

## PROJETO ASSISTIDO POR COMPUTADOR DE ACOPLADOR HÍBRIDO EM QUADRATURA POR MICROFITA PARA 2.45 GHZ

### **Arnaldo de Carvalho Junior**

Mestre em Engenharia, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, Campus Cubatão (IFSP Cubatão), SP, Brasil.

### **João Francisco Justo Filho**

Doutor, Politécnica Universidade de São Paulo, SP, Brasil.

### **Alexandre Maniçoba**

Doutor, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, Campus Cubatão (IFSP Cubatão), SP, Brasil.

### **Charles Artur Santos de Oliveira**

Doutor, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, Campus Cubatão (IFSP Cubatão), SP, Brasil.

**RESUMO:** A faixa de 2.45 GHz, pertencente à banda S de micro-ondas, é uma das faixas de frequências não licenciadas mais utilizada atualmente para aplicações industriais, científicas e médicas (*industrial, scientific and medical – ISM radio band*). Seu uso vai de aplicações de redes de computadores sem fio (wireless local area network – WLAN), aplicações de radar, sistemas de comunicação próxima (*near field communication – NFC*) e redes industriais. Em aplicações de micro-ondas, pode ser necessário o emprego de divisores e acopladores para o fornecimento de uma amostra de sinal para medição ou monitoramento, realimentação, combinação de alimentação de e para antenas, formação de feixe de antena, fornecimento de derivações para sistemas distribuídos, entre outros. Este artigo descreve o passo a passo para o projeto assistido por computador (*computer aided design - CAD*) de acoplador híbrido (H) em quadratura por microfita (*microstrip*), centralizado em 2.45 GHz. A ferramenta de CAD para projetos de circuitos passivos planares de micro-ondas ADS 2015 da empresa Keysight é utilizada. Devido à complexidade de projetos com micro-ondas, dois cenários são investigados: acoplador de um estágio e banda estreita e acoplador de dois estágios e banda larga. Os efeitos eletromagnéticos indesejáveis e as alterações dos resultados dos parâmetros S a cada etapa do projeto são ainda analisados e compensados a fim de se garantir uma proximidade da performance dos dois acopladores H comparados com as premissas de projeto.

**Palavras-chave:** Acoplador Híbrido; Divisor de Potência; Microlinha de Fita; ADS 2015.

## COMPUTER-AIDED DESIGN OF HYBRID COUPLER IN QUADRATURE BY MICROSTRIP FOR 2.45 GHZ

**ABSTRACT:** The 2.45 GHz band, belonging to the microwave S-band, is one of the most unlicensed frequency bands currently used for industrial, scientific, and medical (ISM) radio band applications. Its use ranges from wireless local area networks (WLAN), radar applications, near field communication (NFC) systems, and industrial networks. In microwave applications, the use of splitters and couplers may be required to provide a signal sample for measurement or monitoring, feedback, a combination of power to and from antennas, antenna beamforming, supply of taps for systems distributed, among others. This article describes the step-by-step for the computer-aided design (CAD) of a hybrid (H) coupler by microstrip, centered at 2.45 GHz. The ADS 2015 tool from Keysight for planar passive microwave circuits is the CAD used. Due to the complexity of microwave projects, two scenarios are investigated: one-stage narrowband and two-stage broadband couplers. The undesirable electromagnetic effects and changes in the results of the S parameters at each stage of the project are further analyzed and compensated in order to guarantee proximity of the performance of the two H-couplers to the design premises.

**Keywords:** Hybrid Coupler, Power Splitter, Microstrip Line, ADS 2015.

## 1. INTRODUÇÃO

Acopladores direcionais e divisores de potência são circuitos passivos de micro-ondas utilizados para divisão ou combinação de potência (Pozar, 2012). Podem ser de 2 ou mais portas de saída, com potência igualmente dividida ou não e de banda estreita ou banda larga de passagem. Existem vários tipos de divisores de potência e acopladores direcionais, tais como o Acoplador Híbrido em Quadratura ( $90^\circ$ ), Acoplador Híbrido de  $180^\circ$  Divisor Wilkinson, Divisor de Junção T, Acoplador de Lange e Acoplador Direcional de Linhas Acopladas (Pozar, 2012).

Os acopladores híbridos de  $90^\circ$  (quadratura) são acopladores direcionais de 3 dB com uma diferença de fase de  $90^\circ$  nas saídas dos braços cruzados e acoplados (Pozar, 2012). Esse tipo de acoplador híbrido é, muitas vezes, feito utilizando linha de *microstrip* ou *stripline*, também chamado de *branchline coupler* (Estevão e Ferreira, 2014).

*Microstrip* é um tipo de linha de transmissão elétrica em que um condutor é separado de um plano de massa por uma camada dielétrica chamada de substrato. Por ser facilmente miniaturizada e integrada com dispositivos de micro-ondas, é uma excelente opção de linha de transmissão de sinais de frequência de micro-ondas. A Figura 1a apresenta uma *microstrip*, onde  $W$  é a largura do condutor,  $H$  a espessura do substrato utilizado como dielétrico e  $\epsilon_r$  a permissividade elétrica. A presença do dielétrico, muito menor que o comprimento de onda ( $\lambda$ ) das micro-ondas, concentra as linhas de

campo na região entre o condutor e o plano de terra, com alguma fração estando na região do ar acima do condutor, levando a modos quase-TEM (transverso eletromagnético) de propagação em que a dispersão ocorre em função do comprimento de onda, conforme mostrado na Fig.1b.

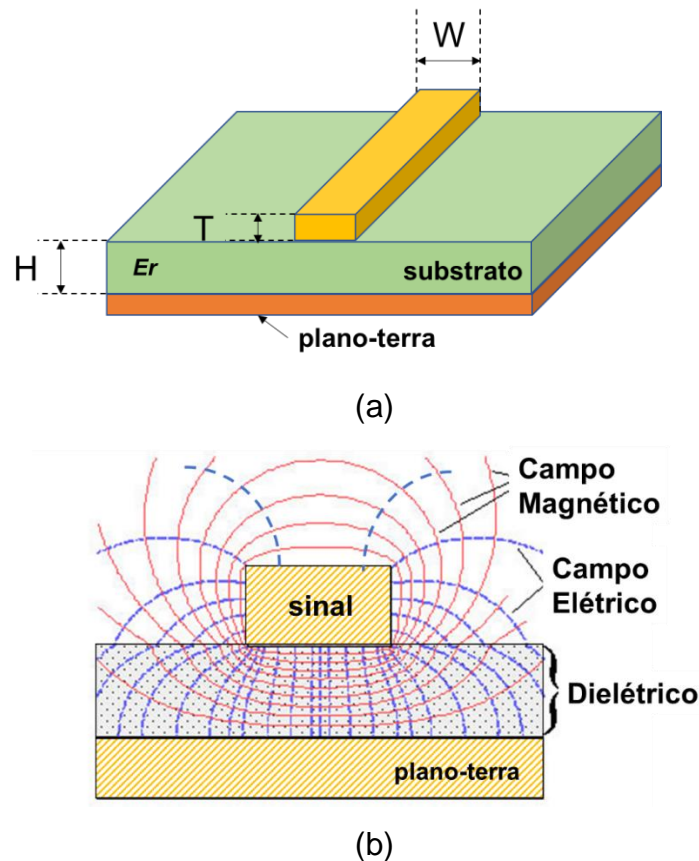


Figura 1. *Microstrip* (a). Modo de propagação do quase-TEM da linha de transmissão *microstrip* (b).  
 Fonte: Adaptado de (SIGCON, 2021).

A descrição matemática da *microstrip* é complexa, exigindo elevado processamento computacional (Pozar, 2012). Mesmo para resultados satisfatórios e rápidos, que desprezam algumas características e efeitos de propagação, as equações não são simples conforme apresentado em Pozar (2012) e Microwave101 (2021). Uma boa ferramenta gratuita para cálculo de impedâncias de micro-ondas pode ser acessada na página do fabricante Rogers Corporation, em:

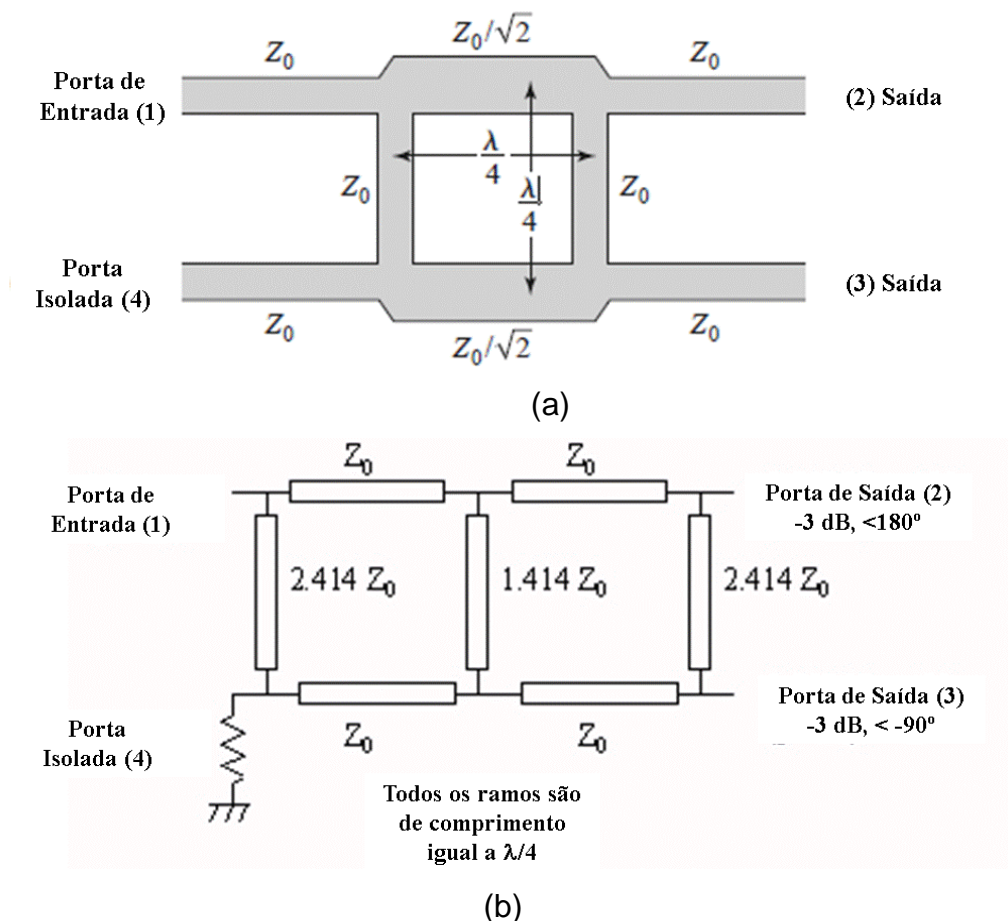
<https://www.globalcommhost.com/rogers/acs/techsupporthub/en/calculatorMW1.php>.

A Figura 2a apresenta uma geometria dedo acoplador híbrido em quadratura, bem como as impedâncias dos segmentos de linha. Os segmentos de linha verticais ( $Z_V$ )

apresentam impedância igual a  $Z_0$  enquanto que os segmentos horizontais ( $Z_H$ ) apresentam impedância aproximada de 70,7% de  $Z_0$ .

Desde que as impedâncias de todas as portas estejam casadas, a energia aplicada na entrada 1 é dividida uniformemente entre as portas 2 e 3, com uma mudança de fase de  $90^\circ$  entre essas saídas. Nenhuma energia é acoplada à porta 4, sendo assim denominada de porta isolada (Pozar, 2012).

A largura de banda do acoplador pode ser aumentada para uma década ou mais, fazendo uso de múltiplas seções em cascata (Pozar, 2012). Em razão do requisito de comprimento de um  $\frac{1}{4}$  de onda, a largura de banda de um acoplador híbrido de  $90^\circ$  é limitada entre 10% a 20%. Uma descrição do projeto de um acoplador híbrido de duas seções, utilizando o *software* ADS pode ser obtida em Sayeed, *et al.* (2016). A Figura 2b apresenta um acoplador híbrido de  $90^\circ$  ideal de duas seções (Microwavel01,2021).



**Figura 2. Geometria de um Acoplador Híbrido de  $90^\circ$  de uma seção (a). Geometria de um Acoplador Híbrido de  $90^\circ$  de duas seções (b).**

**Fonte: POZAR, figura 7.21, pag. 343 (Pozar, 2012).**

*Fonte: Microwave101.com (Microwavel01,2021).*

Em baixas frequências pode-se utilizar para o projeto de dispositivos e circuitos lineares parâmetros de impedância, admitância ou híbridos. Porém estes parâmetros tendem a não ser precisos em micro-ondas pois são obtidos através da relação tensão e corrente medidos na entrada e saída dos dispositivos. A razão é porque são medidos com terminações de curto-circuito ou de circuito aberto, quando capacitâncias e indutâncias parasitas são introduzidas, comprometendo as medições (Pozar, 2012). Assim sendo, é comum o uso de parâmetros de espalhamento (*scattering parameters - S*), cujas medidas apresentam maior correlação com montagens experimentais, utilizando-se terminações casadas na entrada e saída do circuito, sendo válidas para todo o espectro eletromagnético (Hong, Lancaster, 2001).

Os parâmetros  $S$  para um quadripolo são definidos como:

- a)  $S_{11}$  – coeficiente de reflexão de tensão no acesso 1 com a saída casada com relação a  $Z_0$ ;
- b)  $S_{22}$  – coeficiente de reflexão de tensão no acesso 2 com a entrada casada com relação a  $Z_0$  e  $V_g = 0$ ;
- c)  $S_{21}$  – coeficiente de transmissão direta com a saída casada com relação a  $Z_0$ ; o ganho de tensão direta do quadripolo;
- d)  $S_{12}$  – coeficiente de transmissão reversa com a entrada casada com relação a  $Z_0$  e  $V_g=0$ ; ou, isolação do quadripolo.

Onde  $Z_0$  é a impedância de referência e  $V_g$  a tensão do gerador utilizado.

Apesar de uma topologia aparentemente simples, a análise da propagação dos campos elétrico e magnético ao longo das *microstrips*, dos efeitos eletromagnéticos nas junções das trilhas e acoplamentos, tanto em trechos retos como curvos, principalmente em frequências de micro-ondas, demandam cálculos extremamente complexos, podendo ser facilitadas com a utilização de ferramentas de projeto assistido por computador (CAD) (Pozar, 2012).

O objetivo deste artigo é o desenvolvimento do projeto de um de acoplador direcional híbrido de  $90^\circ$ , via CAD, para a frequência central de 2,45 GHz. Para auxiliar o projeto é utilizado o software comercial ADS 2015 da Keysight (Keysight ,2016). O artigo apresenta o projeto de acoplador híbrido de uma e duas seções. Conforme os resultados

apresentados neste artigo, os efeitos eletromagnéticos, dimensões e junções dos trechos e dos cálculos das impedâncias, resultam em um projeto mais desafiador quando é adicionada uma nova seção ao acoplador híbrido. Entretanto, os resultados apresentados também demonstram que a adição de mais uma seção resulta em uma resposta de banda larga do acoplador, quando comparado ao de seção única.

Além desta breve introdução, o capítulo 2 apresenta as premissas do projeto e os cálculos de impedância e dimensionamento dos trechos de *microstrip* para os acopladores de seção única e duas seções. O capítulo 3 apresenta a construção dos acopladores, as simulações, correções para compensar efeitos indesejáveis e discussão dos resultados obtidos. A seção 4 encerra o artigo com os comentários finais.

## 2. MATERIAIS E MÉTODOS

As especificações e premissas utilizadas para o projeto dos acopladores híbridos em quadratura, de banda estreita e banda larga, são apresentados na Tabela I.

