

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

Leonardo Morais da Silva

Projeto de Acopladores Híbridos em Quadratura
Compactos por meio de Linhas de Transmissões
Artificiais

Recife
2015

Leonardo Morais da Silva

**Projeto de Acopladores Híbridos em Quadratura
Compactos por meio de Linhas de Transmissões
Artificiais**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Hermano Andrade Cabral, Ph.D.

Recife
2015

Catálogo na fonte
Bibliotecária: Rosineide Mesquita Gonçalves Luz / CRB4-1361 (BCTG)

S586p Silva, Leonardo Morais da.
Projeto de Acopladores Híbridos em Quadratura compactos por meio de linhas de transmissões artificiais. / Leonardo Morais da Silva. - Recife, 2015.
142 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Hermano Andrade Cabral, Ph.D
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.
CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências e Anexos.

1. Engenharia Elétrica. 2. Linhas de Transmissão Artificiais. 3. Acopladores Híbridos. 5. Dispositivos em Microfita. I. Cabral, Hermano Andrade (Orientador). II. Título.



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

LEONARDO MORAIS DA SILVA

TÍTULO

***“PROJETO DE ACOPLADORES HÍBRIDOS EM QUADRATURA COMPACTOS
POR MEIO DE LINHAS DE TRANSMISSÕES ARTIFICIAIS”***

A comissão examinadora composta pelos professores: ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES/UFPE, MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE e DANIEL AUGUSTO RIBEIRO CHAVES, POLI/UPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **LEONARDO MORAIS DA SILVA APROVADO.**

Recife, 22 de janeiro de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

**ANTONIO JERONIMO BELFORT DE
OLIVEIRA**
Membro Titular Interno

DANIEL AUGUSTO RIBEIRO CHAVES
Membro Titular Externo

MARCOS TAVARES DE MELO
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Inicialmente agradeço a Deus por me amparar e dar força interior para superar as dificuldades, concedendo-me equilíbrio mental e paz na realização desse trabalho.

Também faço um agradecimento especial aos meus pais, Francisco de Assis Chrisostomo da Silva e Josiane Melo de morais, pelo carinho e incentivo; por acreditarem e me apoiarem permitindo criar uma situação que foi essencial no meu sucesso.

A meu orientador e professor Hermano Andrade Cabral, pela confiança, pelas valiosas sugestões, opiniões e críticas que tanto colaboraram na solução de problemas e dúvidas advindas durante a concretização dessa dissertação.

Aos colegas e professores do Laboratório de Micro-ondas do DES (Departamento de Eletrônica e Sistemas) pelo ambiente amistoso e cortês onde se têm pessoas proativas que não se negam a oferecer ajuda de uma forma ou de outra.

Ao pessoal da secretaria do PPGEE-UFPE, em especial, Andréa Tenório que por muitas vezes se encarregou de fazer alertas sobre datas importantes, além ter sido sempre uma pessoa solícita.

À UFPE por oferecer aos seus alunos as condições e equipamentos necessários para a realização de seus respectivos trabalhos.

Por fim, a CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de acopladores híbridos em quadratura mais compactos e com largura de banda e desempenho similares as do acoplador *branch-line* convencional. Para isso, fez-se uso de uma classe de estruturas denominadas linhas de transmissão artificiais (LTA). Uma nova estrutura desse tipo, composta por três linhas de transmissão conectadas em cascata, é analisada e utilizada neste trabalho. Foram derivadas equações matemáticas para o projeto deste tipo de estrutura que podem ser utilizadas para obter LTAs com uma matriz de espalhamento idêntica, para uma dada frequência de operação, a de uma linha de transmissão com uma impedância característica e comprimento elétrico quaisquer. Essa técnica foi aplicada no projeto de acopladores híbridos em quadratura em microfita para as bandas GSM em 920 MHz e ISM em 2.45 GHz usando-se o substrato FR-4 com espessura de 1.6 mm. Obteve-se dispositivos com áreas aproximadamente 70% menor do que a área do acoplador *branch-line* convencional operando em 920 MHz e aproximadamente 50% menor do que o acoplador de 2.45 GHz. Os acopladores obtidos foram simulados, fabricados e medidos, mostrando que os seus desempenhos são comparáveis aos dos acopladores convencionais. A técnica desenvolvida neste trabalho é geral o suficiente para ser aplicada ao projeto de outros dispositivos que usem trechos de linhas de transmissão.

Palavras-chave: Linhas de transmissão artificiais. Acopladores híbridos. Dispositivos em microfita.

ABSTRACT

This thesis is concerned with the design and implementation of compact hybrid couplers with similar bandwidth and performance to the conventional branch-line coupler. To achieve this, a class of structures, called artificial transmission line (ATL), was used. A new structure of this type, made of three transmission lines connected in cascade, is analyzed and used. Mathematical equations have been derived for the design of this type of structure that can be used to obtain ATLs with an identical scattering matrix, for a given frequency of operation, to that of a transmission line with a given characteristic impedance and electrical length. This technique was applied in the design of microstrip quadrature hybrid couplers for the 920 MHz GSM band and for the 2.45 GHz ISM band using a 1.6 mm-thick FR-4 substrate. These couplers have surface areas approximately 70% smaller than the area of the conventional branch-line coupler operating at 920 MHz and approximately 50% for the 2.45 GHz coupler. The couplers obtained were simulated, manufactured and tested, showing that their performances are comparable to the conventional coupler. The technique developed here is general enough to be applied to the design of other devices using transmission line sections.

Keywords: Artificial transmission lines. Hybrid couplers. Devices in microstrip.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Símbolo para o acoplador direcional.....	15
Figura 1.2 - Matrix de Butler 4x4 conectada a arranjo de antenas.....	16
Figura 1.3 - Estrutura da Microfita.	17
Figura 1.4 - Linha de transmissão artificial formada por três segmentos de linha de transmissão em cascata.	18
Figura 2.1 - (a) Linha de transmissão. (b) Circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha.	21
Figura 2.2 - Linha de transmissão sem perdas terminada em uma carga Z_L	23
Figura 2.3 - (a) Linha de transmissão terminada em curto, (b) Linha de transmissão terminada em circuito aberto.	24
Figura 2.4 - Microfita. (a) Geometria. (b) Campos elétricos e magnéticos.	25
Figura 2.5 - Ondas de Voltagem e correntes normalizadas e não normalizadas nas linhas de transmissão de uma rede de duas portas.....	29
Figura 2.6 - Rede de N portas.	30
Figura 2.7 - (a) Rede de duas portas; (b) Conexão em cascata de redes de duas portas.	33
Figura 2.8 - Rede de duas portas com impedância de entrada Z_0 em todas as portas.....	35
Figura 3.1 - (a) Divisão de potência arbitrária, (b) combinação de potência.	37
Figura 3.2 - Símbolos para o acoplador direcional.	37
Figura 3.3 - Símbolo para o acoplador híbrido em 90°	42
Figura 3.4 - Símbolo para o acoplador híbrido em 180°	43
Figura 3.5 - Acoplador Híbrido em 90° usado em um amplificador de potência.	44
Figura 3.6 - Matriz de Butler 4x4 com conjunto de antenas.	45
Figura 3.7 - Crossover obtido cascadeando dois acopladores híbridos em 90°	46
Figura 3.8 - Geometria de um acoplador híbrido branch-line convencional [2].	47
Figura 3.9 - Circuito esquemático de um acoplador branch-line normalizado.	48
Figura 3.10 - (a) Excitação para o modo par (b) Excitação para o modo ímpar.	49
Figura 3.11 - Magnitude (em dB) dos parâmetros dos parâmetros S do acoplador híbrido branch-line em função da frequência normalizada.....	53
Figura 3.12 - Diferença de fase entre as duas saídas do acoplador híbrido branch-line em função da frequência normalizada.	53
Figura 3.13 - Acoplador Branch-Line com 3 braços shunt.	54
Figura 3.14 - Imagem da substituição de linhas de transmissão de quarto de onda por LTAs. .	56
Figura 3.15 - LTAs e acopladores propostos em algumas das referências existentes na literatura em relação ao acoplador Branch-line convencional.	57
Figura 4.1 - Linha de transmissão artificial formada da conexão em cascata de outras três linhas de transmissão.	59
Figura 4.2 - Comprimento, em graus elétricos, da LTA para o caso em que: $Z_2 < Z_0 < Z_1$	64
Figura 4.3 - Comprimento, em graus elétricos, da LTA para o caso em que: $Z_2 > Z_0 > Z_1$	64
Figura 4.4 - Magnitude dos parâmetros S_{11} e S_{21} da LTA no caso em que: $Z_1=125\Omega$, $Z_2=25\Omega$, $\theta_1=19.1636^\circ$, $\theta_2=25.9440^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\theta=90^\circ$ e $Z_0=50\Omega$ (linhas tracejadas).	66
Figura 4.5 - Angulo do parâmetro S_{21} para a LTA no caso em que: $Z_1=125\Omega$, $Z_2=25\Omega$, $\theta_1=19.1636^\circ$, $\theta_2=25.9440^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\theta=90^\circ$ e $Z_0=50\Omega$ (linhas tracejadas).	66

