular a conexão entre os dois componentes dentro do esquemático.

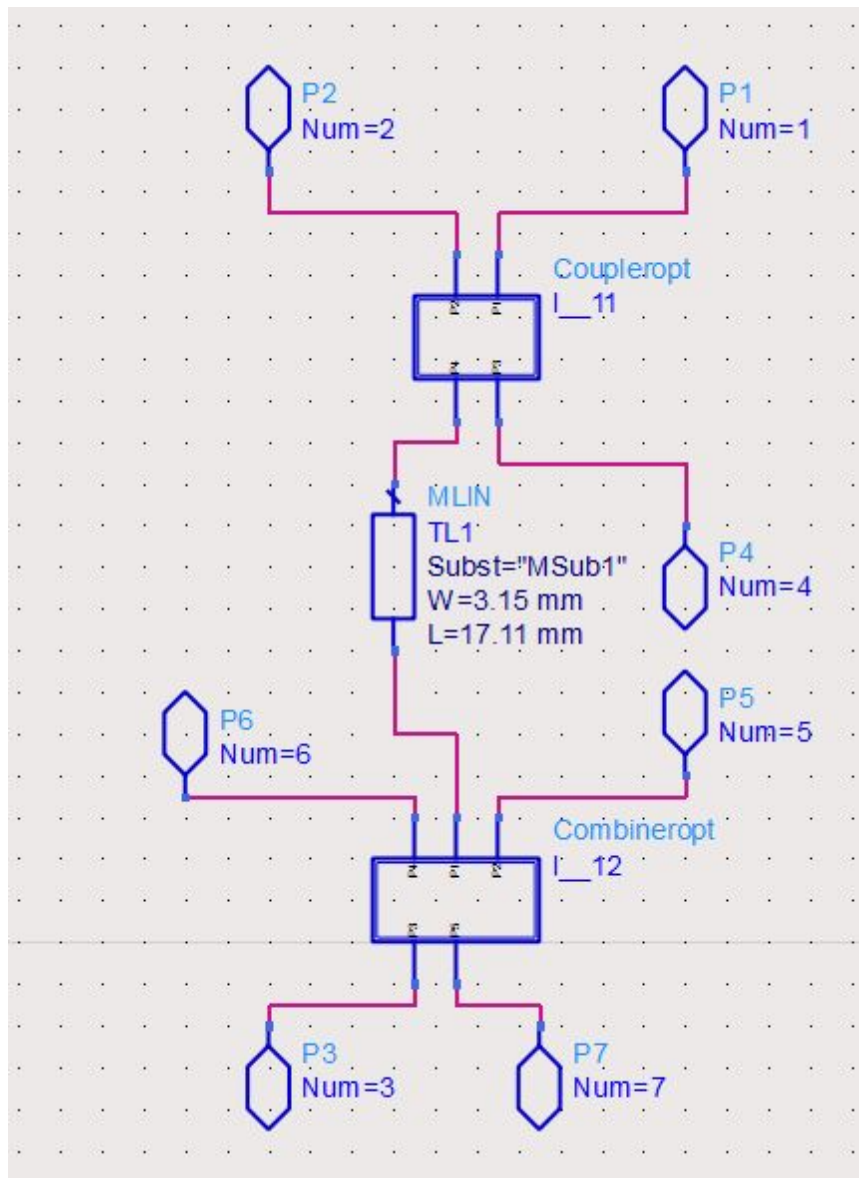


Figura 19 - Esquemático do SIC

O layout foi então produzido e otimizado, porém ainda observa-se um pequeno equívoco na geração do componente, o qual funcionará para simulação porém não é reproduzível facilmente, pois a saída foi gerada para dentro do circuito, ao contrário do que deveria, porém, por falta de tempo isso não foi otimizado, visto a simplicidade e a pequena diferença gerada em simulação. O layout pode ser visualizado na Figura 20.