TABELA I  
ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DOS ACOPLADORES

Parâmetros	Valores
<b>Características</b>	
Frequência Central de Operação	2,45 GHz
$Z_0$	50 $\Omega$
Tecnologia	<i>Microstrip line</i>
<b>Topologias</b>	
Acoplador <i>branchline</i> com seção única (banda estreita)	
Acoplador <i>branchline</i> com 2 seções (banda larga)	
<b>Substrato</b>	
$\epsilon_r$	4,6
H	0,8 mm
$\tan(\delta)$	0,002
<b>Metalização em Cobre</b>	
$\sigma$	$5,8 \times 10^7$ S/m
t	17 mm

### A. DIMENSIONAMENTO DE ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° DE UMA SEÇÃO



Para o dimensionamento dos trechos de *microstrip* utilizados no projeto do acoplador híbrido de 1 seção, será utilizada a ferramenta de dimensionamento de linha Linecalc do ADS. A Figura 3 apresenta os resultados do cálculo, considerando-se a impedância de referência de  $50 \Omega$  conforme as equações (1) e (2) e as especificações apresentadas na Tabela I.

$$Z_V = Z_0 = 50 \Omega \quad (1)$$

$$Z_H = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \cong 35,36 \Omega \quad (2)$$

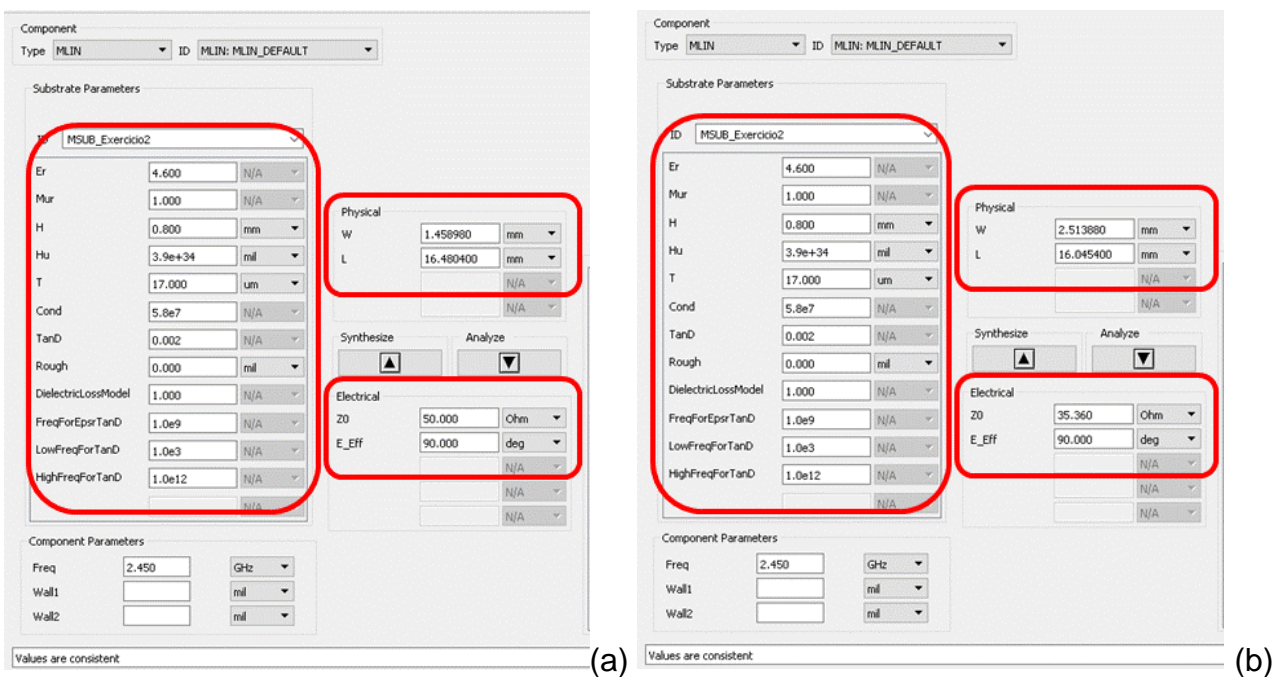


Figura 3. Dimensionamento dos Trechos de Linha  $Z_V$  (a) e  $Z_H$  (b)

A Tabela II apresenta o resumo das dimensões de largura (W) e comprimento (L) dos segmentos de linha.

TABELA II  
 DIMENSÕES DAS LINHAS DO ACOPLADOR DE UMA SEÇÃO

Mstrip	Z (Ohms)	W (mm)	L (mm)
$Z_V$	50	1.46	16.48
$Z_H$	35.36	2.51	16.05

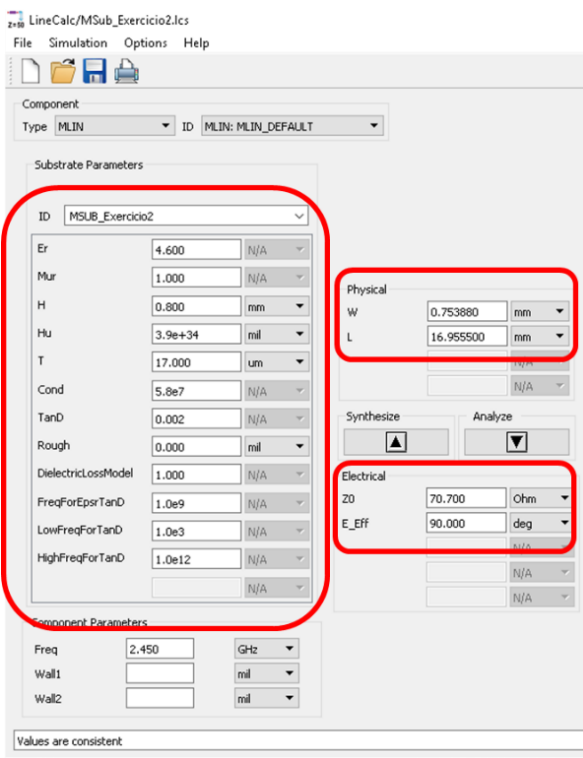
## B. DIMENSIONAMENTO DE ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° DE DUAS SEÇÕES

Para o dimensionamento dos trechos de *microstrip* utilizados no projeto do acoplador híbrido de 2 seções, será utilizada a mesma ferramenta Linecalc do ADS. A Figura 4 apresenta os resultados do cálculo, considerando-se a impedância de referência de 50 Ω conforme as equações (3) a (5) e as especificações apresentadas na Tabela I.

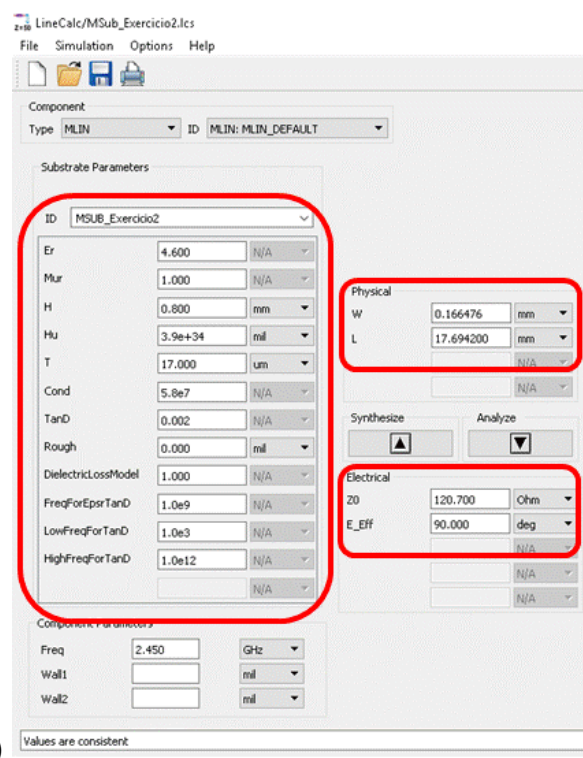
$$Z_H = Z_o = 50\Omega \quad (3)$$

$$Z_V = \frac{Z_o}{(\sqrt{2}-1)} = 2,414 * Z_o = 120,70 \Omega \quad (4)$$

$$Z_{VC} = \sqrt{2} * Z_o = 1,414 * Z_o = 70,70 \Omega \quad (5)$$



(a)



(b)

Figura 4. Dimensionamento dos Trechos de Linha  $Z_{VC}$  (a) e  $Z_V$  (b)

A Tabela III apresenta o resumo das dimensões de largura (W) e comprimento (L) dos segmentos de linha.

TABELA III



### DIMENSÕES DAS LINHAS DO ACOPLADOR DE DUAS SEÇÕES

Mstrip	Z (Ohms)	W (mm)	L (mm)
$Z_0$	50	1.46	16.48
$Z_{VC} = 1,414 \cdot Z_0$	70.70	0.75	16.96
$Z_V = 2,414 \cdot Z_0$	120.70	0.17	17.69

### 3. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A introdução dos parâmetros, desenvolvimento, simulações e resultados para o acoplador de uma seção são apresentados neste capítulo.

#### A. PROJETO DE ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° DE UMA SEÇÃO

Com as dimensões dos segmentos de linha obtidos conforme Tabela II, o próximo passo é a elaboração do circuito esquemático no ADS. A Figura 5 apresenta o circuito, juntamente com a definição dos parâmetros do substrato a ser utilizado, as portas e cargas para simulações dos parâmetros S.

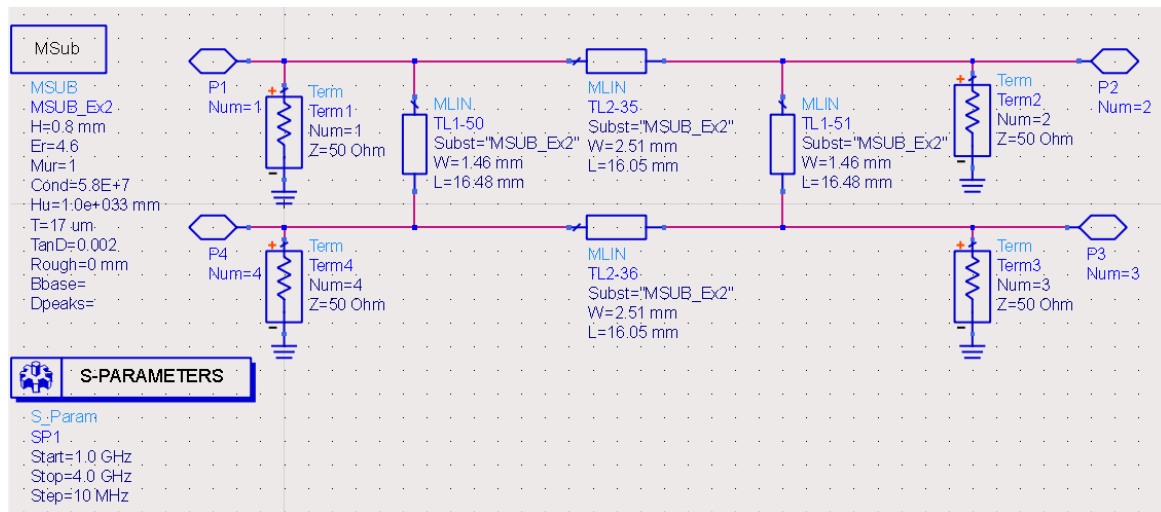


Figura 5. Esquemático do Acoplador Híbrido de 1 Seção no ADS.

A Figura 6 apresenta os resultados da simulação dos Parâmetros S para esse circuito. Pode-se observar pela Figura 4a que todas as portas estão sintonizadas em 2.45 GHz. Conforme a Figura 4b, na frequência central a potência é igualmente dividida entre as portas 2 e 3 (potência aproximadamente 3 dB abaixo em cada uma). Na Figura 4d as

marcas m5 e m6 apresentam as defasagens previstas de  $+90^\circ$  e  $-90^\circ$  (ou  $270^\circ$ ) nas saídas das portas 2 e 3, respectivamente.

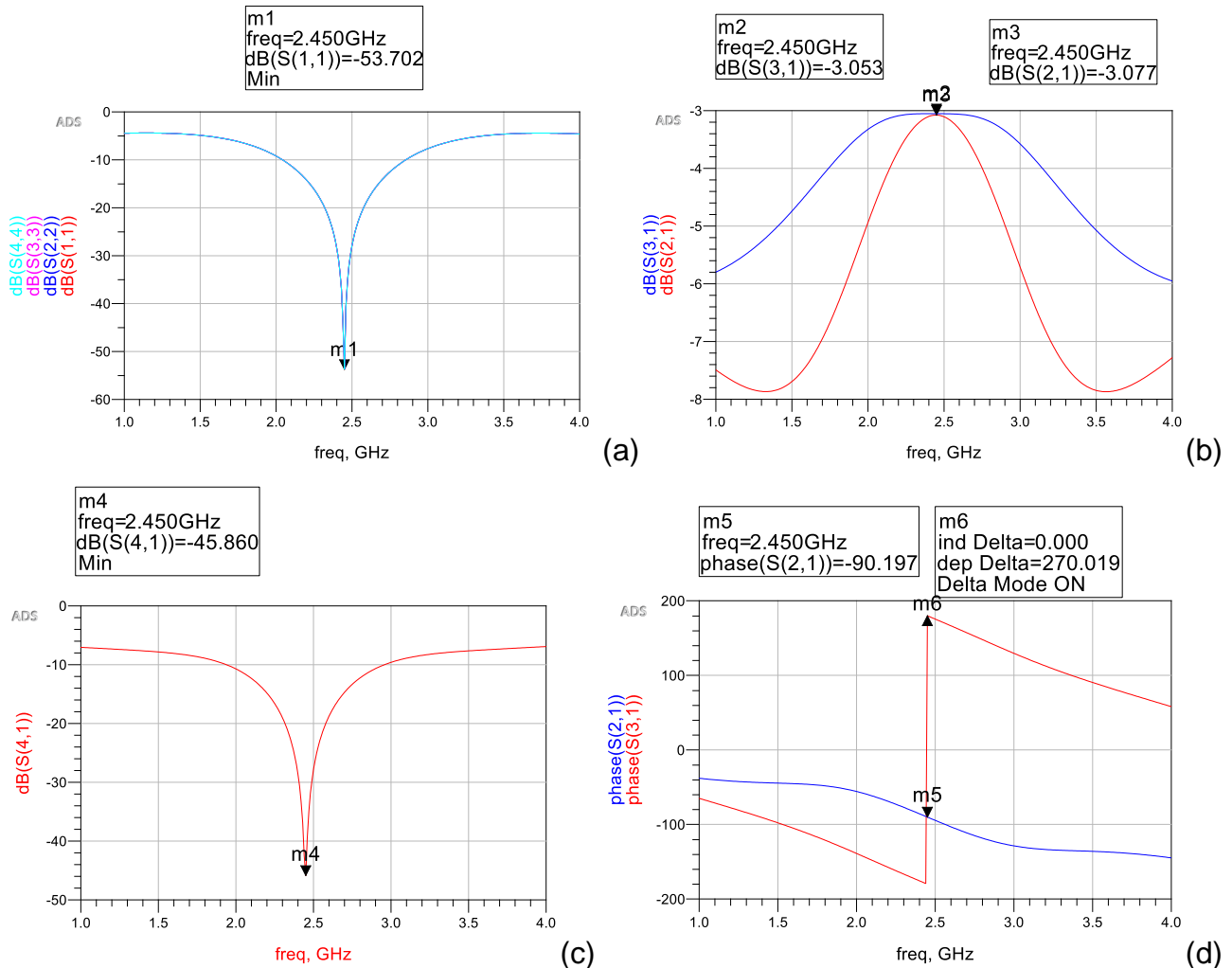


Figura 6. Simulação dos Parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

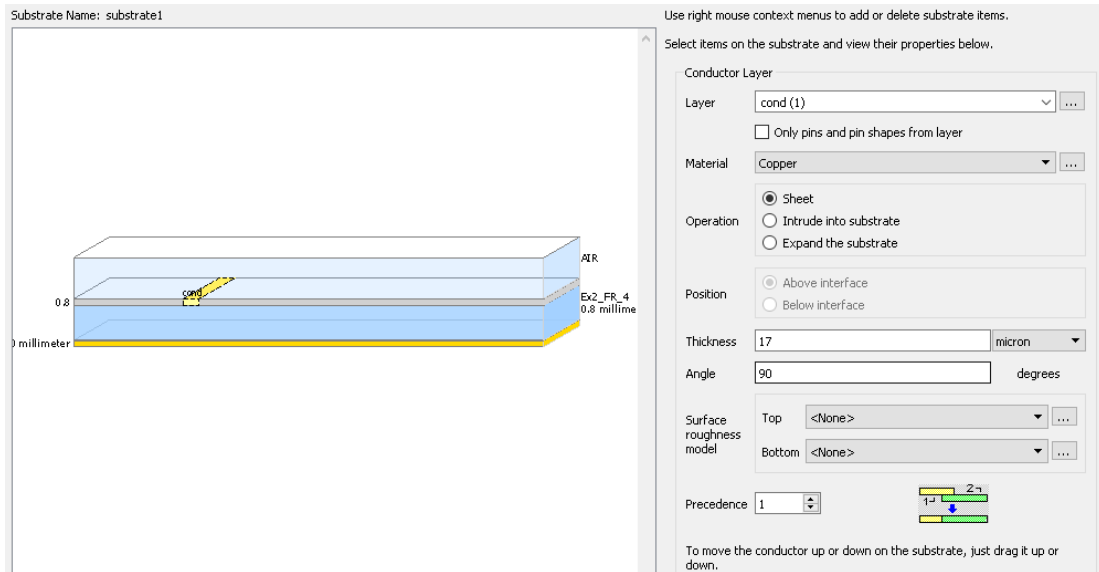
Uma simulação mais precisa dos parâmetros S pode ser obtida através da simulação eletromagnética (EM) do layout do circuito acoplador híbrido. A Figura 7 apresenta os parâmetros configurados do substrato e a camada metalizada, enquanto que a Figura 8 apresenta o layout do acoplador híbrido de 1 seção.