Figura 4.6 - Magnitude dos parâmetros S_{11} e S_{21} da a LTA no caso em que: $Z_1=125$, $Z_2=25\Omega$, $\Theta_1=11.3276^\circ$, $\Theta_2=42.6598^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\Theta=90^\circ$ e $Z_0=50/\sqrt{2}\ \Omega$ (linhas tracejadas).....	67
Figura 4.7 - Angulo do parâmetro S_{21} para a LTA no caso em que: $Z_1=125$, $Z_2=25\Omega$ $\Theta_1=11.3276^\circ$, $\Theta_2=42.6598^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\Theta=90^\circ$ e $Z_0=50/\sqrt{2}\ \Omega$ (linhas tracejadas).....	67
Figura 4.8 - (a) Acoplador híbrido Branch-Line convencional, (b) Idealização da substituição das linhas de transmissão por LTAs.....	68
Figura 4.9 - (a) Acoplador Branch-line Reduzido[17], (b) Equivalência elétrica entre a estrutura em forma de T e a linha de transmissão de quarto de onda.....	69
Figura 4.10 - Substituição da linha de transmissão pela LTA formada por três linhas em cascata.	70
Figura 4.11 - Circuito esquemático de um acoplador Branch-line normalizado composto por LTAs de três seções de linhas em cascata.	72
Figura 4.12 - Excitação do modo par para o acoplador construído com LTAs formadas da conexão em cascata de três seções de linhas de transmissão.	72
Figura 4.13 - Excitação do modo ímpar para o acoplador construído com LTAs formadas da conexão em cascata de três seções de linhas de transmissão.	73
Figura 4.14 - Magnitude dos parâmetros S, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.....	75
Figura 4.15 - Balanço de fase, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.....	75
Figura 4.16 - Balanço de amplitude, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.....	76
Figura 4.17 - Magnitude dos parâmetros dos parâmetros S, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.....	77
Figura 4.18 - Balanço de fase, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.....	77
Figura 4.19 - Balanço de amplitude, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.....	78
Figura 4.20 - Parâmetros S do acoplador convencional em tracejado, e idealização parâmetros S do acoplador modificado em linhas cheias.	81
Figura 4.21 - Análise dos modos par e ímpar para o acoplado modificado.	82
Figura 4.22 - Circuitos resultantes da análise dos modos par e ímpar.	82
Figura 4.23 - Magnitude em dB dos Parâmetros Parâmetros S_{21} e S_{31} do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).....	90
Figura 4.24 - Magnitude em dB dos Parâmetros S_{11} e S_{41} do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).....	90
Figura 4.25 - Diferença de fase entre as duas saídas do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).	91
Figura 5.1 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas com medidas dadas nas tabelas 5.2 e 5.3.....	94
Figura 5.2 - Acoplador Branch line convencional com medidas dadas nas tabelas 5.4 e 5.5.	95
Figura 5.3 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 920 MHz não ajustado.	96

Figura 5.4 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 2,45 GHz não ajustado.	97
Figura 5.5 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 920 MHz ajustado.	97
Figura 5.6 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 2,45 GHz ajustado.	98
Figura 5.7 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.	99
Figura 5.8 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas dadas na tabela 5.3 operando em 2,45GHz.	99
Figura 5.9 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.	100
Figura 5.10 - Medidas para Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.	100
Figura 5.11 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.	101
Figura 5.12 - Balanço de fase do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.	101
Figura 5.13 - Balanço de amplitude do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.	102
Figura 5.14 - Acoplador Branch-line de 2,45GHz feito das LTAs dadas na tabela 5.9 dobradas.	103
Figura 5.15 - Medidas para Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.9 operando em 2,45GHz.	104
Figura 5.16 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45GHz	105
Figura 5.17 - Balanço de fase do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45 GHz.	106
Figura 5.18 - Balanço de amplitude do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45GHz.	106
Figura 5.19 - Curvatura em ângulo reto de uma microfita: (a) Estrutura; e (b) circuito equivalente.	108
Figura 5.20 - Acoplador Branch-line modificado operando em 920MHz.	109
Figura 5.21 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line modificado (linha rosa destacada para S21 e linha vermelha destacada para S31) e convencional (linha azul para S21 e linha verde para S31), ambos para 920MHz.	111
Figura 5.22 - Balanço de fase do acoplador Branch line modificado (linha azul) e convencional (linha rosa) ambos para 920MHz.	111
Figura 5.23 - Máquina de protótipo de placa de circuito impresso.	112
Figura 5.24 - Acoplador Branch-line reduzido de 920MHz fabricado.	113
Figura 5.25 - (a)Medição de S11 e S21,(b) medição de S31,(c) medição de S41,(d) Detalhamento simbólico.	115
Figura 5.26 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S11.	116
Figura 5.27 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S21.	116
Figura 5.28 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S31.	117
Figura 5.29 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S41.	117
Figura 5.30 - Gráfico dos valores medidos em graus da fase do parâmetro S21.	118
Figura 5.31 - Gráfico dos valores medidos em graus da fase do parâmetro S31.	118

Figura 5.32 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S medidos para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.	119
Figura 5.33 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S31 e S21 obtidos da: medição (linhas cheias), simulação (linhas tracejadas) e análise teórica (linhas pontilhadas) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.	120
Figura 5.34 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S11 e S41 obtidos da: medição (linhas cheias), simulação (linhas tracejadas) e análise teórica (linhas pontilhadas) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.	120
Figura 5.35 - Gráfico da magnitude da diferença de amplitude entre S31 e S21 obtidos da: medição (linha cheia), simulação (linha tracejada) e análise teórica (linha pontilhada) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.	121
Figura 5.36 - Gráfico da magnitude da diferença de fase entre S31 e S21 obtidos da: medição (linha cheia), simulação (linha tracejada) e análise teórica (linha pontilhada) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Parâmetros ABDC para circuitos de duas portas mais comuns.	34
Tabela 3.1 - Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para o acoplador convencional.	54
Tabela 3.2 - Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para o acoplador convencional.	55
Tabela 4.1 - Valores de impedância e comprimento elétrico que torna uma LTA com parâmetros: $Z_1, Z_2, \Theta_1, \Theta_2$ equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0	65
Tabela 4.2 - Valores de impedância e comprimentos elétricos que torna a LTA proposta equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0	71
Tabela 4.3 - Valores de impedância e comprimentos elétricos que torna a LTA proposta equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0	71
Tabela 4.4 - Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e 4.3 e para o acoplador convencional equivalente.	78
Tabela 4.5 - Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e 4.3 e para o acoplador convencional equivalente.	79
Tabela 4.6 - Parâmetros dos acopladores modificados em função de $x\text{dBf}_0$	88
Tabela 4.7 - Desempenho elétrico em termos de S_{21} , S_{31} , S_{41} e do balanço de fase os acopladores convencional e modificados.	88
Tabela 5.1 - Características físicas do substrato das microfitas.	93
Tabela 5.2 - Dimensões físicas do acoplador composto por LTAs para 920 MHz.	93
Tabela 5.3 - Dimensões físicas do acoplador composto por LTAs para 2,45 GHz.	94
Tabela 5.4 - Dimensões físicas do acoplador convencional para 920MHz.	95
Tabela 5.5 - Dimensões físicas do acoplador convencional para 2,45 GHz.	95
Tabela 5.6 - Dimensões físicas dos acopladores convencionais ajustados operando em 920 MHz e 2,45 GHz.	97
Tabela 5.7 - Comparação do desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas na tabela 4.2 e para o acoplador convencional equivalente.	102
Tabela 5.8 - Comparação do desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e para o acoplador convencional equivalente.	103
Tabela 5.9 - Dimensões físicas definitivas do acoplador composto por LTAs para 2,45 GHz.	105
Tabela 5.10 - Comparação do Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.1 e para o acoplador convencional equivalente.	107
Tabela 5.11 - Comparação do Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.1 e para o acoplador convencional equivalente.	107
Tabela 5.12 - Dimensões físicas do acoplador modificado para 920MHz.	110
Tabela 5.13 - Dimensões físicas do acoplador modificado para 920MHz.	110

Tabela 5.14 - Comparação do Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz, contendo dados medidos, simulados e teóricos.....	122
Tabela 5.15 - Comparação do Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para s acoplador branch-line reduzido de 920 MHz, contendo dados medidos, simulados e teóricos.....	122