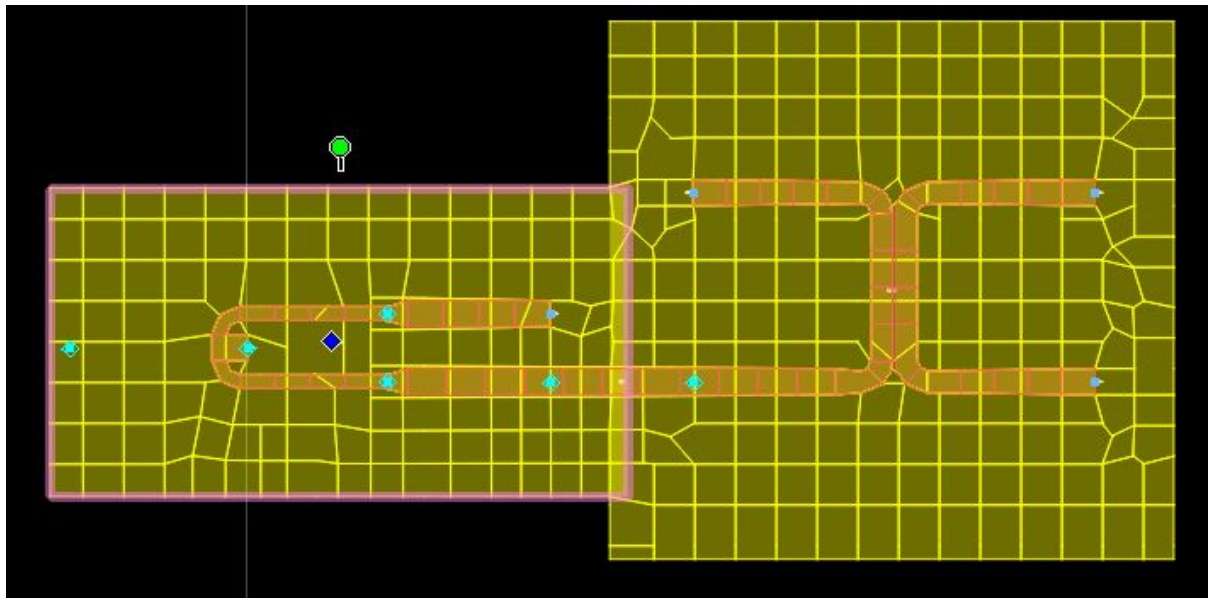


Figura 20 - Layout final do componente SIC.

A simulação do componente foi feita no modo esquemático, utilizando o circuito apresentado na Figura 21. Para encontrar a fase correta necessária para a anulação da interferência foi utilizado a função de tunelamento do ADS, assim pode-se variar a fase verificando a simulação em tempo real.