Material		Loss Parameters		
Material Name	Library	Parameter Type	Real	Imaginary
Copper	Arnaldo_USP_lib	Conductivity	5.8e7 Siemens/m	

(a)

Material		Permittivity ( $\epsilon_r$ )			Permeability ( $\mu_r$ )			
Material Name	Library	Real	Imaginary	TanD	Real	Imaginary	Type	
Ex2_FR_4	Arnaldo_USP_Jib	4.6		0.002	1		Svensson/Djordjevic	1 GHz

(b)



(c)

Figura 7. Material condutor (a), dielétrico (b) e parâmetros do Substrato para simulação do layout (c).

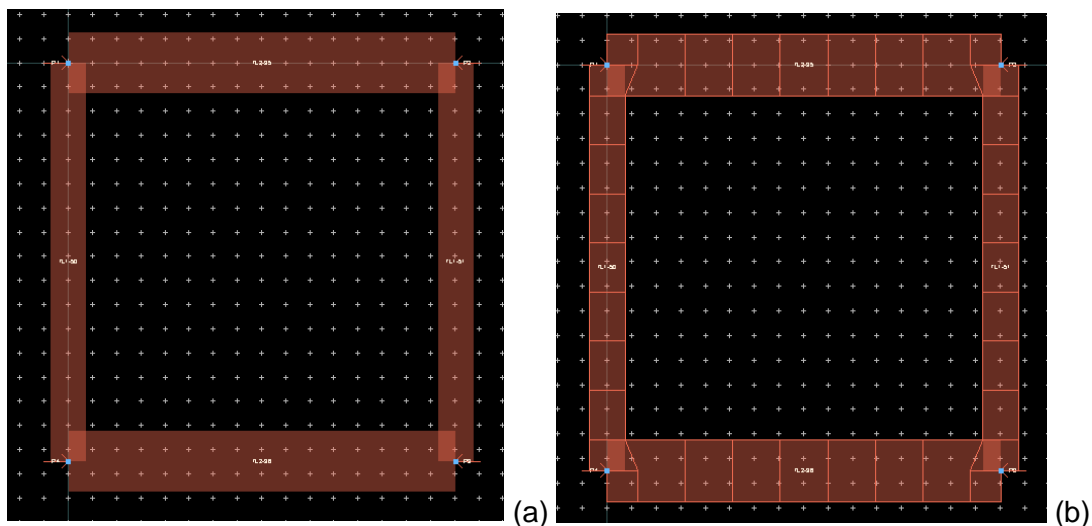


Figura 8. Layout do Acoplador Híbrido (a); Simulação EM (b).

Pode-se observar pela Figura 8 que há uma sobreposição entre os segmentos de linha. A simulação EM foi realizada com 50 pontos.

A Figura 9 apresenta os resultados da simulação dos parâmetros S atualizados.

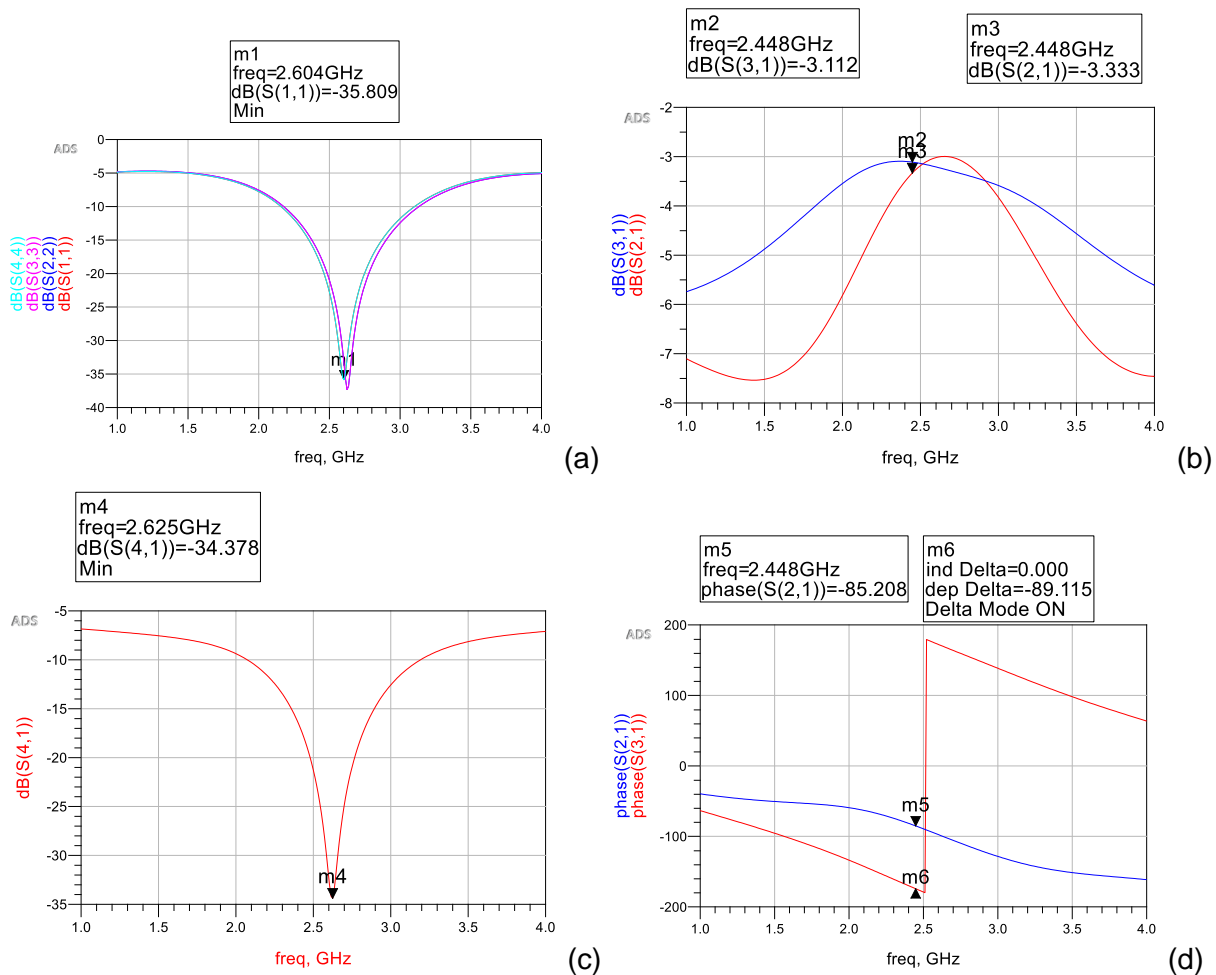


Figura 9. Simulação EM dos parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

De acordo com a Figura 9a, há um deslocamento da frequência central para 2,604 GHz (marca m1), que as portas 2 e 3 não estão mais sintonizadas na mesma frequência central, conforme Figura 7b. Na frequência de 2,45 GHz, as portas 2 e 3 não apresentam mais  $+90^\circ$  e  $-90^\circ$ .

De modo a eliminar a sobreposição dos segmentos de linha, foram adicionados elementos T no esquemático do circuito acoplador híbrido e realizada uma nova simulação.

A Figura 10 apresenta o esquemático atualizado, enquanto que a Figura 11 apresenta os resultados da simulação dos parâmetros S.

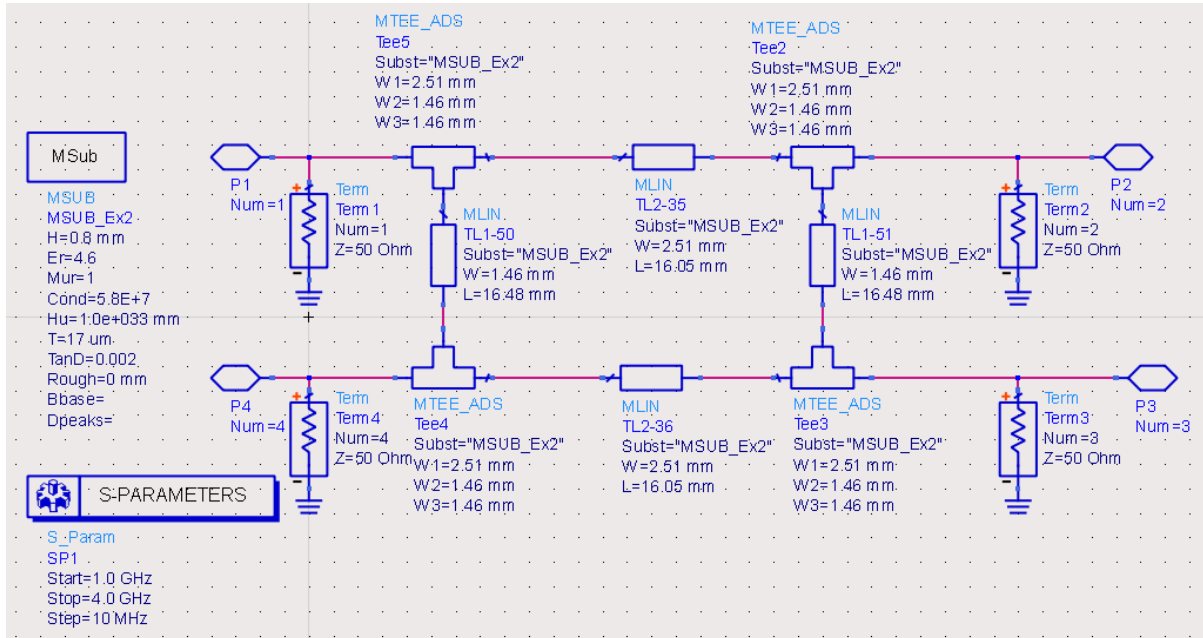
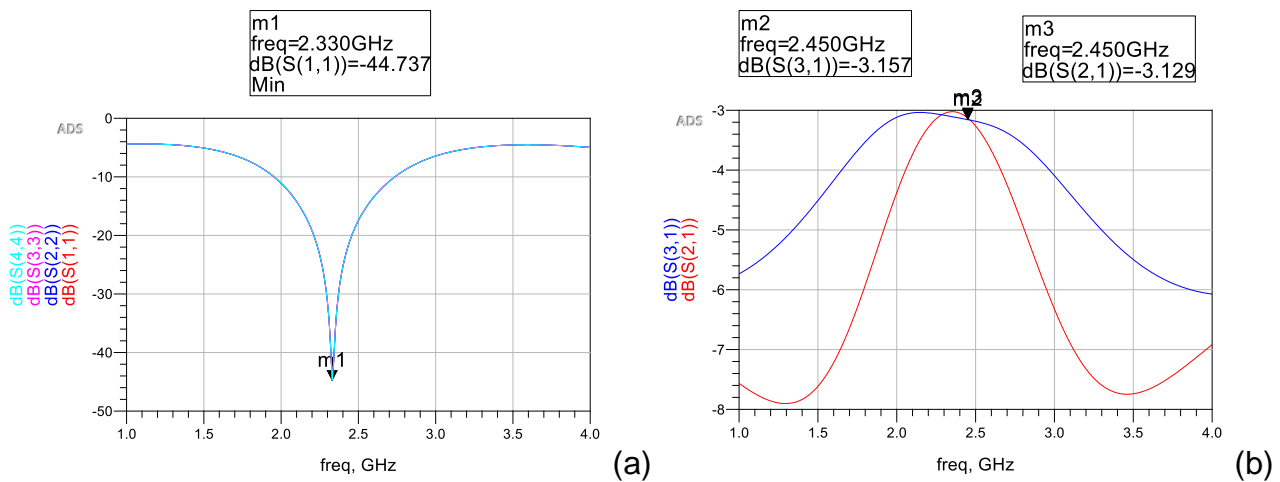


Figura 10. Esquemático do Acoplador Híbrido de 1 Seção com elementos T no ADS.



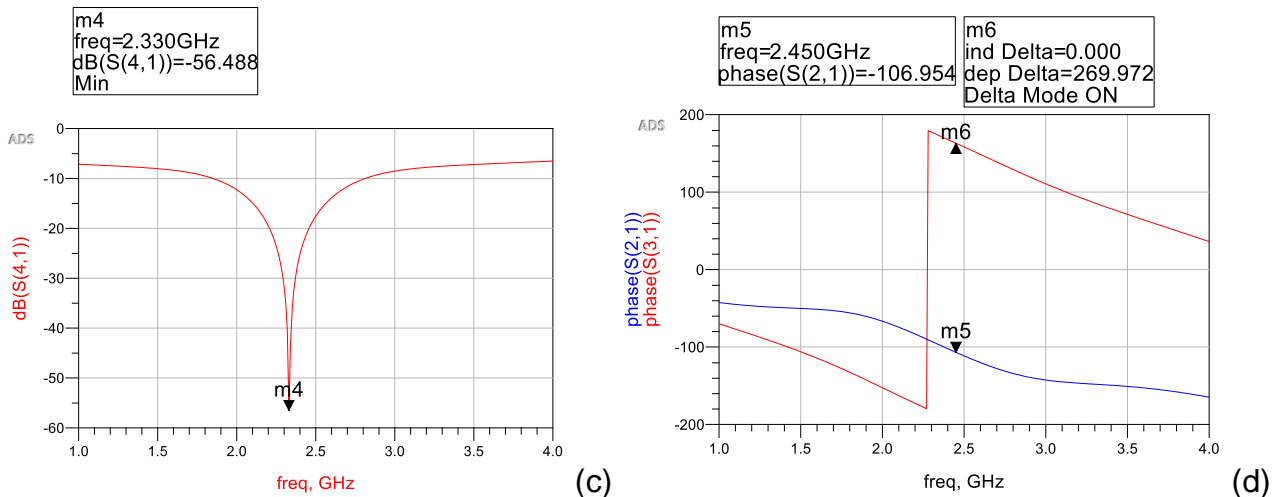


Figura 11. Simulação com elementos T dos parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

Observa-se que apesar de o circuito estar sintonizado na frequência 2,33 GHz (Figura 11a), há uma melhora na resposta das portas 2 e 3 (Figura 11b). As defasagens observadas na Figura 11d estão mais próximas do ideal se comparada com a Figura 9d.

Apesar das melhorias, os elementos T também introduzem um pequeno segmento de linha, conforme apresentado na Figura 12, o que força um redimensionamento dos comprimentos calculados  $Z_H$  e  $Z_V$  utilizados no projeto.

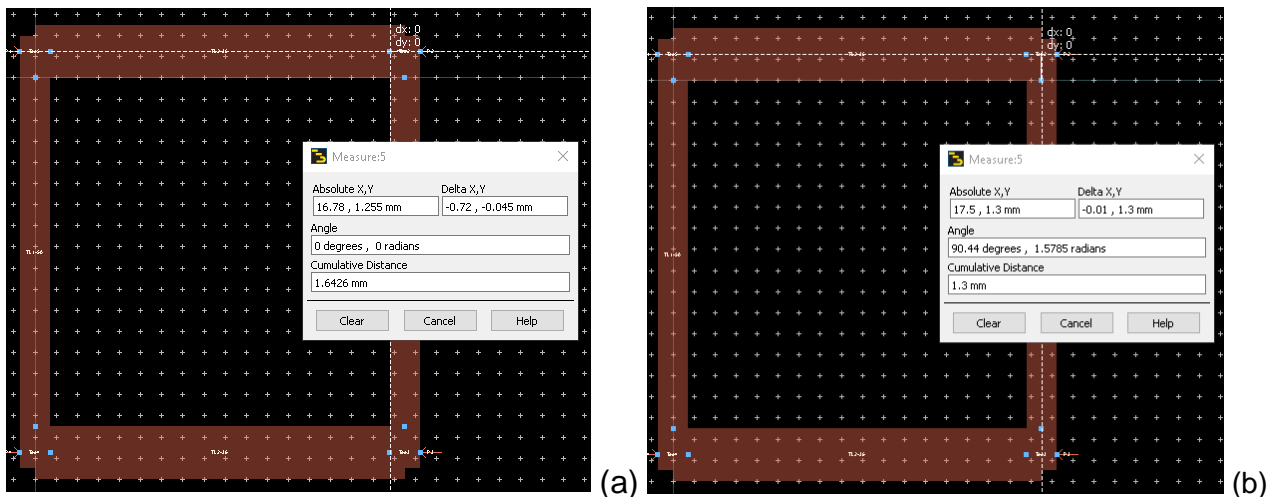


Figura 12. Comprimento introduzido pelo elemento T em  $Z_H$  (a) e  $Z_V$  (b).