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	MINIATURIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS IMPLEMENTADOS POR MEIO DE MICROFITAS.....	17
1.2	OBJETIVO E MOTIVAÇÃO.....	19
1.3	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	20
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	21
2.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	21
2.1.1	Síntese de linhas de transmissão por meio de <i>Microfitas</i>	25
2.2	TEORIA DE REDES DE MICRO-ONDAS.....	28
2.2.1	Voltagens e Correntes equivalentes. Matrizes de rede.....	28
3	ACOPLADORES BRANCH-LINE E LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS.....	36
3.1	ACOPLADORES DIRECIONAIS	36
3.2	ACOPLADORES HÍBRIDOS.....	41
3.2.1	Acopladores Híbridos em 90°	41
3.2.2	Acopladores Híbridos em 180°	42
3.2.3	Principais aplicações dos acopladores híbridos.....	43
3.3	ACOPLADORES BRANCH-LINE CONVENCIONAIS.....	46
3.4	LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS (LTA).....	55
3.4.1	LTAs Usadas na Miniaturização de Acopladores <i>Branch-line</i>	55
4	RESULTADOS DO TRABALHO	59
4.1	LTA FORMADA POR TRÊS LINHAS DE TRANSMISSÃO EM CASCATA.....	59
4.2	ANALISE DOS ACOPLADORES HÍBRIDOS BRANCH-LINE REDUZIDOS USANDO A NOVA LTA.....	68
4.3	ACOPLADORES <i>BRANCH-LINE</i> MODIFICADOS.....	80
5	SIMULAÇÃO EM SONNET, FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO.....	92
5.1	CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO NO SONNET DOS ACOPLADORES BRANCH-LINE PROPOSTOS	92
5.1.1	Simulação em Sonnet para o Acoplador reduzido de 920MHz.....	99
5.1.2	Simulação em Sonnet para o Acoplador reduzido de 2,45GHz	103
5.1.3	Simulação em Sonnet para o acoplador <i>branch-line</i> modificado.....	109
5.2	FABRICAÇÃO DOS ACOPLADORES E MEDIÇÃO	112
6	CONCLUSÕES.....	125
7	TRABALHOS FUTUROS.....	126
	LISTA DE PUBLICAÇÕES.....	127

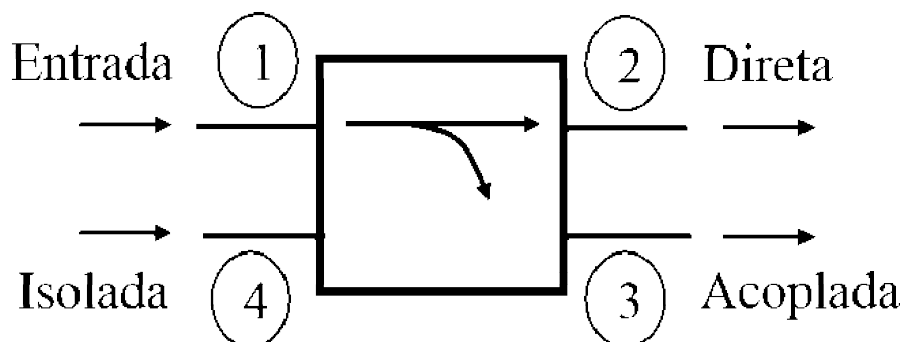
REFERÊNCIAS	128
ANEXO 1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA ROTINA USADA PARA OBTER W/D. .	131
ANEXO 2 – DEMONSTRAÇÃO DAS EQUAÇÕES (4.13) E (4.14).....	133
ANEXO 3 – DESCRIÇÃO DOS PASSOS ADOTADOS PARA A CONSTRUÇÃO DE DISPOSITIVOS PLANARES EM MICROFITA USADO A MÁQUINA DE PROTOTIPAGEM DESCRITA NA SEÇÃO 5.2.....	136

1 INTRODUÇÃO

Recentes anseios do mercado por dispositivos de comunicação sem fio multifuncionais, baratos e com tamanho reduzido têm tornado a miniaturização de componentes bem como baixos custos de fabricação os maiores pré-requisitos em um projeto de circuitos de micro-ondas. Com o objetivo de atender essas qualidades, o uso de dispositivos implementados por meio de microfita é bastante popular devido principalmente às suas vantagens de facilidade de fabricação, o que impacta diretamente no baixo custo. Uma outra vantagem é o fato de que existe na literatura a descrição de várias técnicas de miniaturização de circuitos implementados utilizando esta tecnologia.

Um componente muito importante em circuitos de micro-ondas é o acoplador direcional, um tipo de dispositivo de micro-ondas passivo de quatro portas cujo símbolo está mostrado na Figura 1.1 abaixo. Tradicionalmente, quando usado como divisor de potência, considera-se a porta 1 como a entrada e as portas 2 e 3 como saída do acoplador. A porta 4 é idealmente isolada da porta 1. Este dispositivo bastante usado para divisão ou recombinação de potência pode ter capacidade de prover uma divisão arbitrária de potência, além de está presente em uma grande quantidade de sistemas, o que o faz um candidato promissor para ser miniaturizado.

Figura 1.1 - Símbolo para o acoplador direcional.



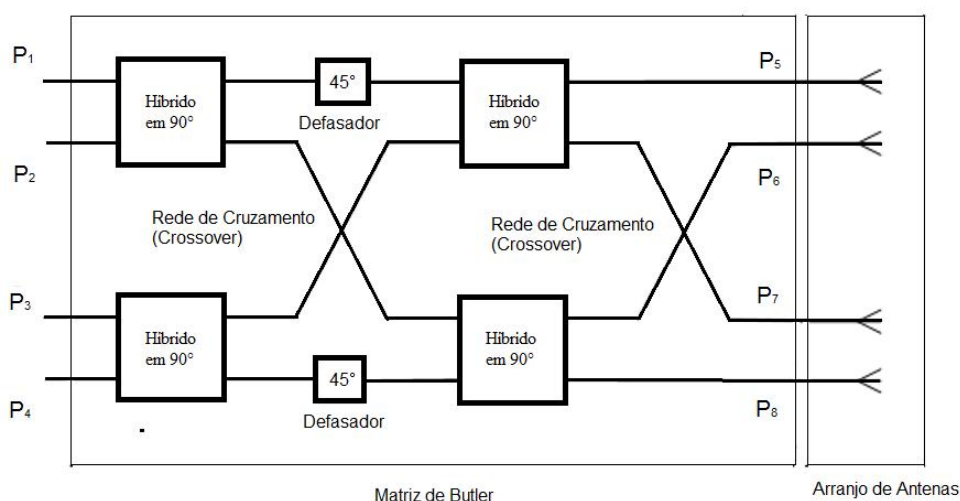
FONTE: D. M. Pozar [2].

Quando acopladores direcionais têm uma divisão de potência equitativa entre as portas de saída eles são chamados de acopladores híbridos. Um caso particular de um acoplador híbrido é o acoplador *Branch-line*. Esse dispositivo é um tipo de acoplador híbrido em 90° [2]

que pode ser implementado na forma planar por meio de microfítas e tem aplicações em circuitos tais como amplificadores e misturadores balanceados, combinadores e divisores de potência.

Uma outra aplicação de acopladores híbridos é em redes de formação de feixe, como a matriz de Butler, onde eles são um dos componentes mais abundantes. Estas redes são circuitos de $2N$ portas muito empregados para selecionar um dentre N possíveis feixes de ondas de rádio em direções pré-determinadas. Das $2N$ portas da rede, N são conectadas a N antenas idênticas; entre as outras N portas uma é escolhida dependendo de que feixe deseja-se selecionar. Um exemplo de uma matriz de Butler 4×4 está mostrado na Figura 1.2 abaixo. Dela pode-se ver que são necessários quatro acopladores híbridos, o que ocupa a maior parte da área do dispositivo.

Figura 1.2 - Matrix de Butler 4×4 conectada a arranjo de antenas.



FONTE: T. N. Kaifas and J. N. Sahalos [13].

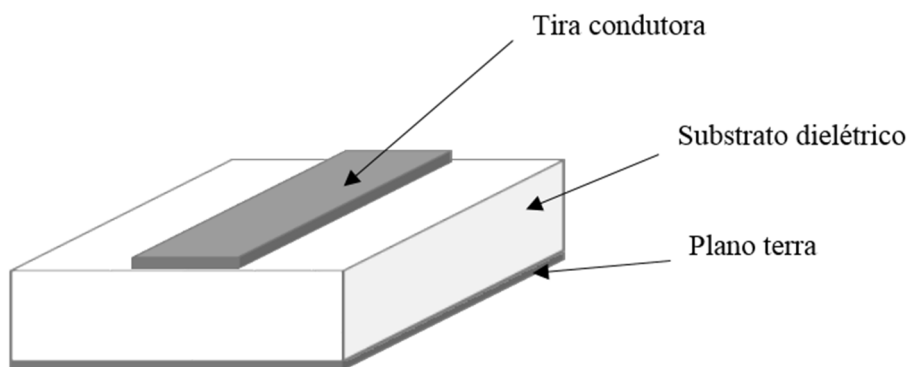
Portanto, por meio da miniaturização do acoplador híbrido e de outros componentes pode-se alcançar um dos pré-requisitos que devem ser considerados na confecção de circuitos de micro-ondas.