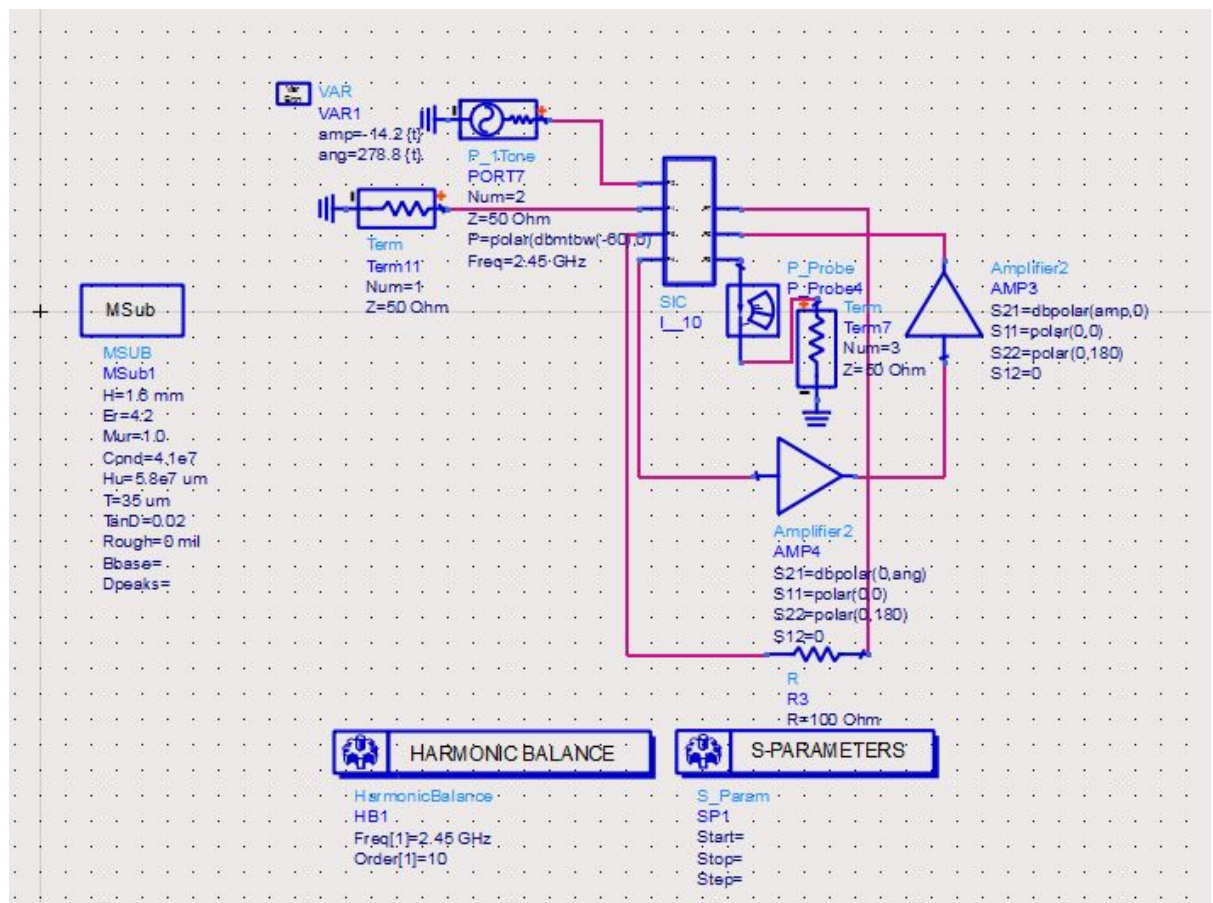



Figura 21 - Esquemático para teste do componente

O ganho escolhido inicialmente deveria ser próximo de 13.4 dB, porém também foi otimizado utilizando tunelamento, seu valor final foi de 14,2dB. Assim o resultado obtido pode ser observado na Figura 22, vemos os parâmetros S31 dado por -51dB, aproximadamente, e o S32 igual a - -14.3dB. Esses valores significam a atenuação dada nos sinais de entrada e proveniente da antenna, respectivamente (b3/a1, b3/a2).

	freq	20*log10(abs(S(1,3)))	20*log10(abs(S(3,1)))
	2.450 GHz	-28.094	-51.463


	freq	20*log(abs(S(3,2)))	20*log(abs(S(2,3)))
	2.450 GHz	-14.704	-14.306

Figura 22 - Resultados do teste sem antenna

Como visto, esse resultado não levou em conta a antenna utilizada, logo foi projetada uma rede de adaptação para a antenna utilizada, a fim de que sua impedância característica fosse adaptada para 50 Ohms, sendo que para isso utilizou-se a ferramenta Smith Chart do ADS, que simplesmente realiza os cálculos lecionados em sala de aula mais rapidamente. A Figura 23 apresenta a impedância da antenna, e a 24 apresenta a rede de adaptação escolhida para adaptá-la.


	freq	Zin1	S(1,1)
	2.450 GHz	60.305 - j1.712	0.095 / -8.545

Figura 23 - Impedância de entrada da antenna.