Os comprimentos de  $Z_H$  e  $Z_V$  são corrigidos conforme as equações (6) e (7).

$$Z_H = 16,05 - 0,72 - 0,72 = 14,61 \text{ mm}$$

(6)



$$Z_V = 16,48 - 1,30 - 1,30 = 13,88 \text{ mm} \quad (7)$$

A Figura 13 apresenta o diagrama esquemático atualizado com os novos comprimentos dos segmentos de linha.

A Figura 14 apresenta as simulações dos parâmetros S para o esquemático com os comprimentos corrigidos. Pode-se observar que, novamente, a frequência central do acoplador híbrido foi deslocada, agora para 2,620 GHz (Figura 14a) e as portas 2 e 3 não estão mais sintonizadas (Figura 14b).

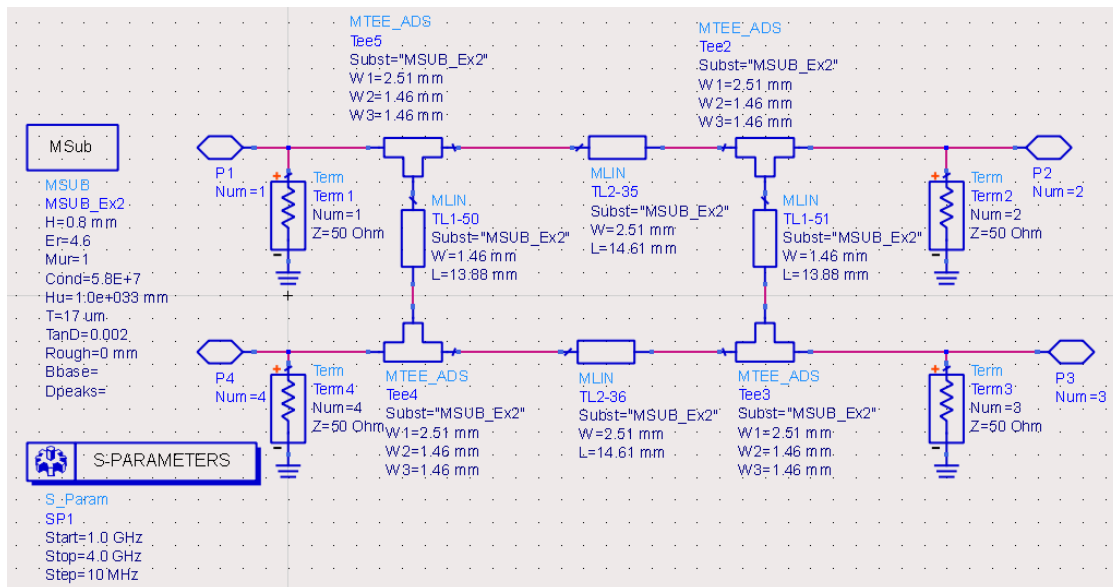
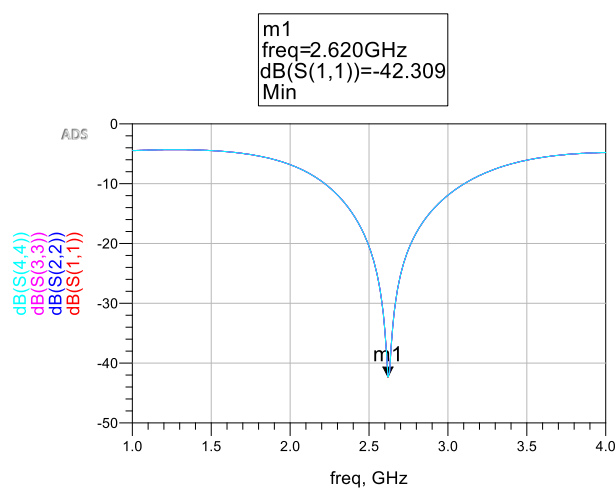
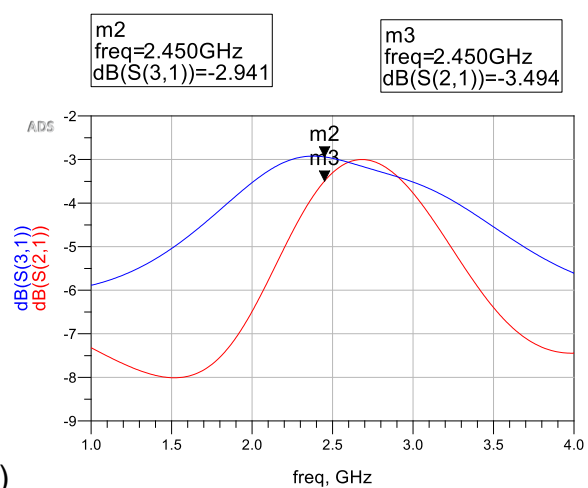


Figura 13. Acoplador Híbrido de 1 Seção com elementos T no ADS com comprimentos corrigidos.



(a)



(b)

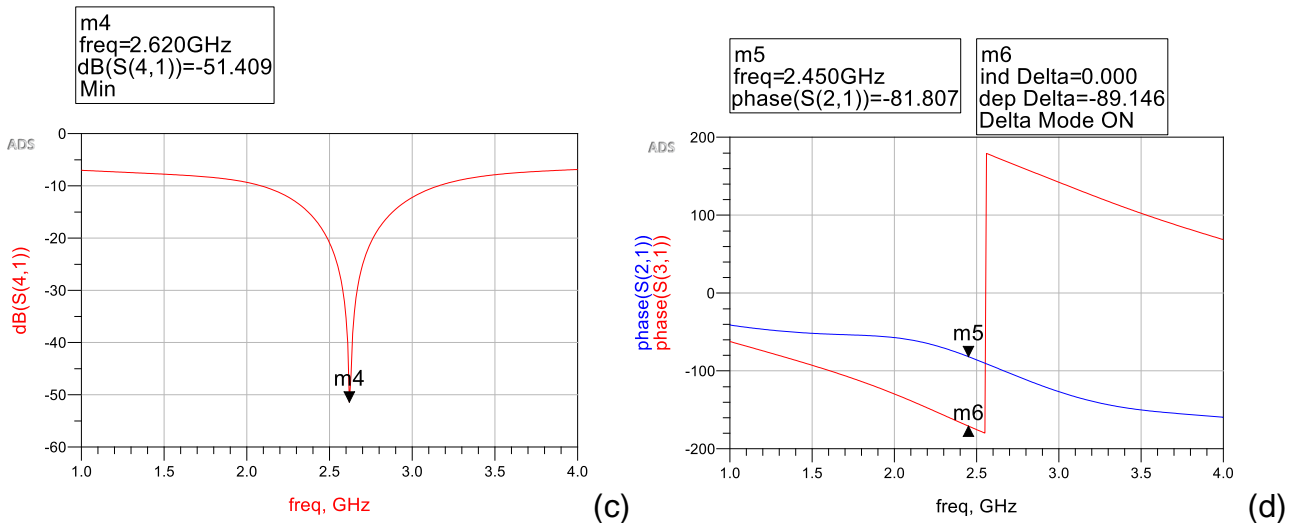
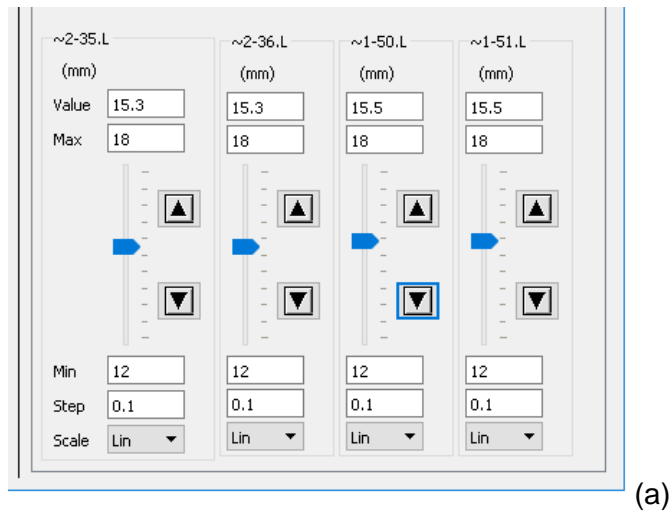


Figura 14. Simulação com elementos T e comprimentos corrigidos dos parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

Com o recurso do Diapasão do ADS, procurou-se ajustar os comprimentos dos segmentos de linha, de modo a obter-se o melhor resultado do acoplador híbrido de uma seção, baseado nos parâmetros S, comparado com a Figura 9. A Figura 15 apresenta os ajustes em sua melhor condição.



(a)

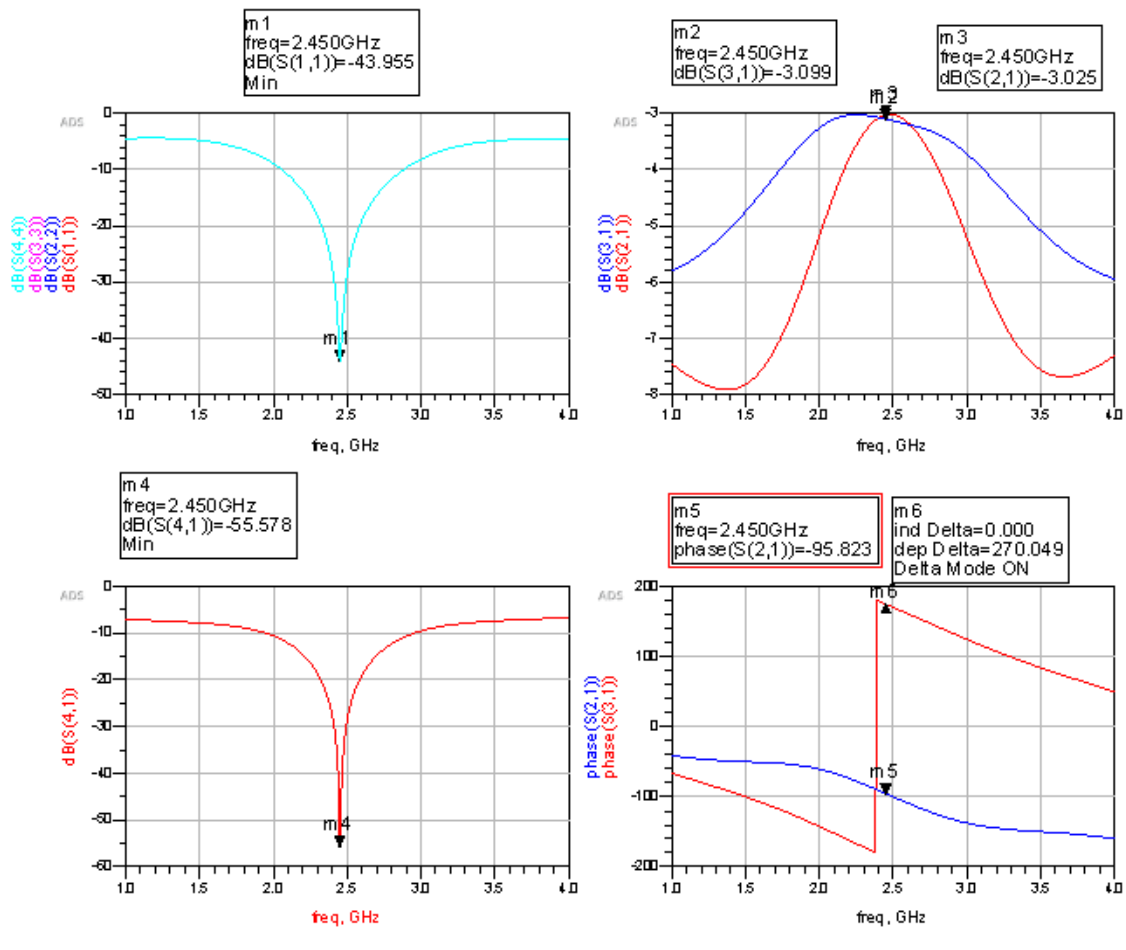


Figura 15. Simulação da Melhor Sintonia do Acoplador com elementos T (a) dos Parâmetros S (b)

A Figura 16 apresenta o esquemático com os valores atualizados após a otimização com a ferramenta de sintonia (Diapasão) do ADS.

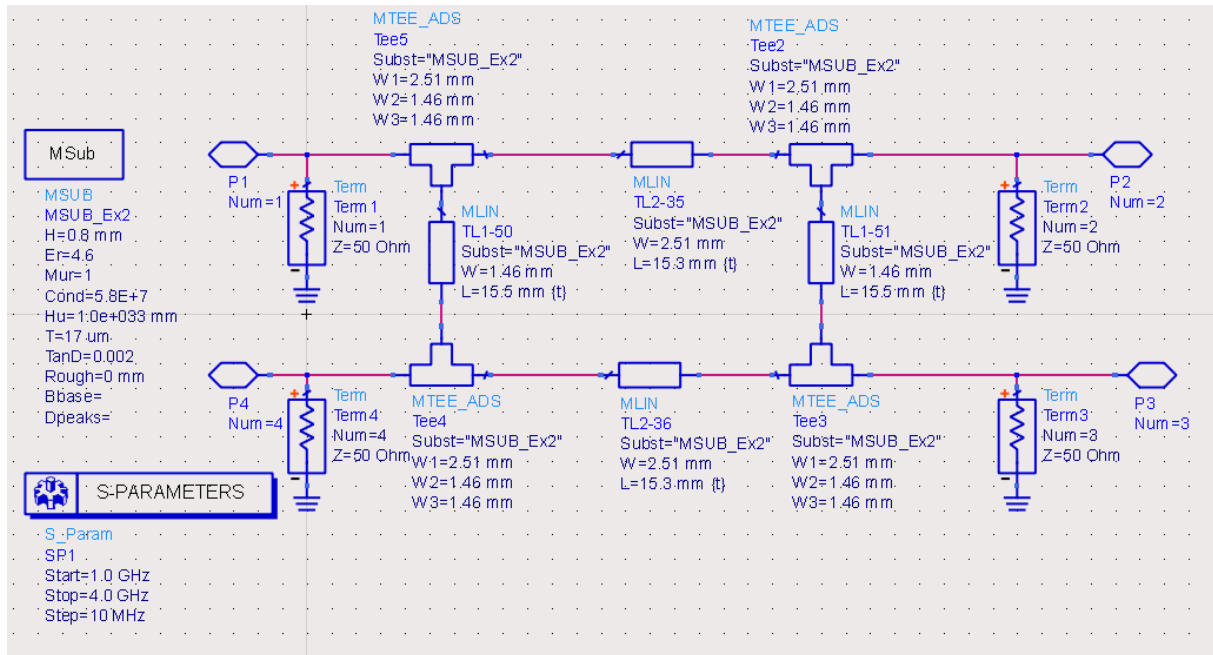


Figura 16. Esquemático do Acoplador Híbrido de 1 Seção com elementos T no ADS com comprimentos das linhas sintonizados.

Os comprimentos sintonizados são apresentados na Tabela IV, a seguir.

TABELA IV  
 DIMENSÕES SINTONIZADAS DAS LINHAS DO ACOPLADOR DE UMA SEÇÃO

Mstrip	Z (Ohms)	W (mm)	L (mm)
$Z_V$	50	1.46	15.50
$Z_H$	35.36	2.51	15.30

Após gerar o layout e executar a análise EM com o esquemático da Figura 16, uma mensagem de erro aparece no ADS, informando que as Portas P1 e P4 estão sobrepostas ao elemento T. Assim sendo, foi adicionado um pequeno trecho de linha 50  $\Omega$  com comprimento  $L = 0,01$  mm entre portas e acoplador para a simulação funcionar sem erros, conforme indicado no esquemático da Figura 17. A Figura 18 apresenta o layout com os segmentos para a simulação EM.