O projeto de acopladores *Branch-line* e outros componentes que são implementados por meio de microfítas podem usufruir de uma série de técnicas de compactação já conhecidas. Nesse trabalho, estruturas denominadas linhas de transmissão artificiais (LTAs) são empregadas para se alcançar a tão desejada compactação de tamanho de tal componente; assim um novo tipo de LTA é proposto com o mesmo objetivo e acopladores compactos que usam essa estrutura são apresentados.

1.1 MINIATURIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS IMPLEMENTADOS POR MEIO DE MICROFITA

Uma microfita, mostrada na Figura 1.3 abaixo, é um tipo de linha de transmissão planar usada, entre outras aplicações, na transmissão de sinais de frequências de micro-ondas. Ela consiste em fitas de linhas condutoras impressas na superfície de substratos de forma a ficarem isoladas de um plano terra condutor. Uma estrutura desse tipo admite um modo de propagação Quase-TEM podendo ter uma análise aproximada pelo modo TEM com bastante precisão. Assim, sua análise é relativamente simples o que por sua vez acaba contribuindo para difusão e popularização de seu uso. Dispositivos em microfita são bastante comuns tanto na pesquisa como no desenvolvimento de dispositivos de micro-ondas. Exemplos disso são abundantes e os dispositivos são os mais diversos possíveis. Entre os mais famosos, pode-se citar filtros [43][44], duplexadores [45][46], linhas de atraso [47], acopladores híbridos [2] e vários outros.

Figura 1.3 - Estrutura da Microfita.



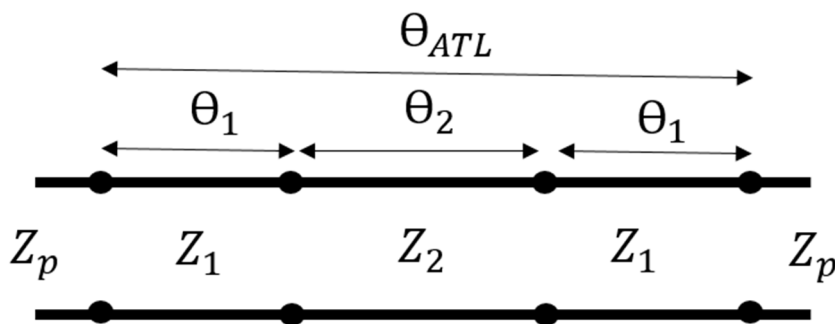
FONTE: O autor.

As técnicas de miniaturização de circuitos de microfita existentes na literatura são genéricas e aplicáveis a diversas situações. Uma delas faz uso de dielétricos de alta constante de permissividade relativa [2]. Nesse caso, a redução no tamanho vem do fato da onda eletromagnética ter um menor comprimento de onda nesses meios. Uma outra técnica de miniaturização encontrada na literatura é o uso de circuitos de microfita multi-camada [48][49]. Nela a ideia é usar duas (ou mais) camadas de dielétrico separadas por um plano terra possuindo aberturas em pontos estratégicos de modo a acoplar determinados trechos das geometrias complementares existentes nos lados externos das camadas, efetivamente "dobrando" o circuito original e diminuindo sua área pela metade sem alterar significativamente seu volume. Apesar de válidas, estas técnicas encontram algumas limitações. No primeiro caso o custo de substratos

com alta constante dielétrica (maior do que 10, por exemplo) é alto, o que torna realidade a não existência de muitas opções nesse sentido. Já no segundo caso, a dificuldade reside na necessidade de se ter o projeto e a fabricação das geometrias e aberturas em cada um dos lados de modo a permitir o acoplamento eletromagnético entre os dois lados do circuito.

Uma técnica que vem sendo utilizada por diversos pesquisadores para se alcançar a tão desejada compactação de tamanho para os dispositivos de micro-ondas é a que faz uso de estruturas denominadas linhas de transmissão artificiais (LTAs). Um exemplo de uma LTA é a estrutura proposta nesta dissertação, mostrada na Figura 1.4. Como outras LTAs, a estrutura proposta consiste de alguns trechos de linhas de transmissão conectados entre si, embora a geometria das linhas e sua interconexão varie de LTA para LTA. No caso abaixo, as três linhas de transmissão, onde a primeira e a terceira são idênticas, estão conectadas em cascata.

Figura 1.4 - Linha de transmissão artificial formada por três segmentos de linha de transmissão em cascata.



FONTE: O autor.

As LTAs são projetadas para ter um comportamento elétrico idêntico, do ponto de vista de parâmetros de espalhamento, à de uma linha de transmissão convencional sobre uma determinada faixa de frequências, porém com um comprimento físico menor. Desta forma, ela pode substituir a linha de transmissão sem alterar o comportamento do circuito em que está inserida, e ainda prover uma redução no tamanho total do circuito.

Assim, com o objetivo específico de diminuir o tamanho físico de um acoplador *branch-line* convencional, cujas dimensões são excessivas na maioria das aplicações práticas [17][19][21][22], muitos trabalhos têm se destacado ao utilizar LTAs que não fazem uso de elementos concentrados [2], *via holes* ou *band wires*. Por exemplo, Eccleston e Ong [16] empregam LTAs que consistiam de *microfitas* periodicamente carregadas por estubes em aberto; nele a compactação de tamanho ficou em torno dos 50% em relação a um acoplador convencional. A LTA utilizada por Liao et al. [17] consistiu basicamente de estruturas assimétricas em forma de “T” e tornou possível a obtenção de um acoplador com a área ocupando 45% em relação ao acoplador convencional. Sun et al. [18] empregou

descontinuidades ao longo da linha de transmissão dando ao acoplador *Branch-line* uma redução de 60% de área. S-Chan et al. [19], Tang et al. [21], Liao e Peng [22] fizeram uso de LTAs tais como estruturas em forma de π usando capacitores distribuídos, linhas de transmissão em paralelo e estruturas em forma de “T” assimétricas carregados por elementos quase concentrados, obtendo dispositivos que ocupam respectivamente 38%, 36,1% e 29% da área do acoplador convencional. Estruturas de ondas lentas e estruturas fractais também foram utilizadas respectivamente por Wang et al. [23] e Ghali et al. [24] com o mesmo propósito de se reduzir a área ocupada por um acoplador *Branch-line*. Nesses trabalhos a compactação chegou em torno dos 75%. Tang e Chen [25], empregaram estubes constituídos por linhas de alta impedância foram utilizados para se obter um dispositivo com a área ocupando 23,4% em relação ao acoplador convencional.

1.2 OBJETIVO E MOTIVAÇÃO

Apesar de bons resultados terem sido obtidos nas referências já citadas, apenas poucos estudos forneceram uma discussão detalhada acerca dos procedimentos de projeto, formulações ou resultados. Assim, esta dissertação de mestrado tem como objetivo a apresentação e o desenvolvimento de uma nova geometria para um acoplador *Branch-line* que oferece uma boa performance elétrica (faixa em que os parâmetros de espalhamento do acoplador *Branch-line* se mantem dentro dos valores esperados é aceitável) com uma menor área ocupada em relação ao dispositivo convencional. A técnica baseada na geometria que é mostrada aqui está bem embasada na teoria e bem detalhada em termos de projeto. A miniaturização dos dispositivos propostos foi obtida por meio do uso de um novo tipo de LTA composta por três linhas de transmissão conectadas em cascata.

Duas faixas de operação de frequência foram escolhidas para se dimensionar os dispositivos abordados neste trabalho. A primeira faixa é utilizada no sistema GSM 900 (do inglês, *Global System for Mobile Communications*) cujo conjunto de frequências fica na banda dos 900MHz e vai de 890MHz a 960MHz, dando uma frequência central de operação em torno dos 925MHz. A segunda é utilizada na banda em ISM 2,45GHz (do inglês, *Industrial, Scientific and Medical*) e vai de 2,4GHz a 2,5GHz.

Dois acopladores foram propostos e simulados tomando-se placas laminadas com substrato FR-4 de permissividade relativa 4.5, espessura de 1.6 mm e tangente de perdas de 0.003, obtendo dispositivos com áreas aproximadamente 70% menor do que a área do acoplador *branch-line* convencional operando em 920 MHz e aproximadamente 50% menor do que o acoplador convencional de 2.45 GHz. As simulações foram feitas por meio do software de

simulação de onda completa, Sonnet®, e a partir dele pôde-se verificar uma boa concordância entre os resultados obtidos no software com os teóricos. Após essa etapa, o dispositivo de 920 MHz foi construído e por fim medido por meio do analisador de redes vetorial, mostrando que seu desempenho é comparável aos dos acopladores convencionais. Novamente, os resultados teóricos e práticos concordaram dentro de um certo limite indicando a veracidade da teoria utilizada.