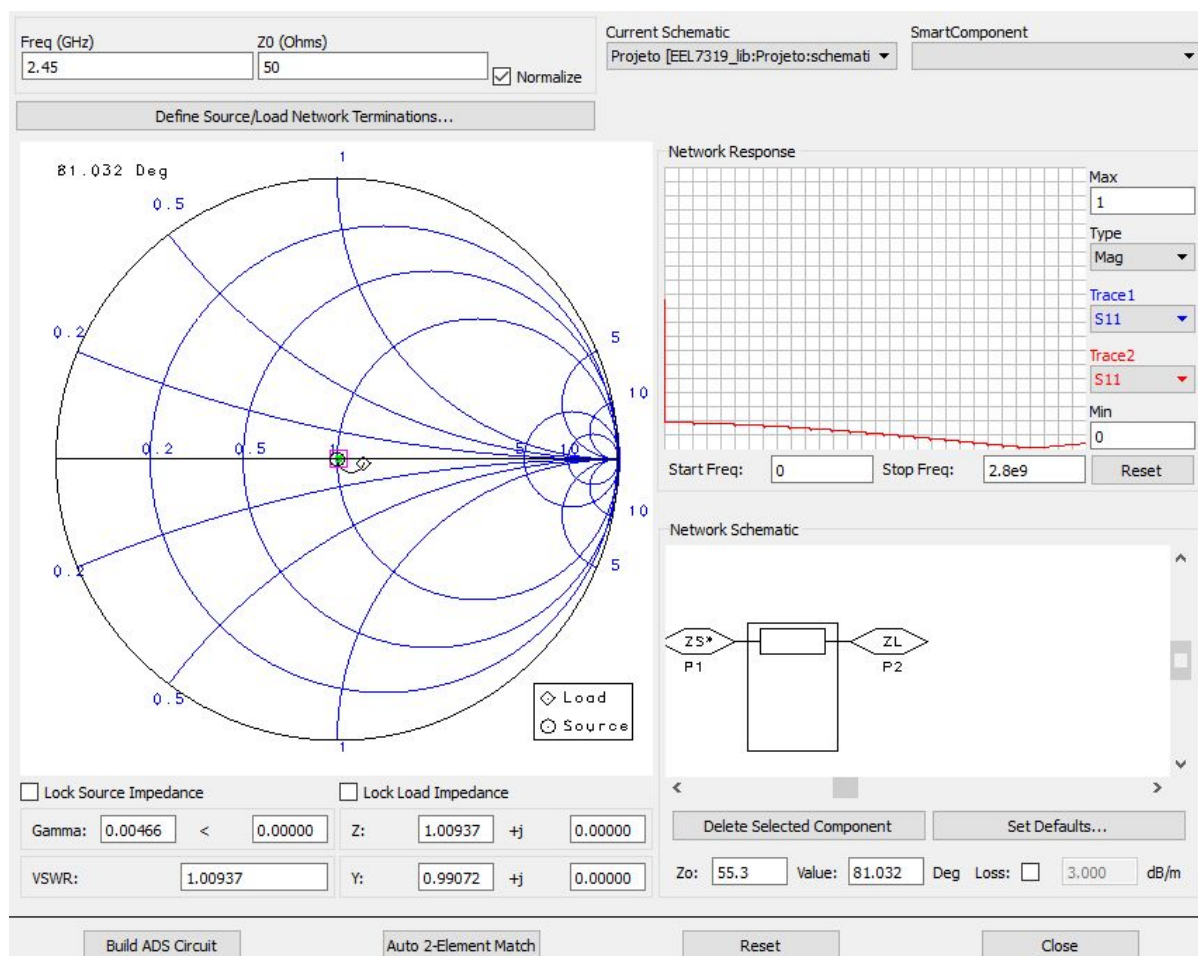


Figura 24 - linha de transmissão para adaptar a impedância da antena. Por fim são apresentados os resultados do circuito completo, adaptado. Como podemos observar na Figura 26 ainda existe um pequeno descasamento na entrada da antena, porém isso não afeta o resultado final de atenuação das componentes de interferência nem da componente de sinal de interesse. A Figura 25 apresenta o circuito simulado, sendo que a antena foi simulada por uma fonte de potência de -60dBm e impedância  $60.305 - j*1.712$ .