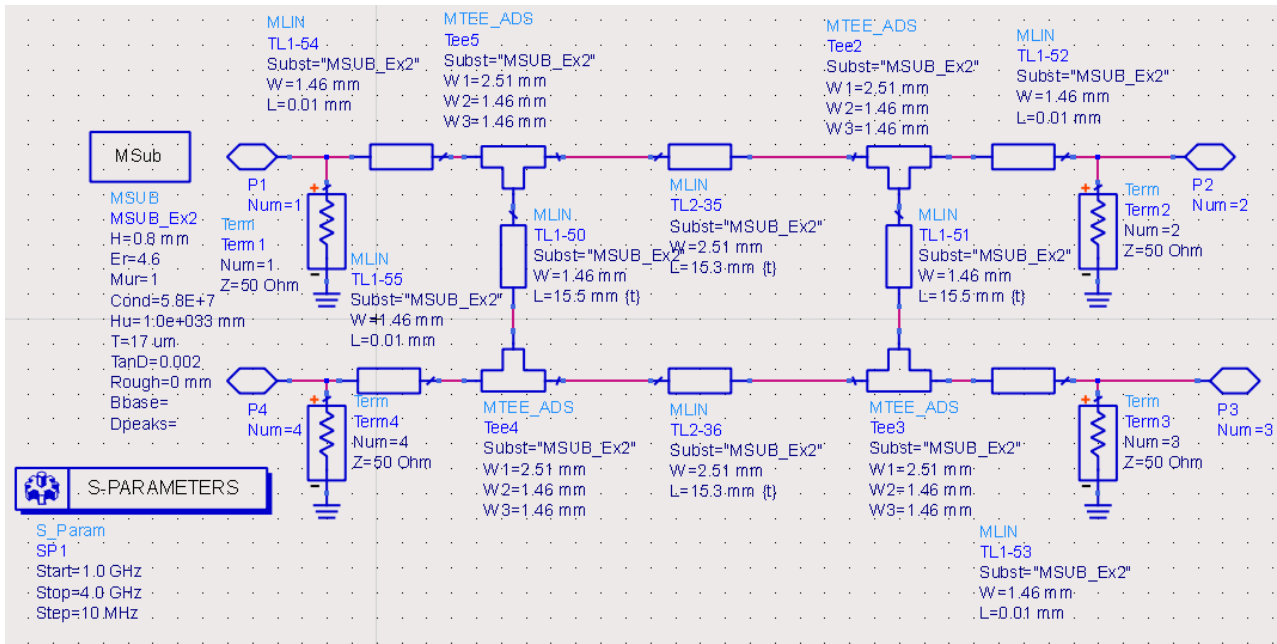


Figura 17. Esquemático Final do Acoplador Híbrido de 1 Seção no ADS.

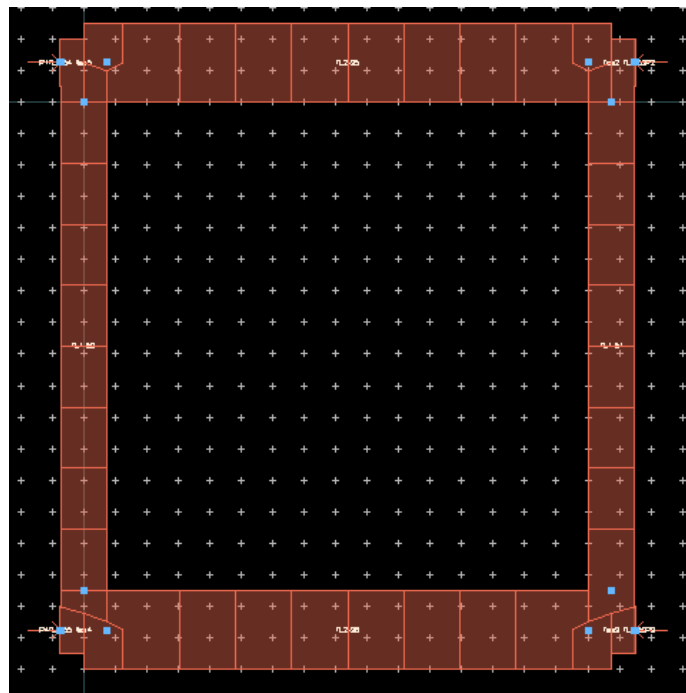


Figura 18. Layout final do Acoplador Híbrido de 1 seção com segmentos para simulação EM.

A Figura 19 apresenta os resultados finais da simulação EM. A Figura 19a mostra que o acoplador está sintonizado na frequência central de 2,45 GHz. Já a Figura 19b apresenta a porta 3 com uma atenuação de 0,347 dB maior que a da porta 2 na frequência central. A rejeição na porta 4 é de 33 dB na frequência de 2,45 GHz, o que é

alto e, apesar de a defasagem da porta 2 ser de  $-98,5^\circ$ , a defasagem entre essa porta e a porta 3 é de  $269,8^\circ$ , conforme apresentado na Figura 19d.

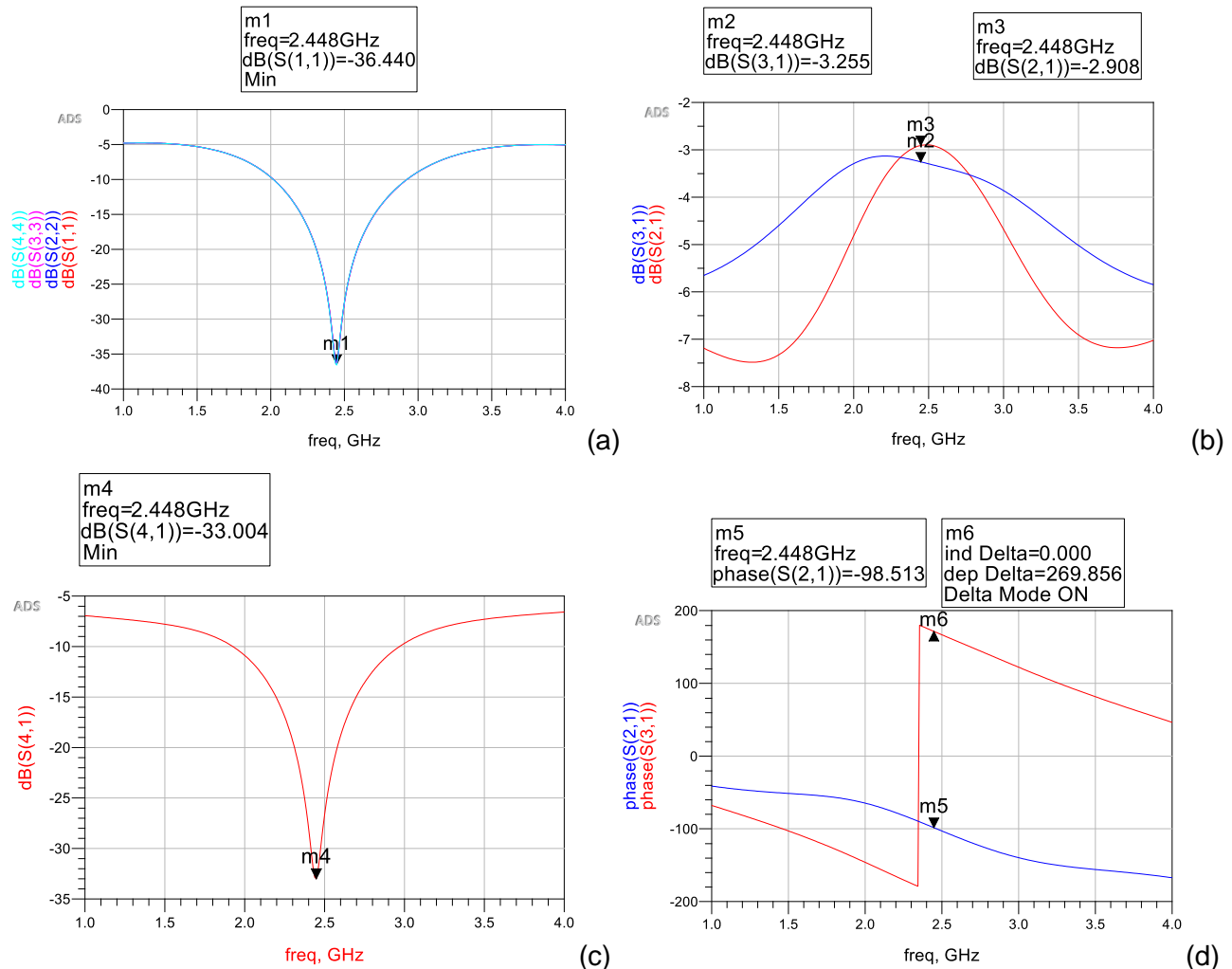


Figura 19. Simulação da Melhor Sintonia do Acoplador com elementos T (a) dos Parâmetros S (b)

## B. PROJETO DE ACOPLADOR HÍBRIDO DE $90^\circ$ DE DUAS SEÇÕES

Com as dimensões dos segmentos de linha calculadas conforme apresentado anteriormente na Tabela III, pode-se elaborar o circuito esquemático no ADS. A Figura 20 apresenta o circuito, juntamente com a definição dos parâmetros do substrato a ser utilizado, as portas e cargas para simulações dos parâmetros S. A Figura 21 apresenta os resultados da simulação dos Parâmetros S para esse circuito.



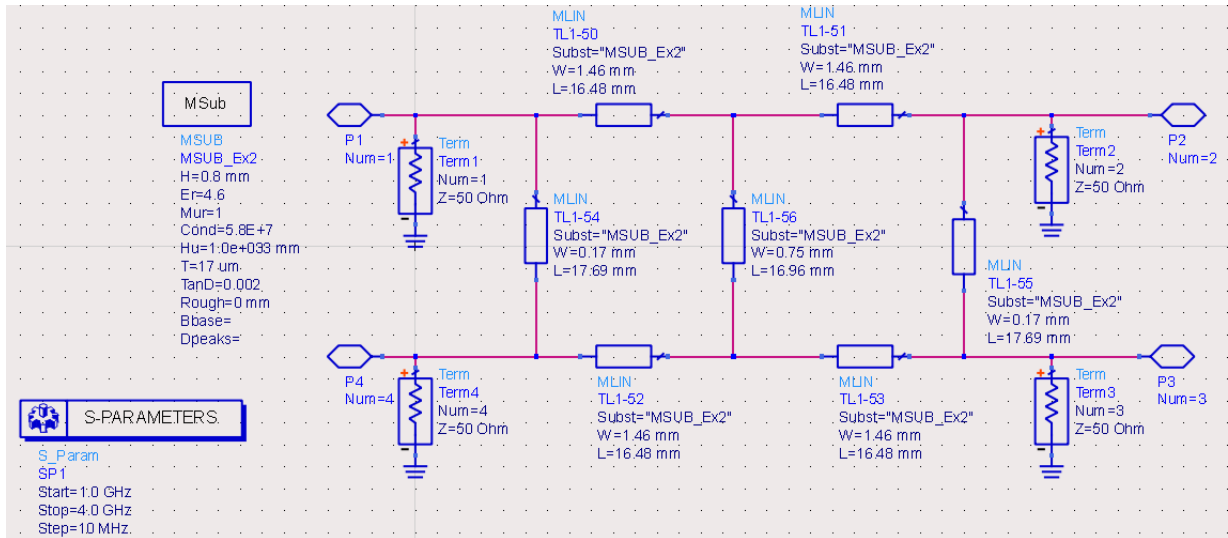


Figura 20. Esquemático do Acoplador Híbrido de 2 Seções no ADS.

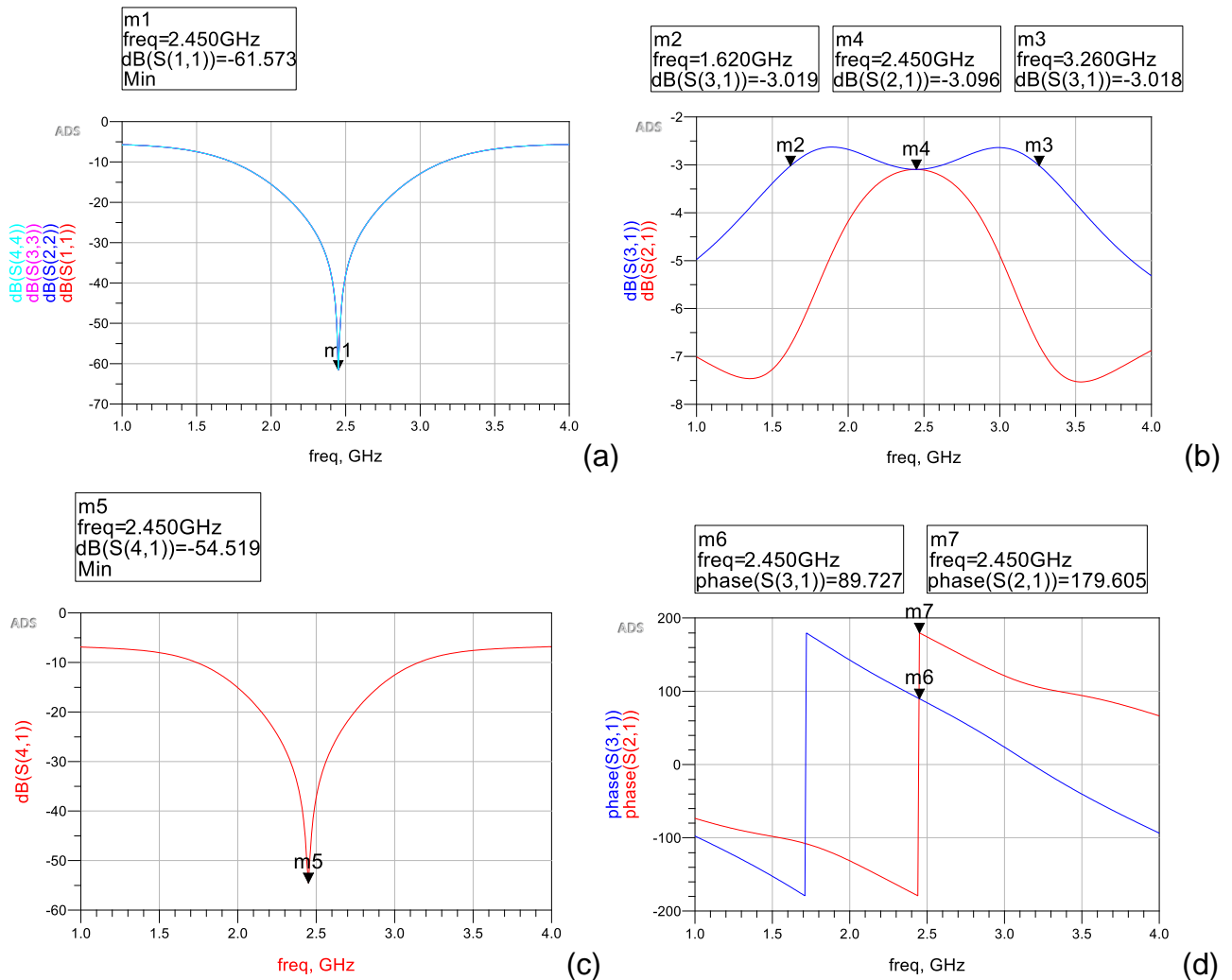


Figura 21. Simulação dos Parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

Pode-se observar pela Figura 21a que todas as portas estão sintonizadas em 2,45 GHz. Conforme a Figura 21b, na frequência central a potência é igualmente dividida entre as portas 2 e 3 (potência aproximadamente 3 dB abaixo em cada uma). As marcas m2 e m3 apresentam uma largura de banda de 1,64 GHz da porta 3. Na Figura 21d as marcas m6 e m7 apresentam a defasagem prevista de  $+90^\circ$  e  $180^\circ$  nas saídas das portas 2 e 3.

Uma simulação mais precisa dos parâmetros S pode ser obtida através da simulação EM do layout do circuito acoplador híbrido. O substrato e camada metalizada são os mesmos definidos para o acoplador híbrido de uma seção, conforme definidos na Tabela 1 e já apresentados na Figura 7. A Figura 22 apresenta o layout do acoplador híbrido de 2 seções.

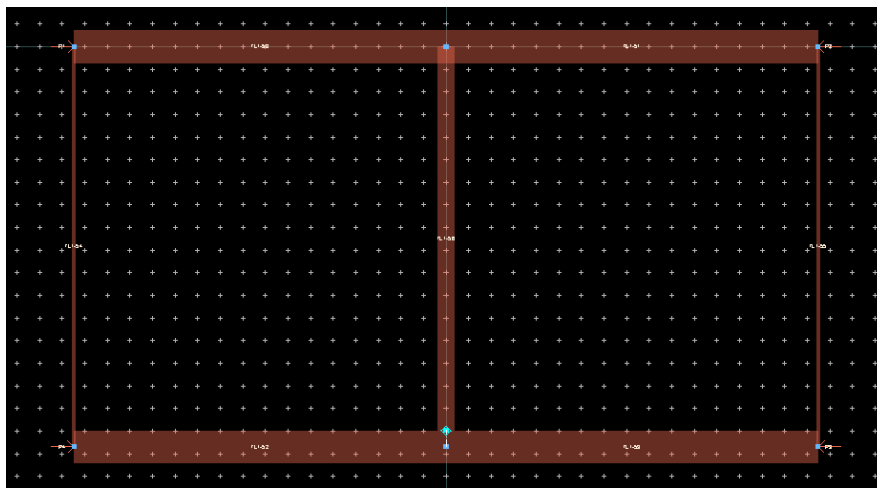


Figura 22. Layout do Acoplador Híbrido de duas seções para 2,45 GHz.

Observa-se pela figura que também ocorre uma sobreposição entre os segmentos de linha, principalmente da impedância central, por ser de comprimento diferente das impedâncias verticais das extremidades. A simulação EM foi realizada com 50 pontos.