Ainda neste trabalho é proposto um acoplador *branch-line* com uma largura de banda (faixa em que os parâmetros de espalhamento do acoplador *branch-line* se mantêm dentro dos valores esperados) superior em relação ao dispositivo convencional. Esse acoplador tem as mesmas dimensões de um acoplador convencional, porém, como nos outros casos, é possível uma redução de tamanho pelo uso das LTAs.

1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

Esta dissertação está dividida em duas partes. A primeira, consistindo dos capítulos 2 e 3, apresenta a teoria básica necessária para a compreensão desta dissertação. A segunda parte, consistindo dos capítulos 4 e 5, detalha os resultados obtidos. Uma introdução sobre linhas de transmissão e teoria de rede de micro-ondas é abordada no capítulo 2. Nesse ponto é mostrado algumas das características e parâmetros mais importantes a respeito das linhas de transmissão. Conceitos da teoria de redes de micro-ondas tais como representação por meio de matriz de espalhamento e ABCD que são usados nesse trabalho, também são introduzidos de forma rápida no capítulo 2. No capítulo 3 são abordados os conceitos de acopladores direcionais, acopladores híbridos e *Branch-line* juntamente com algumas de suas mais comuns aplicações. Nesse capítulo, o conceito de linhas de transmissão artificiais bem como suas recentes aplicações estão disponíveis. No capítulo 4 é proposta uma nova linha de transmissão artificial com o propósito de reduzir o tamanho de um acoplador híbrido em quadratura. O capítulo 4 ainda apresenta a análise e síntese dos acopladores híbridos em quadratura convencionais e também dos acopladores propostos fazendo uma comparação de desempenho e tamanho entre eles, além de também introduzir um novo tipo de acoplador com um melhor desempenho elétrico. Por fim no capítulo 5, todos os dispositivos propostos serão implementados através de microfita e serão simulados. Lá também se tem a fabricação e medição do acoplador de 920MHz para se ter a confirmação dos resultados teóricos obtidos no capítulo 4.

No capítulo 6 é encontrada a conclusão do trabalho e no capítulo 7 é sugerida em forma de tópicos possíveis trabalhos futuros que possam estar relacionados ao que é desenvolvido aqui. Listas de publicações, referencias e anexos são oferecidos após o capítulo 7.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

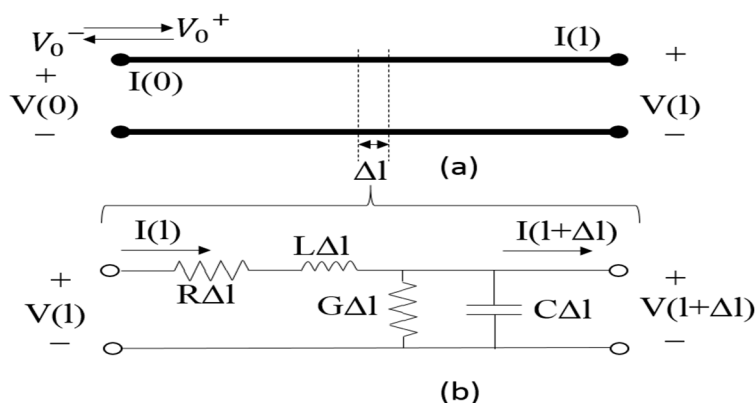
Antes de iniciar os estudos que neste trabalho são apresentados, é necessário fazer uma pequena revisão dos assuntos envolvidos diretamente ou indiretamente no processo de análise, síntese e implementação dos dispositivos abordados. Tal revisão passa basicamente no estudo de linhas de transmissão e redes de micro-ondas, assim esse capítulo será destinado a esses assuntos.

2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

Em engenharia de micro-ondas, uma linha de transmissão é uma estrutura que normalmente tem a função de conduzir informação ou energia de um ponto a outro. Além disso, na faixa de frequência de GHz, tais componentes, em muitos casos, podem ser empregados como elementos de circuito [1], pois muitos dos dispositivos utilizados em engenharia de micro-ondas, tais como casadores de impedância, ressoadores, filtros, divisores de potência e acopladores direcionais [1] incluem elementos de circuitos distribuídos que, na prática, muitas vezes são realizados por meio de seções de linhas de transmissão. Portanto, é de fundamental importância o conhecimento de como esse tipo de estrutura funciona e quais são seus principais parâmetros, além de como elas podem ser realizáveis.

Desde que para o modo de propagação transversal (TEM), uma linha de transmissão tem no mínimo dois condutores [2], uma representação geralmente usada para tal elemento é a de dois fios como esquematizado na figura 2.1.

Figura 2.1 - (a) Linha de transmissão. (b) Circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha.



FONTE: O autor.

A porção infinitesimal de comprimento Δl da linha, mostrada na figura 2.1a, pode ser modelada por um circuito de elementos concentrados [2], como mostrado na figura 2.1b, onde R, L, G e C são quantidades por unidade de comprimento definidas como segue:

- R =Resistência Série por unidade de comprimento para ambos os condutores [Ω/m]
- L =Indutância Série por unidade de comprimento para ambos os condutores [H/m]
- G =condutância Shunt por unidade de comprimento para ambos os condutores [S/m]
- C =capacitância Shunt por unidade de comprimento para ambos os condutores [F/m]

Aplicando as leis de Kirchhoff para tensão e correntes para o circuito da Figura 2.1b, é possível encontrar [2], depois de algumas manipulações, expressões para tensão e corrente no domínio da frequência em função da posição. Estas são mostradas em (2.1) e (2.2) respectivamente.

$$V(l) = V_0^+ e^{-\gamma l} + V_0^- e^{+\gamma l}, \quad (2.1)$$

$$I(l) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma l} - V_0^- e^{+\gamma l}). \quad (2.2)$$

O termo γ é a *constante de propagação complexa* [2] e Z_0 é a *impedância característica da linha* [2] cujas expressões são:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (2.3)$$

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}. \quad (2.4)$$

Convertendo (2.1) para o domínio do tempo, é possível, por meio de algumas considerações [3] constatar que primeiro termo em (2.1) representa uma onda propagando na direção positiva (+) enquanto que o segundo representa uma onda viajando na direção contrária. Também é possível definir quantidades como *velocidade de fase* e *comprimento de onda* dadas respectivamente por (2.5) e (2.6)

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}, \quad (2.5)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}. \quad (2.6)$$

Assim como na maioria dos casos práticos, neste trabalho as perdas nas linhas são ignoradas no processo de projeto por serem muito pequenas, com efeito, $R = G = 0$. Nesse caso, das expressões (2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) temos respectivamente que:

$$V(l) = V_0^+ e^{-j\beta l} + V_0^- e^{+j\beta l}, \quad (2.7)$$

$$I(l) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-j\beta l} - V_0^- e^{+j\beta l}), \quad (2.8)$$

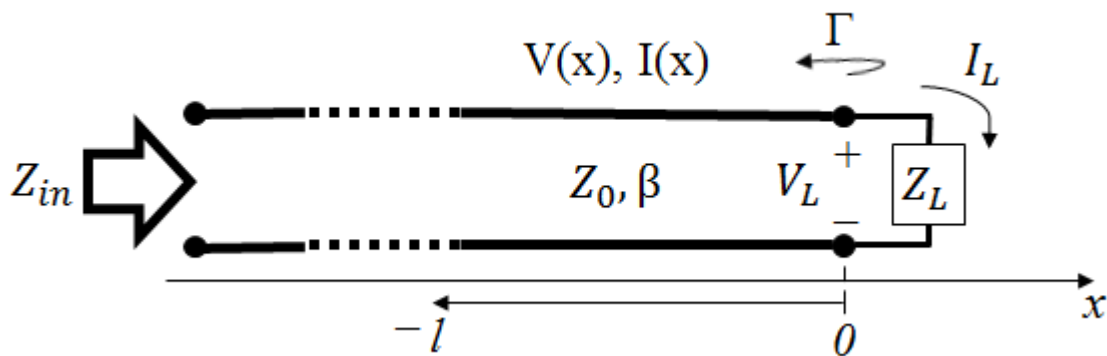
$$\gamma = j\omega\sqrt{LC}, \quad (2.9)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C}, \quad (2.10)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.11)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}. \quad (2.12)$$

Figura 2.2 - Linha de transmissão sem perdas terminada em uma carga Z_L .



FONTE: O autor.