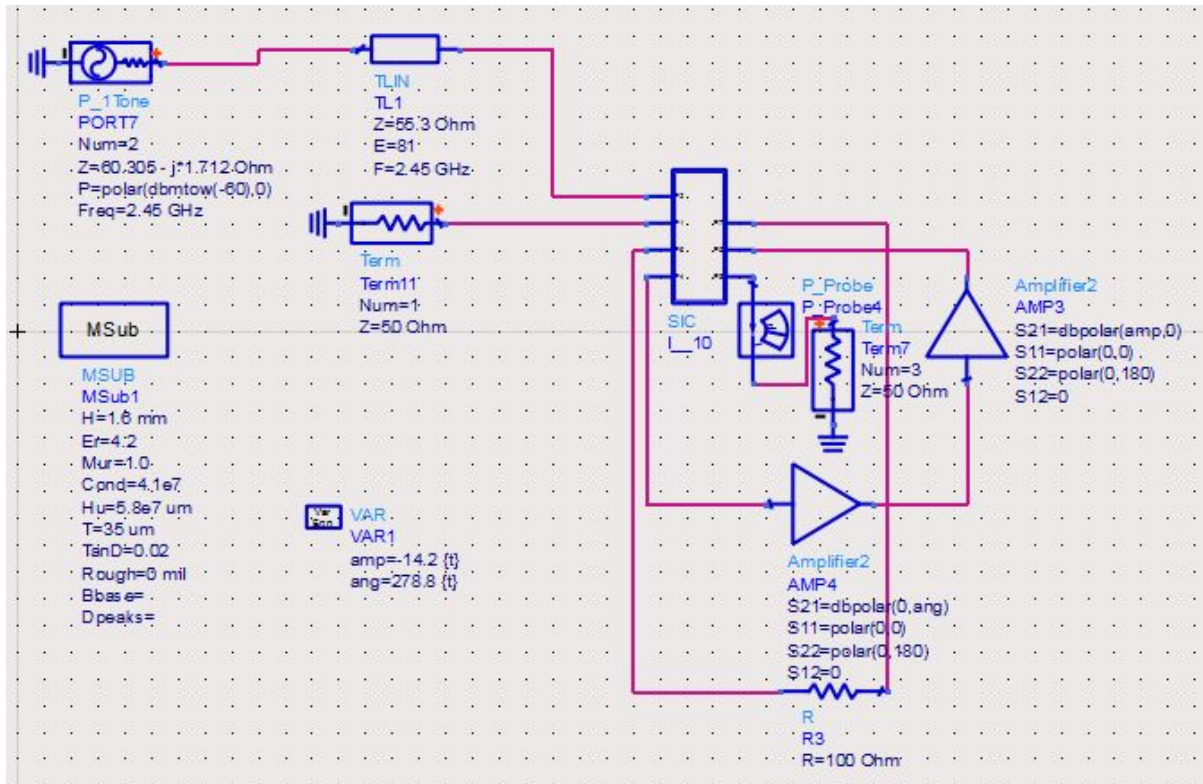


Figura 25 - Esquemático simulado.

freq	Zin1	
2.450 GHz	56.032 + j4.676	

freq	20*log10(abs(S(1,3)))	20*log10(abs(S(3,1)))
2.450 GHz	-28.270	-51.944

freq	20*log(abs(S(3,2)))	20*log(abs(S(2,3)))
2.450 GHz	-14.702	-14.305

Figura 26 - Resultado final do circuito SIC com antena.