A Figura 23 apresenta os resultados da simulação dos parâmetros S atualizados. A perda de retorno caiu de -61,6 dB da Figura 21a para -30,9 dB na Figura 23a, com um ligeiro deslocamento para a frequência de 2,49 GHz. A Figura 23d mostra que a defasagem da porta 3 aumentou para  $92^\circ$ , enquanto que a diferença de fase entre as portas 2 e 3 na frequência de 2,45 GHz aumentou para  $270^\circ$ . Assim como para o acoplador híbrido de uma seção, novamente os elementos T foram adicionados ao

circuito de modo a eliminar a sobreposição entre os trechos de linhas, conforme apresentado na Figura 24.

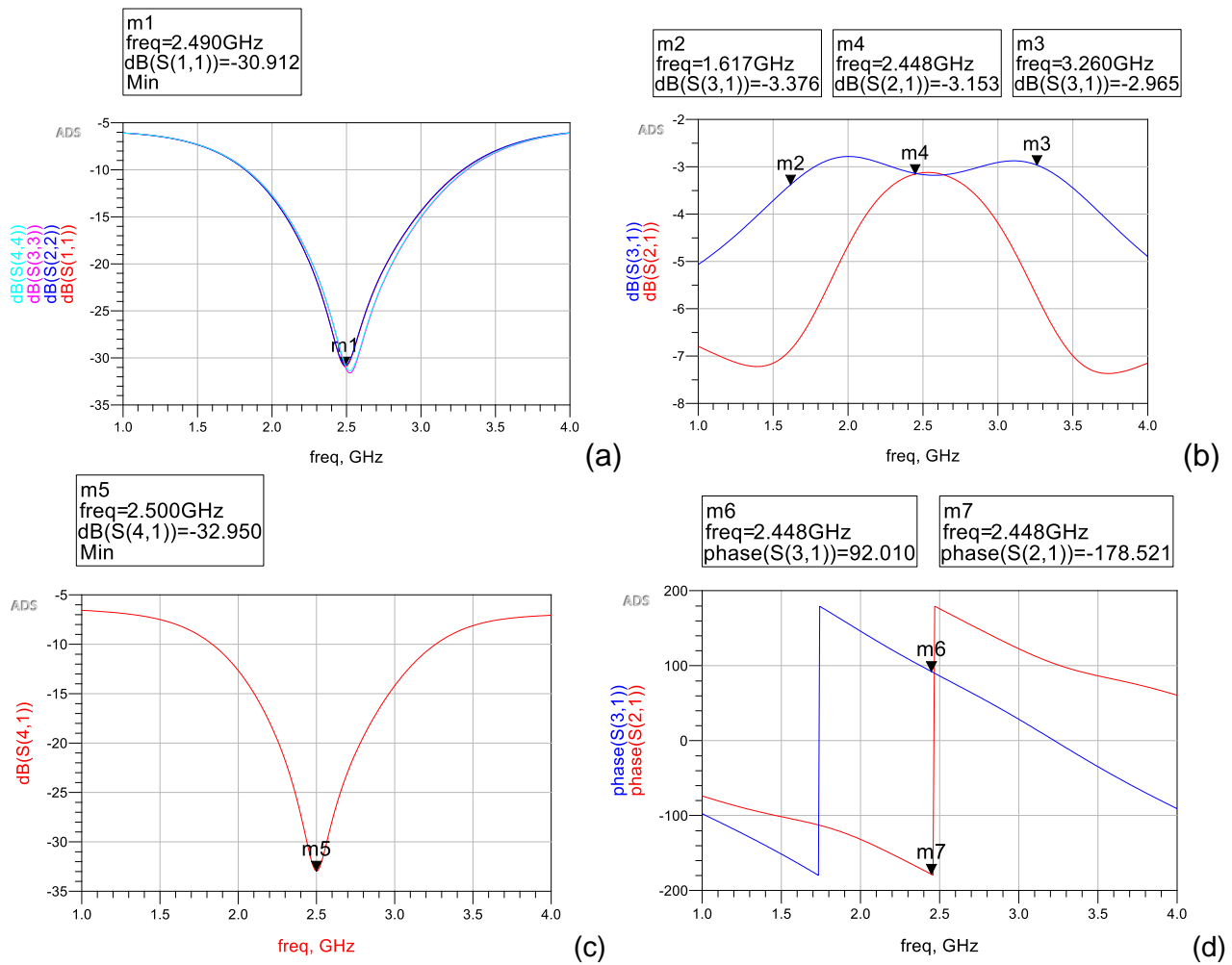


Figura 23. Simulação EM dos parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

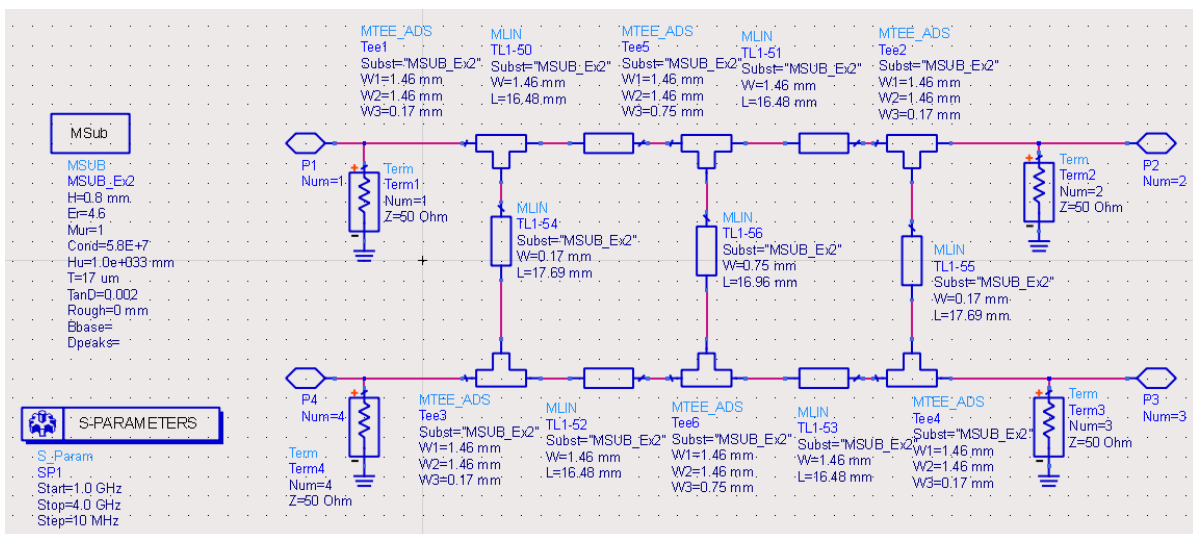


Figura 24. Esquemático do Acoplador Híbrido de 2 Seções com elementos T no ADS.

A Figura 25 apresenta a simulação dos parâmetros S para este novo circuito.

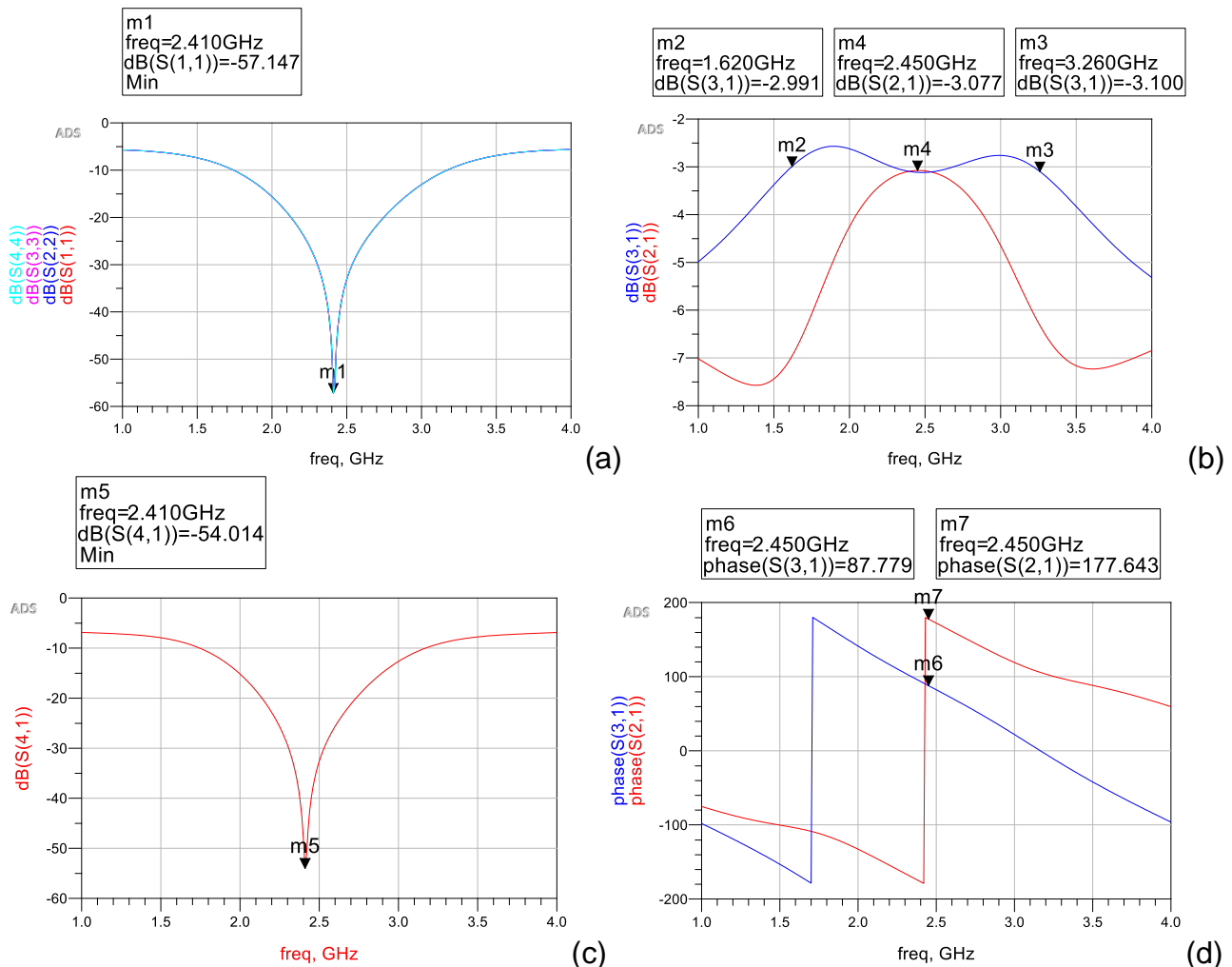


Figura 25. Simulação com elementos T dos parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

A Figura 25a mostra que a nova frequência de sintonia é 2,410 GHz, com perda de retorno acima de 45 dB na frequência central e também na frequência desejada. O gráfico da Figura 25b mostra um comportamento aceitável das portas 2 e 3 com potência igualmente dividida. As defasagens das portas 2 e 3 também estão próximas do valor ideal, conforme apresentado pela Figura 25d.

Devido à diferença de comprimentos das impedâncias  $Z_V$  e  $Z_{VC}$ , há um deslocamento entre as duas seções, ao se gerar o layout do circuito, conforme apresentado na Figura 26.

A tentativa de forçar o layout a uma posição mais harmônica entre os segmentos no momento de geração da análise EM gerou uma mensagem de erro de desalinhamento de pinos sobrepostos. A solução encontrada foi fazer com que o comprimento da linha central  $Z_{VC}$  seja o mesmo das linhas externas  $Z_V$ , mantendo-se a mesma largura, fazendo com que a defasagem causada por ela seja ligeiramente maior do que  $90^\circ$ , conforme apresentado na Figura 27, pelo Linecalc do ADS.

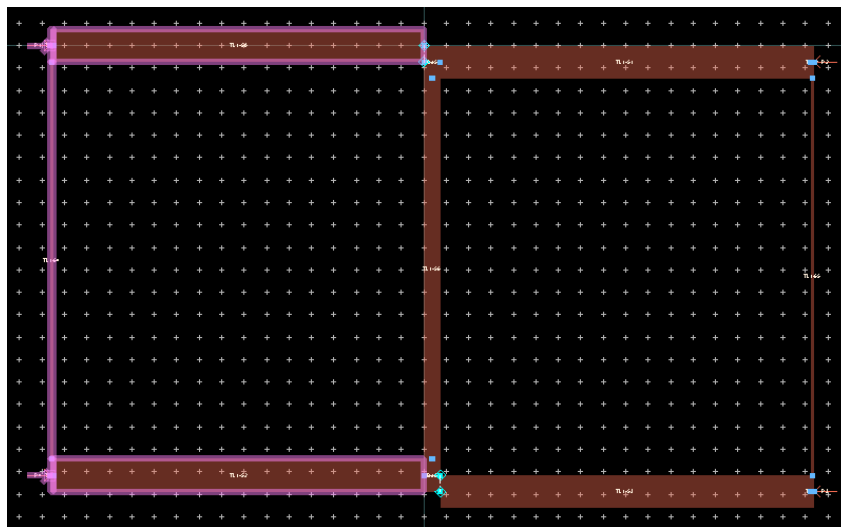


Figura 26. Layout deslocado do Acoplador Híbrido de duas seções.

Component	
Type	MLIN
ID	MLIN: MLIN_DEFAULT
Substrate Parameters	
ID	MSUB_Exercicio2
Er	4.600 N/A
Mur	1.000 N/A
H	0.800 mm
Hu	3.9e+34 mil
T	17.000 um
Cond	5.8e7 N/A
TanD	0.002 N/A
Rough	0.000 mil
DielectricLossModel	1.000 N/A
FreqForEpsrTanD	1.0e9 N/A
LowFreqForTanD	1.0e3 N/A
HighFreqForTanD	1.0e12 N/A
Component Parameters	
Freq	2.450 GHz
Wall1	mil
Wall2	mil
Physical	
W	0.754000 mm
L	17.690000 mm
Synthesize	
Analyze	
Electrical	
Z0	70.694800 Ohm
E_Eff	93.899300 deg
Calculated Results	
K_Eff = 3.255	
A_DB = 0.029	
SkinDepth = 1.335	

Values are consistent

Figura 27. Impedância e Defasagem de  $Z_V$  com novo comprimento.

O circuito corrigido ficou conforme o apresentado na Figura 28, enquanto que o novo layout pôde ser gerado sem deslocamento, conforme mostra a Figura 29.

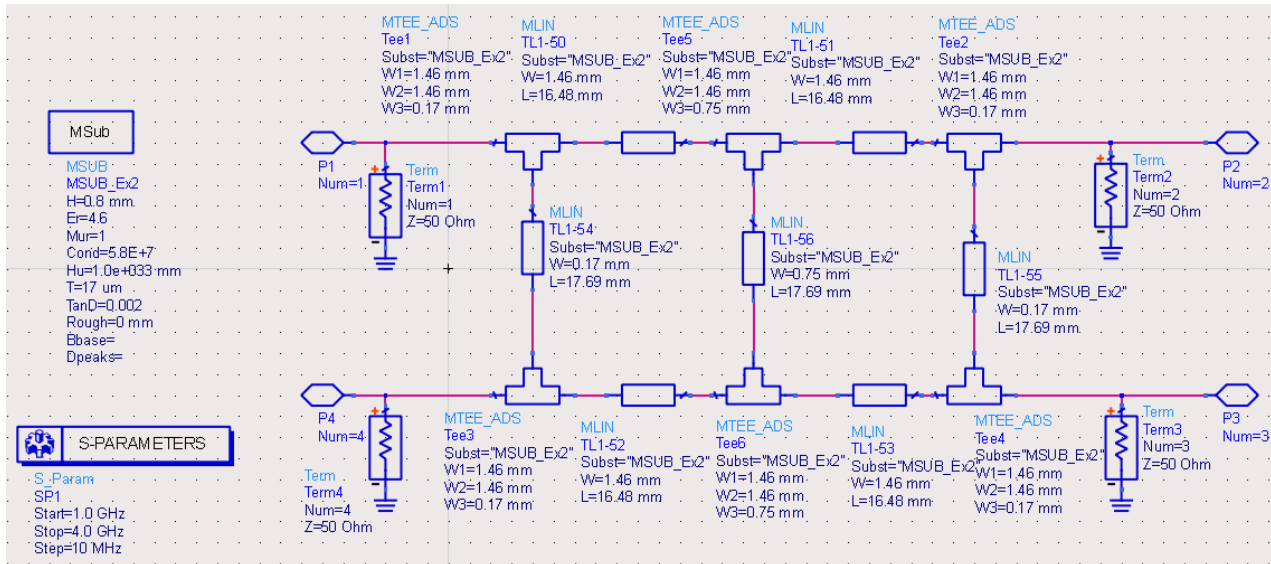


Figura 28. Esquemático do Acoplador Híbrido de 2 Seções com elementos T e  $Z_{Vc}$  alterado, no ADS.