Na Figura 2.2, é mostrado o caso de uma linha de transmissão terminada em uma carga Z_L . Nessa situação é assumido que uma onda incidente $V_0^+ e^{-j\omega l}$ é gerada a partir de uma fonte em $l < 0$ e atinge a carga no ponto $l = 0$. Para todos os pontos $l < 0$ desta linha as equações

(2.7) e (2.8) devem ser respeitadas levando-se em consideração a seguinte condição de fronteira [2]:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)}. \quad (2.13)$$

Portanto a partir de (2.7), (2.8) e (2.13) é possível definir o *coeficiente de reflexão de voltagem* Γ [2] como:

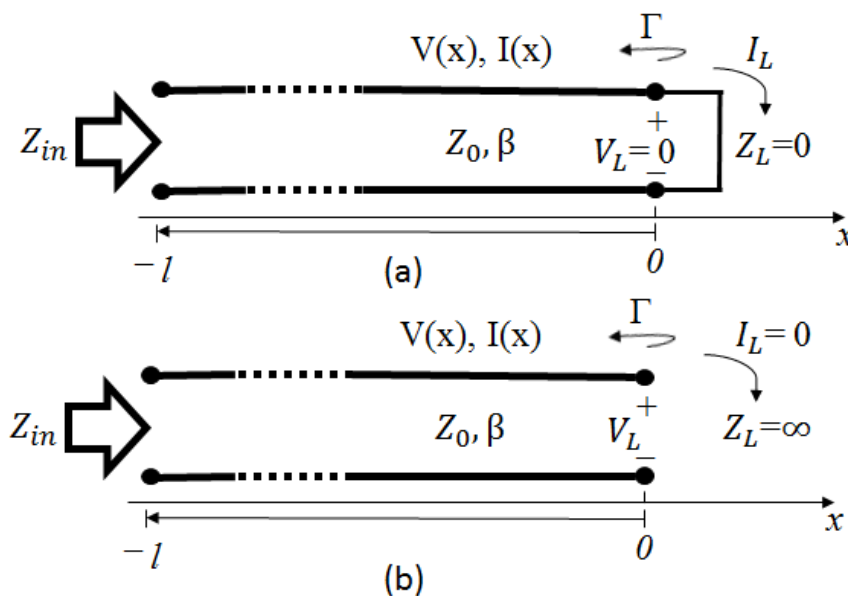
$$\Gamma \triangleq \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.14)$$

A impedância vista na entrada da linha de transmissão terminada na carga Z_L , mostrada na figura 2.2 pode ser obtida a partir das expressões (2.14), (2.7) e (2.8). Ela é dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}. \quad (2.15)$$

Da expressão (2.15) ainda pode-se extrair dois resultados relevantes. O primeiro, quando a impedância de carga é um curto circuito (figura 2.3a) e o segundo quando essa é um circuito aberto (figura 2.3b).

Figura 2.3 - (a) Linha de transmissão terminada em curto, (b) Linha de transmissão terminada em circuito aberto.



FONTE: O autor.

Assim a impedância vista na entrada da linha terminada em um curto é obtida da expressão (2.15) fazendo $Z_L = 0$. Logo, nesse caso,

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) . \quad (2.16)$$

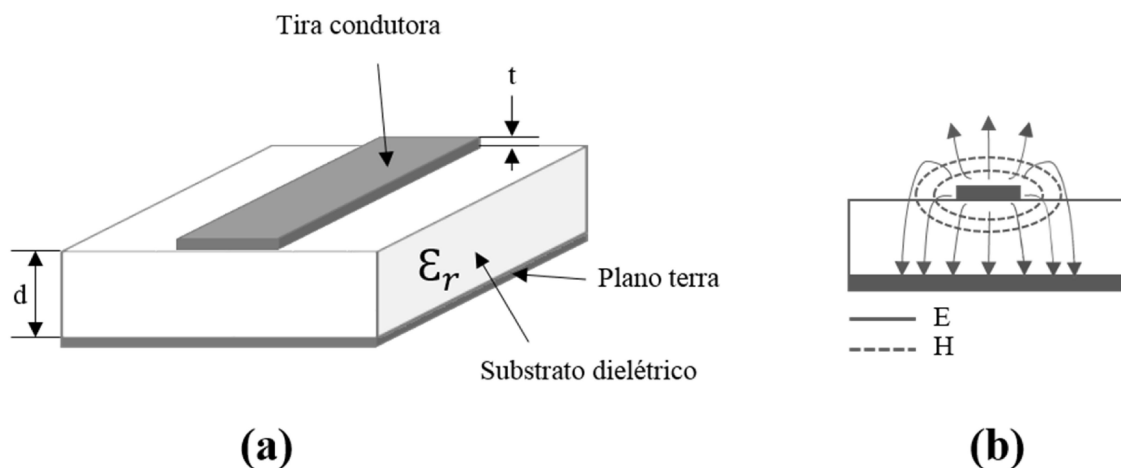
Já a impedância vista na entrada da linha terminada em circuito aberto é também obtida da expressão (2.15) fazendo $Z_L = \infty$, desse modo, nesse caso

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l) . \quad (2.17)$$

2.1.1 Síntese de linhas de transmissão por meio de *Microfitas*

Uma *Microfita* é um tipo de linha transmissão planar muito popular. A estrutura geral de uma linha desse tipo é ilustrada na Figura 2.4a. Uma tira de condutor com largura W e espessura t é impressa em uma fina camada de substrato dielétrico de espessura d e permissividade relativa ϵ_r , com o lado de baixo em contato com um plano condutor aterrado. Um esquema contendo as linhas de campo é mostrada na figura 2.4b.

Figura 2.4 - Microfita. (a) Geometria. (b) Campos elétricos e magnéticos.



FONTE: O autor.

Devido a não-homogeneidade da estrutura da *microfita*, esta não suporta ondas puramente transversais (ondas TEM), estando sujeita a composições de ondas TM e TE. No entanto, como na maioria das aplicações práticas o substrato dielétrico é eletricamente muito fino ($d \ll \lambda$), os campos se tornam quase transversais e boas aproximações para a velocidade

de fase, constante de propagação e impedância característica podem ser obtidas das soluções “quase estáticas” [2].

A velocidade de fase e constante de propagação podem ser expressas por:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.18)$$

e

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}. \quad (2.19)$$

Tanto a impedância característica de uma *microfita* quanto a constante dielétrica efetiva dependem da constante dielétrica e espessura do substrato, largura e espessura do condutor e frequência. No entanto, para o projeto das linhas nesse trabalho serão utilizadas fórmulas aproximadas que não levam em conta espessura do condutor. Fórmulas mais precisas que consideram essa variável são mostradas por J. S. Hong e M. J. Lancaster [29].

A constante dielétrica efetiva e impedância característica de uma *microfita* são dadas respectivamente por [29]:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{10d}{W}\right)^{-ab} \quad (2.20)$$

e

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{Fd}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2d}{W}\right)^2} \right). \quad (2.21)$$

Em que:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{\left(\frac{W}{d}\right)^4 + \left(\frac{W}{52d}\right)^2}{\left(\frac{W}{d}\right)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{W}{18.1d}\right)^3 \right), \quad (2.22)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.23)$$

e

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left(- \left(\frac{30.666d}{W} \right)^{0.7528} \right). \quad (2.24)$$

A dependência na frequência da constante dielétrica efetiva e impedância característica da *microfita* são dadas em [29] pelas expressões:

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + \left(\frac{f}{f_{50}}\right)^m} \quad (2.25)$$

e

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_e - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_e}{\epsilon_e(f)}}. \quad (2.26)$$

Em que,

$$f_{50} = \frac{\frac{c}{2\pi d \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_e}} \operatorname{atan}\left(\epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - \epsilon_e}}\right)}{0.75 + (0.75 - 0.332 \epsilon_r^{-1.73}) W/d}, \quad (2.27)$$

$$m = \begin{cases} m_0 m_c & \text{se } m_0 m_c \leq 2.32 \\ 2.32 & \text{se } m_0 m_c > 2.32 \end{cases}, \quad (2.28)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + W/d} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + W/d}\right)^3 \quad (2.29)$$

e

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + W/d} \left(0.15 - 0.235 \exp\left(-\frac{0.45f}{f_{50}}\right)\right) & \text{se } W/d \leq 0.7 \\ 1 & \text{se } W/d \geq 0.7 \end{cases}. \quad (2.30)$$

Quando é conhecida a impedância característica Z_0 , e a permissividade relativa ϵ_r , a razão W/d pode ser encontrada usando as seguintes expressões [29],

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{se } W/d \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) & \text{se } W/d \geq 2 \end{cases}. \quad (2.31)$$

Em que:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.32)$$

e

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.33)$$

2.2 TEORIA DE REDES DE MICRO-ONDAS

Salvo algumas situações em que simplificações podem conduzir a resultados errados [2], os componentes e dispositivos de micro-ondas podem ser modelados por redes de N-portas, tais como as com duas, três ou quatro portas [4]. A estas redes estão atrelados conceitos de circuitos que podem ser estendidos de modo a se poder lidar com muitos problemas práticos de projeto e análise em micro-ondas, evitando o uso direto das equações de Maxwell, o que por sua vez tornaria esse processo bem mais complicado [2]. Essa abordagem também abre margem a possibilidade de modificar o problema original, ou combinar vários elementos de modo a se encontrar a resposta sem a necessidade de se reanalisar cada elemento em suas novas conexões. As relações entre saída e entrada de uma rede de micro-ondas linear podem ser descritas de muitos modos diferentes [5], dentre os quais vale a pena destacar suas representações através de matrizes de impedância, de admitância, de espalhamento e de transmissão.