Ainda verificamos a estabilidade com a matriz S completa, verificando que nenhum coeficiente de reflexão é maior do que 1, o que pode ser visto na Figura 27.

freq	dB(var("S"))								
	(1,1)	(1,2)	(1,3)	(2,1)	(2,2)	(2,3)	(3,1)	(3,2)	(3,3)
2.450 GHz	-26.550	-0.954	-28.270	-0.961	-26.997	-14.305	-51.944	-14.702	-16.222

Figura 27 - Matriz S completa do circuito.

Por fim, ainda foi realizada uma avaliação espectral ao longo da banda de operação do circuito. A Figura 28 apresenta o resultado, onde verificamos que existe uma pequena fuga das especificações no limite inferior da banda, 2.4GHz, o que pode ser resolvido com otimizações, porém devido a falta de tempo não foi possível resolver esse problema.

freq	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(1,3)))$	$20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(S(3,1)))$
2.300 GHz	-29.606	-43.439
2.350 GHz	-29.141	-45.644
2.400 GHz	-28.694	-48.509
2.450 GHz	-28.270	-51.944
2.500 GHz	-27.873	-53.556
2.550 GHz	-27.505	-50.847

freq	$20 \cdot \log(\text{abs}(S(2,2)))$	$20 \cdot \log(\text{abs}(S(2,3)))$
2.300 GHz	-14.618	-14.361
2.350 GHz	-14.634	-14.343
2.400 GHz	-14.662	-14.323
2.450 GHz	-14.702	-14.305
2.500 GHz	-14.758	-14.292
2.550 GHz	-14.829	-14.290
2.600 GHz	-14.916	-14.305

Figura 28 - Avaliação espectral do circuito.

## Conclusão

Com isso finalizamos o projeto final da disciplina, verificando a dificuldade que se encontra ao projetar circuitos em altas frequências, devido a grande quantidade de fatores que influenciam nos resultados de forma muitas vezes inesperadas.

Foi aprendido muito sobre os dois componentes principais do circuito SIC estudado, acopladores e combinadores, principalmente seu projeto em microfita, adquirindo um aprendizado incrível nesse tipo de projeto.

Os resultados obtidos respeitaram os requisitos, porém, poderiam ser ainda melhores com algumas otimizações a mais, como uma adaptação melhor da antena, melhor casamento no deslocamento de fase aplicado para a atenuação do sinal de entrada, diminuição dos componentes utilizados etc.

Foram levantadas diversas características de projeto importantes quando se trabalha com esses circuitos, pois conexões, portas, e componentes passivos passam a atuar como linhas de transmissão e devem ser projetados um a um para obter resultados satisfatórios.

Não levar esses fatores em conta trazem grandes prejuízos ao projeto, como o apresentado nesse relatório, onde tive que projetar duas vezes cada componente trabalhado, assim como a integração dos mesmos, o que consome mais tempo e gera mais gastos para qualquer empresa ou produtor, isso quando não são produzidos circuitos com defeito.

Por fim, foi interessante trabalhar e aprimorar os conhecimentos das ferramentas de layout do ADS, assim como as ferramentas auxiliares que ele fornece, como o LineCalc, o Smith Chart e o Tuning, que são ferramentas fundamentais para otimização e velocidade de desenvolvimento. Facilitaram muito mesmo o projeto.

Ainda gostaria de enfatizar que, dado que é o último trabalho da disciplina fico imensamente grato ao professor, aos monitores e aos colegas que me auxiliaram nessa disciplina, visto que adquiri um imenso conhecimento teórico e prático tanto de circuitos analógicos quanto de circuitos analógicos em alta

frequência, disciplinas nas quais tenho bastante dificuldade de entendimento. O professor se mostrou muito atencioso e interessado em fazer com que os alunos aprendessem de verdade o assunto. Assim como as aulas práticas foram fundamentais para o entendimento, de forma que, muitas vezes um bom relatório e experimento de laboratório significou muitas horas a menos de estudo teórico para provas entre outros, isso porque o assunto foi realmente aprendido e fixado nos alunos. Obrigado.