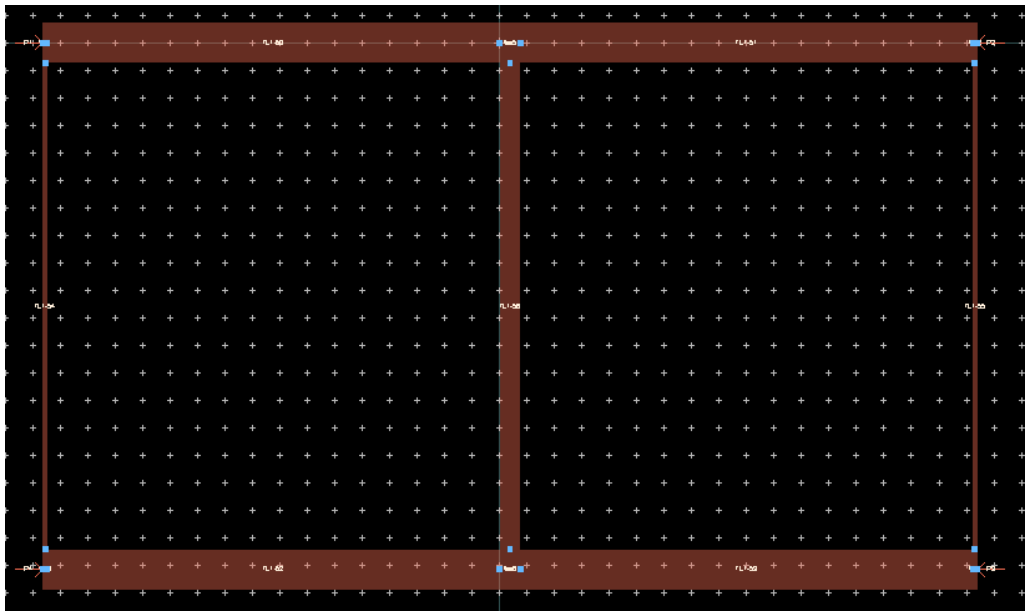


Figura 29. Layout do Acoplador Híbrido de duas seções.

A mesma mensagem de erro relatada apareceu ao se gerar a análise EM do layout. Assim sendo, um pequeno trecho de linha de  $50 \Omega$  é adicionado entre cada porta e



o elemento T correspondente, conforme apresentado no esquemático da Figura 30. Os resultados da nova simulação de parâmetros S é apresentado na Figura 31.

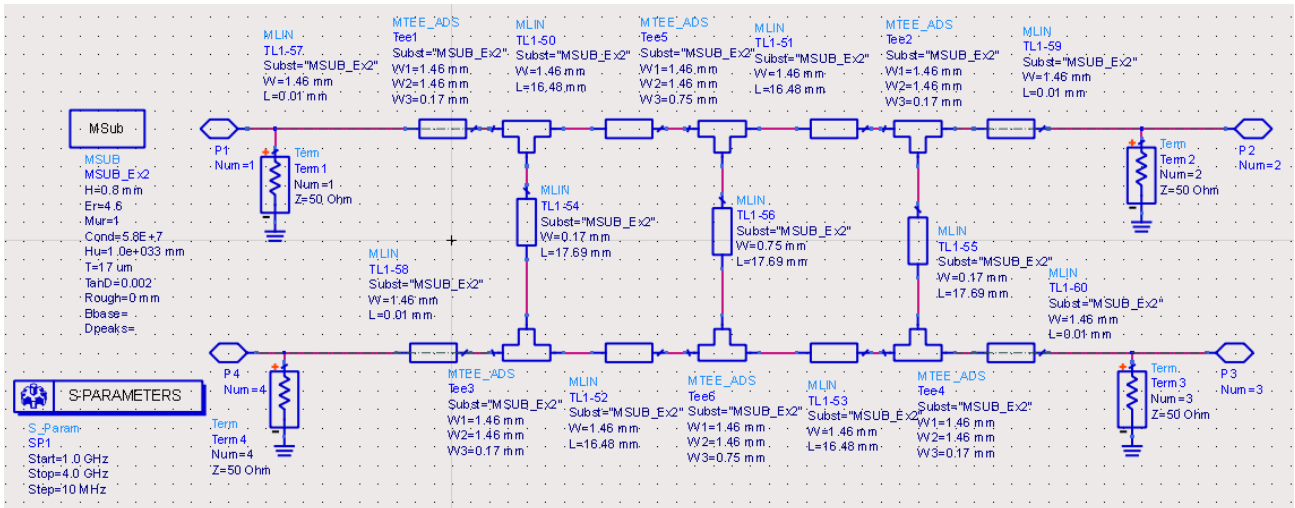
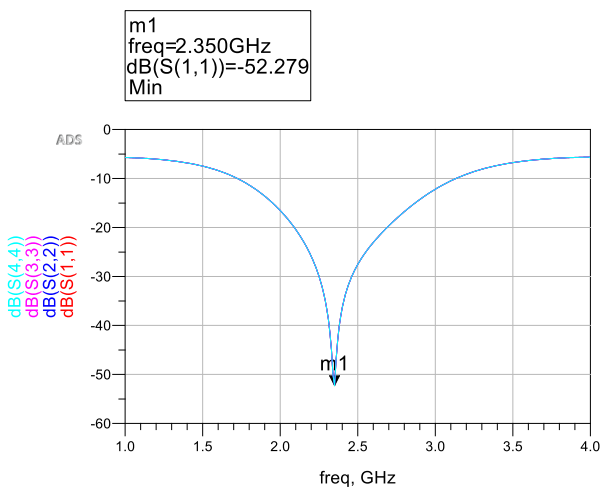
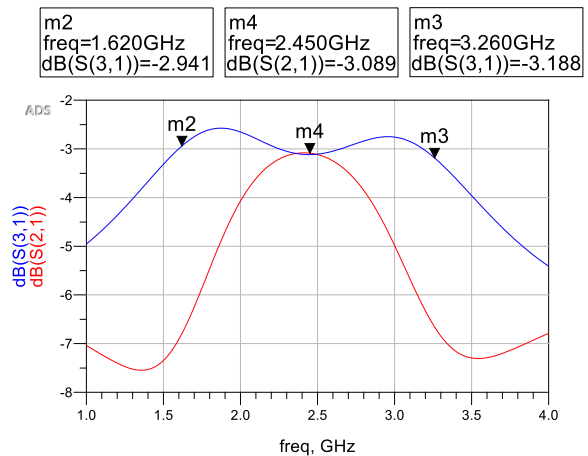


Figura 30. Esquemático do Acoplador Híbrido de 2 Seções com elementos T,  $Z_{vc}$  alterado, e trechos de linha adicionados nas portas, no ADS.



(a)



(b)

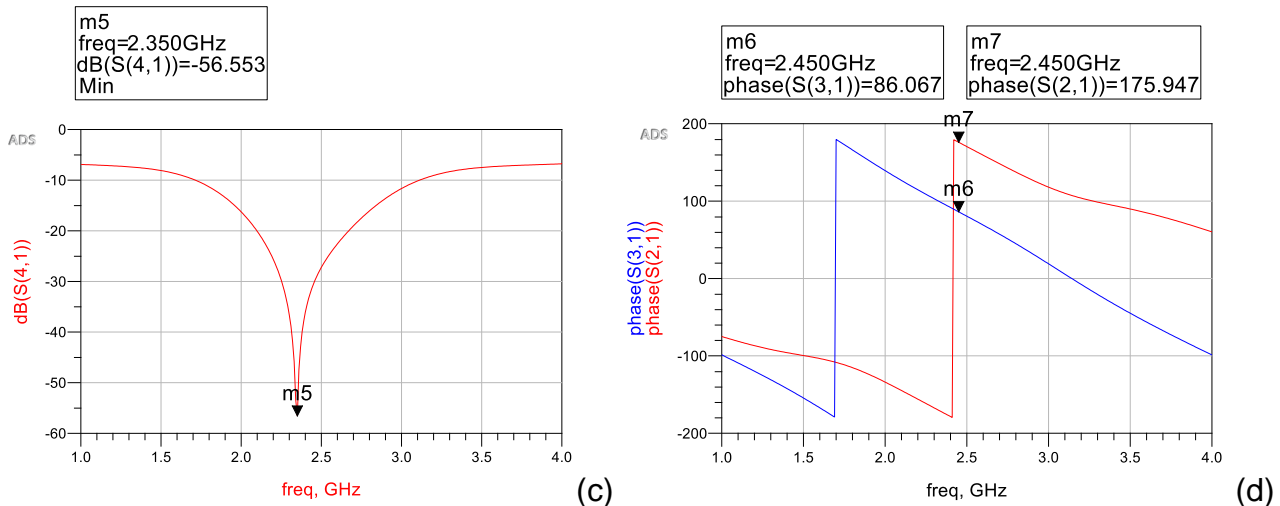


Figura 31. Simulação do Esquemático da Figura 30 dos Parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).

Conforme apresentado na Figura 31a, há um deslocamento para a frequência de 2,35 GHz, enquanto que a defasagem das portas 2 e 3 na frequência desejada de 2,45 GHz são respectivamente de 175,9° e 86°, conforme mostra a Figura 31d.

De modo a trazer o acoplador híbrido de duas seções para a frequência central de 2,45 GHz, utilizou-se a ferramenta de sintonia (diapasão) do ADS para o ajuste das linhas verticais ( $Z_V$  e  $Z_{VC}$ ) do esquemático, conforme apresentado na Figura 32. Em seguida, expandiu-se para todos os segmentos de linha do acoplador híbrido. A Figura 33 apresenta o melhor ajuste obtido das linhas. A Tabela V apresenta as dimensões finais após sintonia.

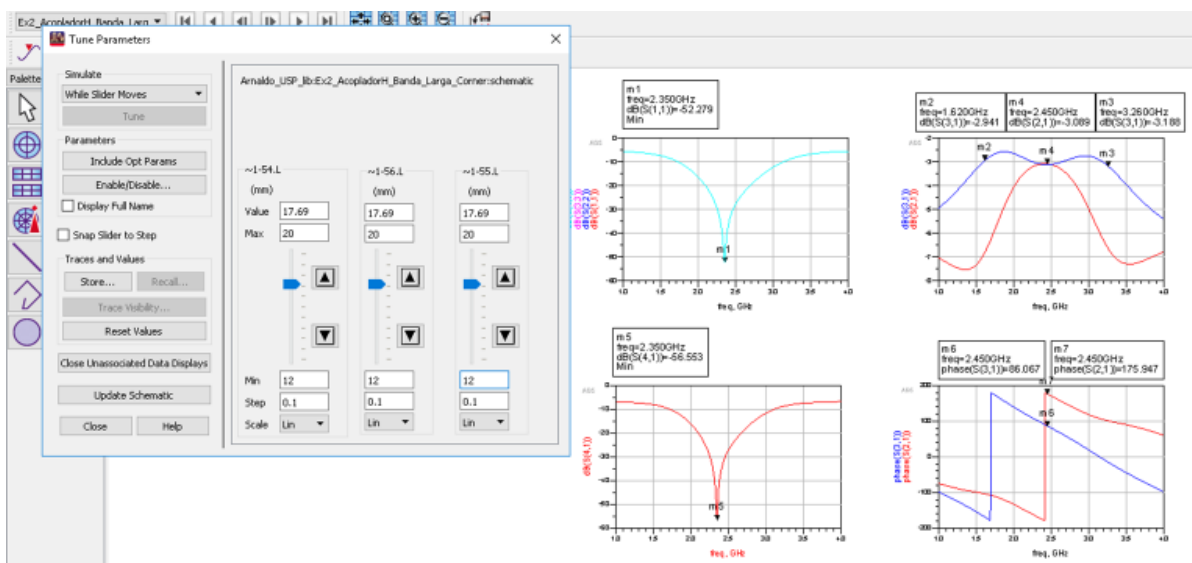


Figura 32. Sintonia das Impedâncias  $Z_V$  e  $Z_{VC}$  do Esquemático da Figura 32.

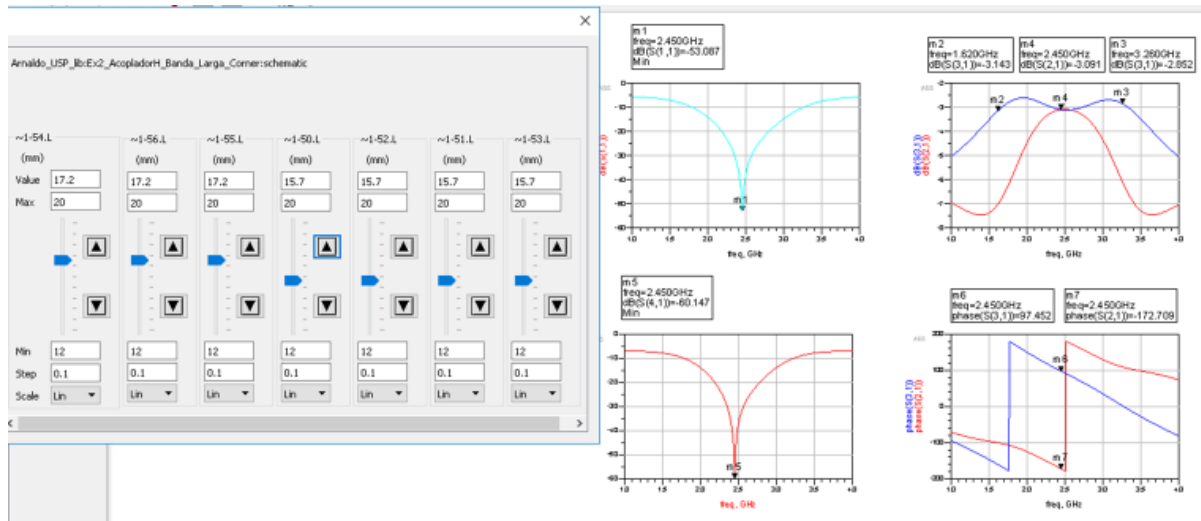


Figura 33. Todas as Impedâncias ajustadas para melhor simulação dos parâmetros S.

TABELA V  
 DIMENSÕES SINTONIZADAS DAS LINHAS DO ACOPLADOR DE DUAS SEÇÕES

Mstrip	W (mm)	L (mm)
$Z_V$	0.17	17.20
$Z_{VC}$	0.75	17.20
$Z_H$	1.46	15.70

Os comprimentos de linha obtidos após sintonia foram atualizados no esquemático do acoplador híbrido de duas seções, conforme apresentado na Figura 34. O layout do circuito é apresentado na Figura 35, enquanto que os resultados finais dos parâmetros S após nova simulação EM são apresentados na Figura 36.

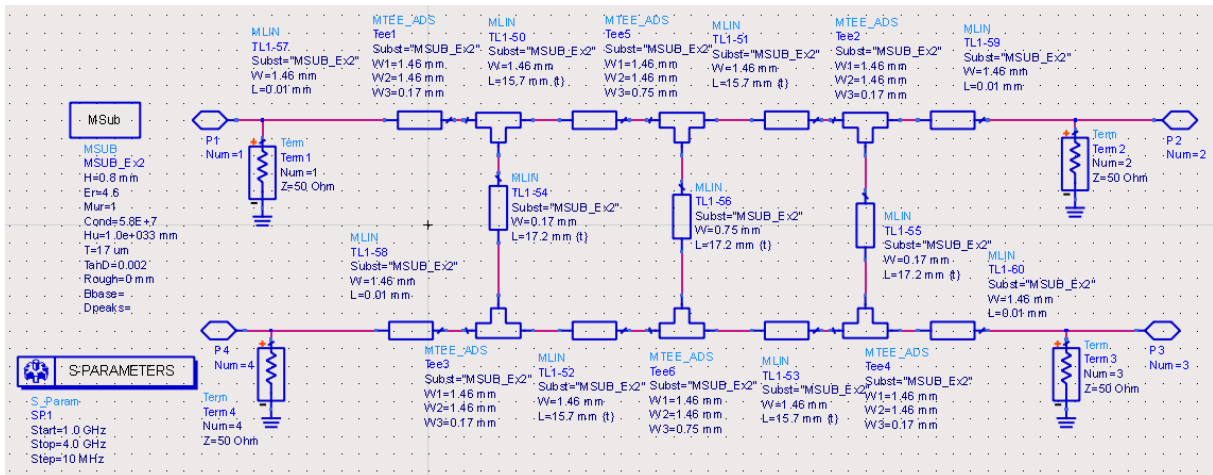


Figura 34. Esquemático do Acoplador Híbrido de 2 Seções com segmentos sintonizados, no ADS.