Com o intuito de fazer uma análise de uma rede de micro-ondas para podermos representá-las por meio dessas matrizes, necessita-se do conceito de tensões e correntes equivalentes. Relações envolvendo tensões e correntes equivalentes nos levam a quantidades físicas importantes como coeficientes de reflexão e transmissão, impedância normalizada de entrada e outras [4].

2.2.1 Voltagens e Correntes equivalentes. Matrizes de rede

Embora em frequência de micro-ondas não existam amperímetros e voltímetros para a medida direta de correntes e voltagens, é útil descrever a operação de um circuito que opere em tal faixa de frequências em termos dessas grandezas de forma a se obter a possibilidade do uso de conceitos clássicos de circuitos que operam em baixa frequência [3]. Na figura 2.5 é mostrada uma rede de duas portas conectada a duas linhas de transmissão, sendo uma em sua entrada e outra em sua saída respectivamente. Cada linha de transmissão pode conduzir uma onda se propagando ou no sentido da rede, definida como a onda incidente, ou no sentido para fora da rede, definida como onda refletida ou transmitida.

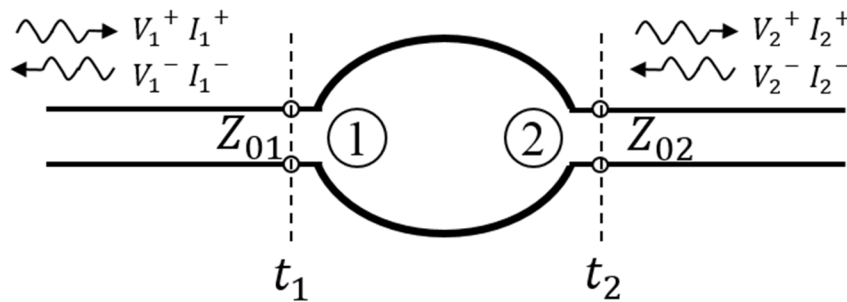
Para determinar as ondas de voltagem e corrente, é assumido que essas têm a mesma fase dos componentes transversais dos campos elétricos e magnéticos das ondas incidentes [4]. Matematicamente, as ondas de voltagem e corrente totais na linha de transmissão da porta 1 são expressas como:

$$V_1(l) = V_1^+(l) + V_1^-(l) = V_{10}^+ e^{-j\beta l} + V_{10}^- e^{+j\beta l}, \quad (2.34)$$

$$I_1(l) = I_1^+(l) - I_1^-(l) = \frac{1}{Z_{01}} (V_{10}^+ e^{-j\beta l} - V_{10}^- e^{+j\beta l}). \quad (2.35)$$

Onde V_{10}^+ , V_{10}^- são as voltagens complexas das ondas que respectivamente incidem e refletem sobre o plano terminal $l = 0$ e Z_{01} é a impedância característica da linha ligada à porta 1.

Figura 2.5 - Ondas de Voltagem e correntes normalizadas e não normalizadas nas linhas de transmissão de uma rede de duas portas.



FONTE: O autor.

Das relações (2.34) e (2.35) definem-se as seguintes grandezas:

- Coeficiente de Reflexão de voltagem na porta, Γ_1

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-(0)}{V_1^+(0)}. \quad (2.36)$$

- Perda de Retorno, RL (dB)

$$RL \text{ (dB)} = -20 \log |\Gamma_1|. \quad (2.37)$$

- Razão de Onda estacionária, $VSWR$

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma_1|}{1-|\Gamma_1|}. \quad (2.38)$$

- Impedância de entrada da porta 1, Z_{in}

$$Z_{in} = \frac{V_1(0)}{I_1(0)} = \frac{V_1^+(0) + V_1^-(0)}{I_1^+(0) - I_1^-(0)} = Z_{01} \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}. \quad (2.39)$$

Da expressão (2.39), é caracterizada uma situação de casamento (isto é, se não existe reflexão) quando a impedância de entrada da porta é igual à impedância característica da linha de transmissão ($Z_{in} = Z_{01}$). Nesse caso, $\Gamma_1 = 0$.

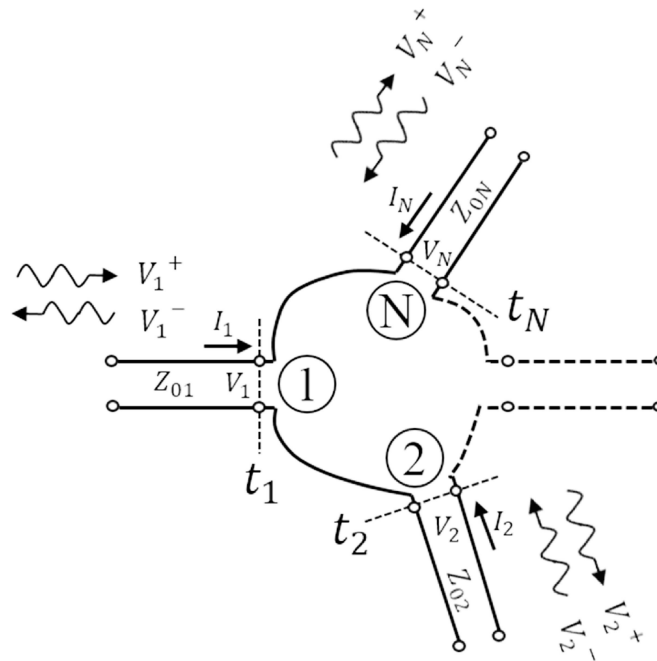
Considerando agora a Figura 2.6, temos uma rede de N portas. Nela cada porta está conectada a uma linha de transmissão, sendo a impedância característica da m-ésima porta denotada por Z_{m0} . Aqui, planos terminais fictícios são definidos de modo que nesses pontos as ondas incidentes e refletidas de tensão e correntes sejam dadas por (V_n^+, I_n^+) e (V_n^-, I_n^-) respectivamente. Desse modo a voltagem e corrente total no terminal são dadas por:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (2.40)$$

e

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = \frac{1}{Z_{0n}}(V_n^+ - V_n^-). \quad (2.41)$$

Figura 2.6 - Rede de N portas.



FONTE: O autor.

Tendo em vista as voltagens e correntes totais, são definidas as matrizes de Impedância e Admitância [2]. A matriz impedância da rede de micro-ondas relaciona essas grandezas do seguinte modo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

A expressão (2.42) pode ser escrita na seguinte forma:

$$[V] = [Z][I]. \quad (2.43)$$

De modo similar a matriz admitância é definida como:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ Y_{N1} & \dots & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Que pode ser reescrita como:

$$[I] = [Y][V]. \quad (2.45)$$

Obviamente, a matriz $[Y]$ é a inversa da matriz $[Z]$ (quando ela existe) de modo que:

$$[Y] = [Z]^{-1}. \quad (2.46)$$

Das expressões (2.42) e (2.44) vemos que Z_{ij} e Y_{ij} podem ser encontrados da seguinte forma,

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right| \text{com } I_k = 0 \text{ para } k \neq j \quad (2.47)$$

e

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right| \text{com } V_k = 0 \text{ para } k \neq j. \quad (2.48)$$

Pode ser mostrado que se a rede é recíproca (não contém nenhum dispositivo ativo ou meios não recíprocos, tais como ferrites e plasma), as matrizes impedância e admitância são simétricas [3]. Assim para uma rede recíproca, vale

$$Z_{ij} = Z_{ji} \quad (2.49)$$

e

$$Y_{ij} = Y_{ji}. \quad (2.50)$$

Já no caso de a rede ser sem perdas, pode ser mostrado [2] que:

$$Re\{Z_{mn}\} = 0 \quad (2.51)$$

e

$$Re\{Y_{mn}\} = 0. \quad (2.52)$$

As Representações através de matrizes impedância e admitância se tornam inapropriadas quando se trabalha em redes de alta frequência [2]. Desse modo uma representação que está mais em acordo com as medições diretas, e com as ideias de ondas incidentes, refletidas e transmitidas é dada pela matriz de espalhamento [2].

A matriz de espalhamento relaciona as ondas de voltagem incidentes e refletidas nas portas da rede da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

ou

$$[V^-] = [S][V^+]. \quad (2.54)$$

Um elemento específico da matriz de espalhamento pode ser determinado [2] como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right| \text{com } V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j. \quad (2.55)$$

Uma interpretação para (2.55) seria de que é possível encontrar o parâmetro S_{ij} da rede casando todas as portas e medindo a onda de voltagem incidente e transmitida nas portas i e j respectivamente. Também, é possível chegar à conclusão de que o parâmetro S_{ii} nada mais representa do que o coeficiente de reflexão visto da porta i quando todas as outras portas são terminadas em cargas casadas.