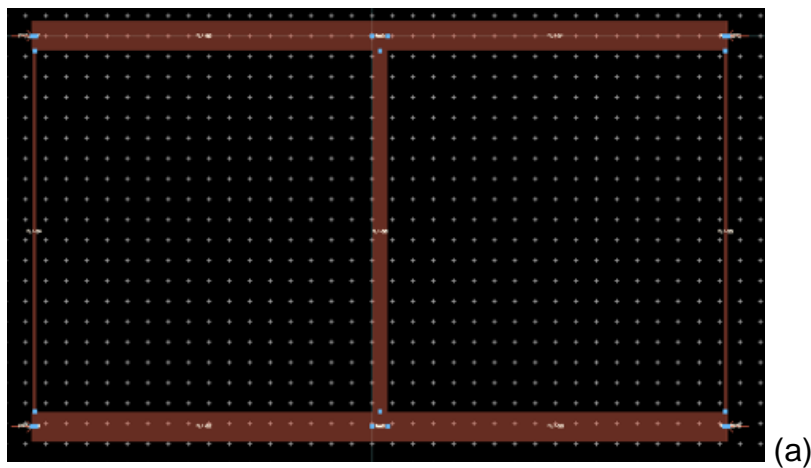
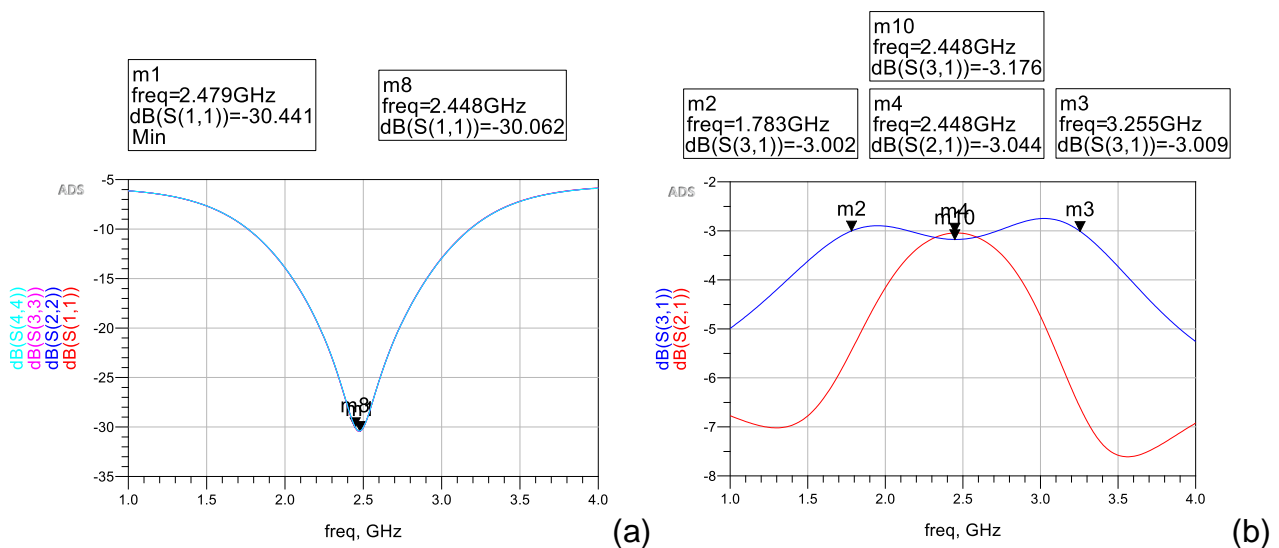
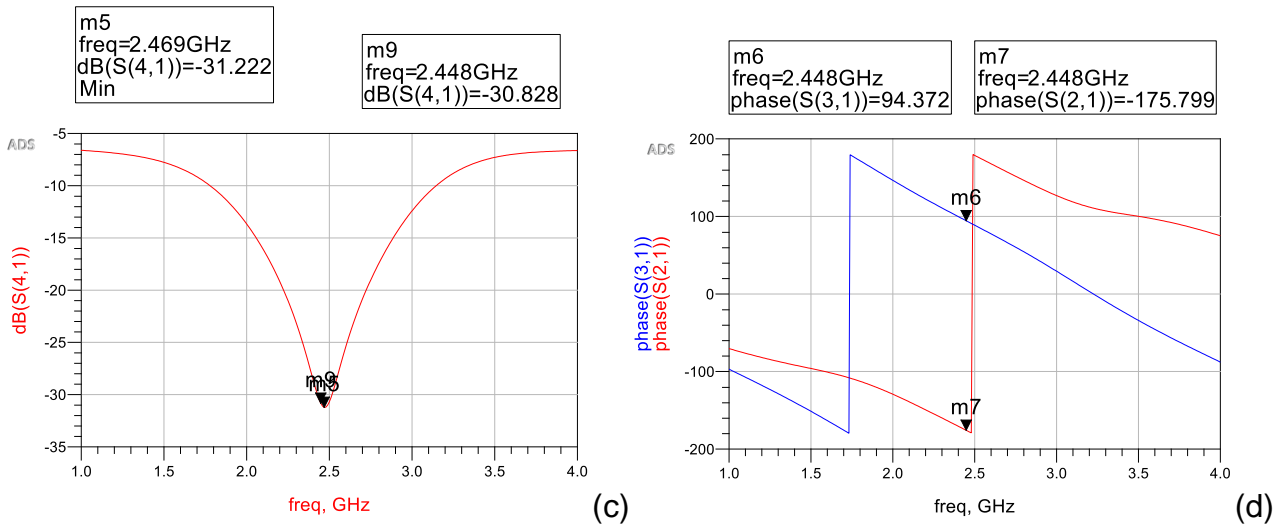


Figura 35. Layout do Acoplador Híbrido de duas seções.



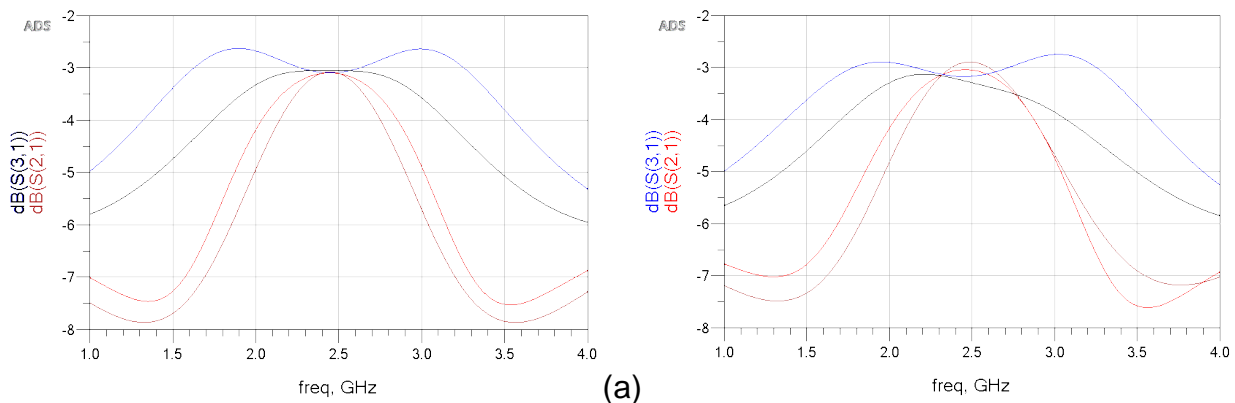


**Figura 36. Simulação do layout da Figura 35 dos Parâmetros  $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$  (a);  $S_{21}/S_{31}$  (b);  $S_{41}$  (c) e fase  $S_{21}/S_{31}$  (d).**

A análise EM mostra que, apesar do pequeno deslocamento da frequência central para 2,479 GHz (Figura 36a), a perda de retorno na frequência de 2,45 GHz (marca m8) é de 30,06 dB, aceitável, assim como a porta isolada (4), com 30,83 dB de rejeição (marca m9, na Figura 36c). Apesar desse deslocamento, a Figura 36b mostra que a potência é igualmente dividida entre as portas 2 e 3, enquanto que a defasagem ficou respectivamente com  $-175,8^\circ$  e  $94,37^\circ$  na frequência desejada de 2,45 GHz, conforme Figura 36d.

### C. COMPARAÇÃO ENTRE ACOPLADOR HÍBRIDO DE UMA E DUAS SEÇÕES

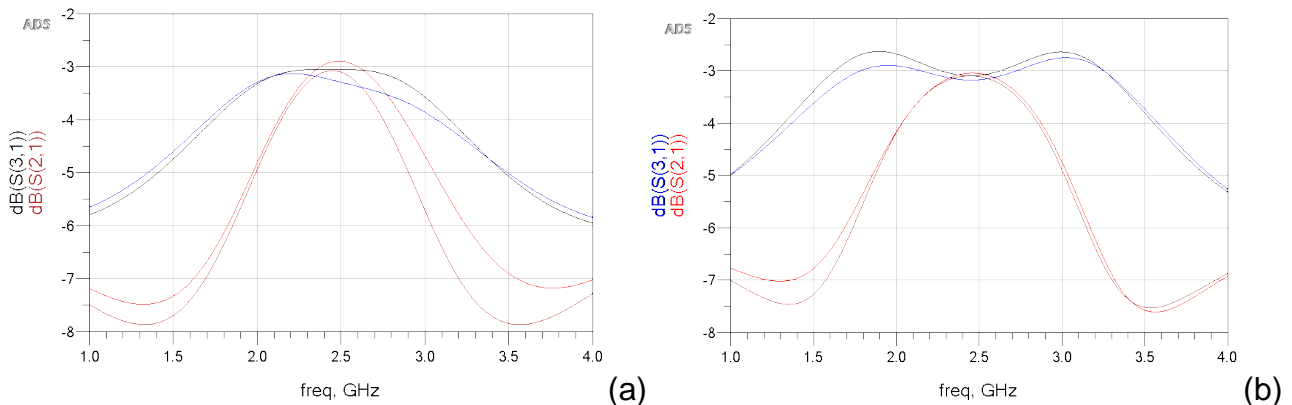
De modo a comparar o efeito de uma seção adicional, a Figura 37 apresenta a sobreposição do acoplador híbrido de uma seção com o acoplador híbrido de duas seções. Na Figura 37a são comparados os acopladores idealizados, conforme os resultados apresentados pelas Figuras 6b (1 seção) e 21b (2 seções). A Figura 37b apresenta os resultados sobrepostos dos dois acopladores finais projetados, Figuras 19b (1 seção) e 36b (2 seções).



**Figura 37. Sobreposição dos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{31}$  para os acopladores híbridos de uma seção (cores marrom e preto) e duas seções (vermelho e azul) ideal (a) e projetado (b).**

A Figura 37a mostra que um acoplador híbrido idealizado de duas seções apresenta uma largura de banda maior que o de uma seção, tanto na porta 2, dados pela curva marrom do acoplador de uma seção versus a curva vermelha do acoplador de duas seções, quanto na porta 3, dados pela curva preta do acoplador de uma seção versus a curva azul do acoplador de duas seções. Os circuitos finais projetados também apresentam o mesmo comportamento, conforme apresentado na Figura 37b.

A Figura 38 apresenta uma comparação entre o acoplador híbrido ideal e o final projetado.



**Figura 38. Sobreposição dos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{31}$  para os acopladores híbridos de uma seção (a) e duas seções (b).**

As cores preto e marrom referem-se ao acoplador ideal e as cores azul e vermelho ao final. As curvas final e ideal do acoplador híbrido de duas seções estão mais próximas do que do acoplador de apenas uma seção.



A Tabela VI apresenta os resultados comparativos entre o circuito ideal de acoplador híbrido e o final projetado, tanto para o de uma seção quanto para o de duas seções.

**TABELA VI**  
**COMPARAÇÃO ENTRE ACOPLADOR HÍBRIDO IDEAL E PROJETADO**

Parâmetro	1 Seção		2 Seções	
	Ideal	Projetado	Ideal	Projetado
<b>S<sub>11</sub></b>	-53,7 dB	-36,44 dB	-61,57 dB	-30,06 dB
<b>S<sub>22</sub></b>	-53,7 dB	-36,44 dB	-61,57 dB	-30,06 dB
<b>S<sub>33</sub></b>	-53,7 dB	-36,44 dB	-61,57 dB	-30,06 dB
<b>S<sub>44</sub></b>	-53,7 dB	-36,44 dB	-61,57 dB	-30,06 dB
<b>S<sub>21</sub></b>	-3,077 dB	-2,91 dB	-3,1 dB	-3,04 dB
<b>S<sub>31</sub></b>	-3,053 dB	-3,26 dB	-3,1 dB	-3,18 dB
<b>S<sub>41</sub></b>	-45,86 dB	-33,00 dB	-54,52 dB	-30,83 dB
<b>Fase S<sub>21</sub></b>	-90,2°	-98,5°	179,61°	-175,80°
<b>Fase S<sub>31</sub></b>	188,8°	171,35°	89,73°	94,37°
<b>Delta Fase</b>	270,02°	269,85°	89,88°	270,17°
<b>Frequência Central</b>	2,450 GHz	2,448 GHz	2,450 GHz	2,479 GHz (*)

(\*) A frequência central do acoplador de duas seções projetado é de 2,479 GHz, porém os demais dados apresentados na tabela referem-se à frequência de 2,448 GHz.

Os valores de reflexão ( $S_{11}/S_{22}/S_{33}/S_{44}$ ) diminuíram 17,3 dB entre o acoplador de uma seção ideal e final e 31,5 dB no de duas seções. Ainda assim, ambos os projetados apresentam valores de perda de retorno superior a 30 dB. O mesmo ocorreu para a rejeição da porta isolada ( $S_{41}$ ), cuja diferença entre o valor ideal e final para o acoplador de uma seção variou 12,9 dB e 31,5 dB para o de duas seções. Também nesse quesito, ambos os projetados apresentam rejeição nessa porta superior a 30 dB. A diferença de defasagem entre as portas 2 e 3 para os acopladores híbridos ideal e final ficaram bastante próximas, apesar de haver um deslocamento da fase na porta 2 do acoplador de uma seção de 8,3° e no de duas seções de 4,59°.

#### 4. COMENTÁRIOS FINAIS

Este trabalho apresentou o projeto de acoplador híbrido de 90° para a frequência de 2,45 GHz, com auxílio do CAD ADS 2015. Os efeitos indesejáveis de acoplamento foram analisados com ferramenta de simulação EM e compensados. O acoplador híbrido de 1 seção é mais simples que o de duas seções, pois necessita de apenas dois valores de impedância para serem especificados, porém qualquer imperfeição EM causa um impacto maior no circuito. Já o acoplador híbrido de duas seções, por ser de banda larga, apresenta uma maior tolerância. A dificuldade para este acoplador se dá justamente no layout pois as impedâncias verticais externas ( $Z_V$ ) e central ( $Z_{VC}$ ) ideais apresentam comprimentos diferentes. Após os ajustes de layout serem introduzidos e a simulação dos parâmetros S por análise EM realizados, curvas diferentes das ideais foram obtidas, porém com resultados aceitáveis de divisão de potência entre as portas 2 e 3, fator de rejeição na porta 4 (isolada) e banda de passagem. Este artigo apresentou os desafios envolvidos em projetos de dispositivos passivos de micro-ondas. Com a confecção da placa de circuito impresso do acoplador, novos efeitos parasitas indesejáveis poderão ocorrer devido à soldagem dos conectores e imprecisão do processo de fabricação. Assim, o desafio está no compromisso entre as especificações desejadas e a performance com o *layout* montado, que deverão ser validadas por experimentações práticas.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem as valiosas orientações da Profa. Dra. Fátima Salete Correra e a Escola Politécnica da Universidade de São Paulo pelo uso de recursos e suporte técnico oferecidos para esta pesquisa.

#### REFERÊNCIAS

Estevão, A e Ferreira Junior, A. A. “*Projeto e análise de circuitos acopladores de divisores de sinais na faixa de radiofrequência utilizando microlinha de fita*”. Revista Telecomunicações, INATEL, Vol. 16, No 1, 2014.

Hong, J-S. and Lancaster, M. J. “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”, John Willey & Sons, Inc., 2001.

Keysight Technologies, “*Discrete and Microstrip Coupler Design*”, Demo Guide, 2016, disponível em: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-1629EN.pdf?id=2758227>.

Microwave101.com, “*Branchline Couplers*”, disponível em:  
<https://www.microwaves101.com/encyclopedias/branchline-couplers#double>.

Palomba, M.; *et al.* “*A Novel Hybrid Active Quasi-Circulator for L-Band Applications*”. 19th International Conf. on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON 2012.

Pozar, D. M. “*Microwave Engineering*”, 4<sup>th</sup> Edition, ISBN 978-0-470-63155-3, John Wiley & Sons, Inc., 2012.

Sayeed, A.; *et al.* “*Quadrature Branch-line Hybrid Coupler with Two Stages*”, Int. Journal of Current Trends in Engineering & Research (IJCTER), Vol. 2 Issue 3, pp. 197 – 203, 2016.

Sigcon, “*A Strange Microstrip Modes*”, Signal Consulting, Inc, 2021. Disponível em:  
<http://www.sigcon.com/Pubs/edn/strmicromodes.htm>.