Pode-se mostrar que, assim como acontece com as matrizes impedância e admitância, para redes recíprocas a matriz de espalhamento é simétrica [2], ou seja:

$$[S] = [S]^T. \quad (2.56)$$

Já para rede sem perdas (onde nenhuma potência real pode ser absorvida pela rede), a seguinte relação envolvendo a matriz de espalhamento deve ser satisfeita [2],

$$[S]^T [S]^* = [I]. \quad (2.57)$$

Onde os termos $[S]^*$ e $[S]^T$ são respectivamente a matriz de espalhamento complexa conjugada e transposta, e o termo $[I]$ representa a matriz identidade.

A expressão matricial (2.57) pode ser reescrita por:

$$\sum_{k=1}^N S_{ki} S_{kj}^* = \begin{cases} 1 & \text{se } i = j \\ 0 & \text{se } i \neq j \end{cases} \quad (2.58)$$

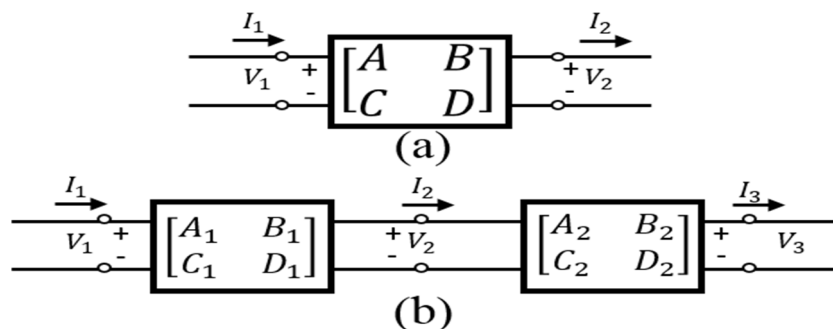
Uma matriz que obedece a equação (2.58) é chamada de *matriz unitária* [2].

Na prática muitas redes de micro-ondas consistem de conexões em cascata de duas ou mais redes de duas portas. Nesse caso é mais conveniente definir uma matriz 2x2 para cada rede com a propriedade de que para conexões em cascata de várias redes de duas portas, a matriz 2x2 que representara todo o circuito será dada pela multiplicação das matrizes 2x2 individuais de cada elemento da rede. Essa matriz é chamada de matriz de transmissão, ou matriz ABCD. Ela é definida em termos de tensões e correntes por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.59)$$

Em que, V_1, V_2, I_1, I_2 são as tensões e correntes mostradas na figura 2.7a.

Figura 2.7 - (a) Rede de duas portas; (b) Conexão em cascata de redes de duas portas.



FONTE: O autor.

Ainda com relação a figura 2.7 é importante notar que o sentido da corrente I_2 é oposto ao que se adota para a construção das matrizes de Impedância e Admitância.

Na conexão em cascata mostrada na Figura 2.7b, temos que,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

e

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

Das expressões acima, chega-se à:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (2.62)$$

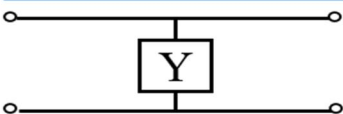
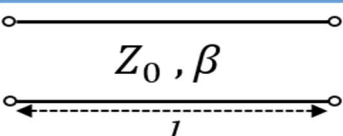
A expressão (2.62) mostra que a matriz ABCD da conexão em cascata das duas redes é igual ao produto das matrizes ABCD que representam os dispositivos de duas portas individuais. No entanto, a ordem de multiplicação das matrizes deve ter a mesma ordem no qual as redes são conectadas.

Para redes de duas portas reciprocas pode se mostrar que os elementos de sua matriz ABCD obedecem a seguinte relação [2],

$$AD - BC = 1. \quad (2.63)$$

Na tabela 2.1 é listada duas matrizes ABCD para algumas redes de duas portas mais comuns.

Tabela 2.1 - Parâmetros ABCD para circuitos de duas portas mais comuns.

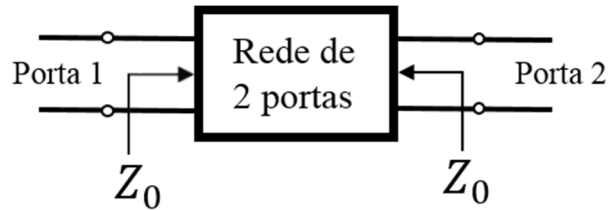
Circuitos	Parâmetros ABCD
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ j \sin(\beta l)/Z_0 & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$

FONTE: O autor.

Da tabela 2.1 vemos que a Matriz ABCD da linha de transmissão sem perdas esta em função única e exclusivamente do seu comprimento elétrico $\theta = \beta l$ e de sua impedância característica Z_0 .

Relações importantes de conversão entre parâmetros de espalhamento e transmissão para uma rede de duas portas mostrada na figura 2.8 são dadas pelas expressões (2.64) e (2.65)

Figura 2.8 - Rede de duas portas com impedância de entrada Z_0 em todas as portas.



FONTE: O autor.

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \\ S_{12} = \frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \\ S_{21} = \frac{2}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \\ S_{22} = \frac{-A+B/Z_0-CZ_0+D}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \end{cases}, \quad (2.64)$$

$$\begin{cases} A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ B = Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{cases}. \quad (2.65)$$

É importante ressaltar que a rede de duas portas em questão tem suas portas com impedância de entrada com valor dado por Z_0 . Fórmulas que relacionam os parâmetros de espalhamento ou transmissão com os parâmetros de impedância ou de admitância podem ser vistas no livro de D. M. Pozar [2].

3 ACOPLADORES BRANCH-LINE E LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS

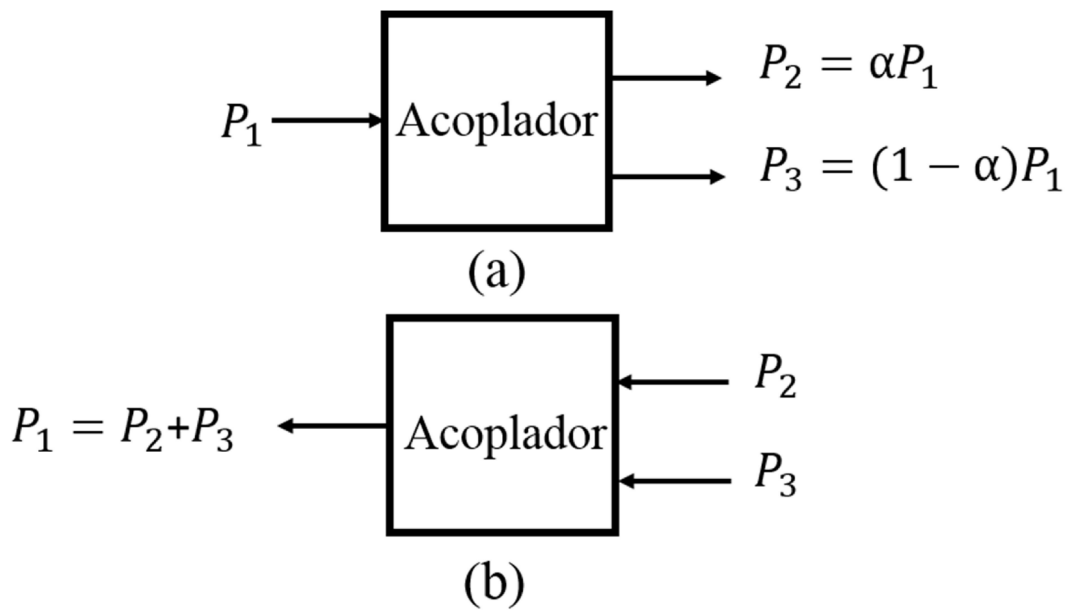
Ainda dentro da revisão teórica, neste capítulo são mostrados os tópicos que estão diretamente relacionados com o trabalho desenvolvido aqui. O primeiro desses tópicos trata dos acopladores *Branch-line*, um tipo de acoplador híbrido em 90° que por sua vez pertence a uma classe de dispositivos denominados acopladores direcionais [6]. Assim, aqui é mostrado o que é, como pode ser aplicado, e como se dá o funcionamento de um acoplador *Branch-line*.

Neste capítulo, também é visto o que é uma linha de transmissão artificial (LTA), bem como ela pode ser implementada e utilizada. Nesse ponto, a ênfase maior que se dar para utilização dessas estruturas é na construção de acopladores *Branch-line* miniaturizados. Assim, alguns desses dispositivos mais compactos que têm sido propostos por pesquisadores são mostrados aqui.

3.1 ACOPLADORES DIRECIONAIS

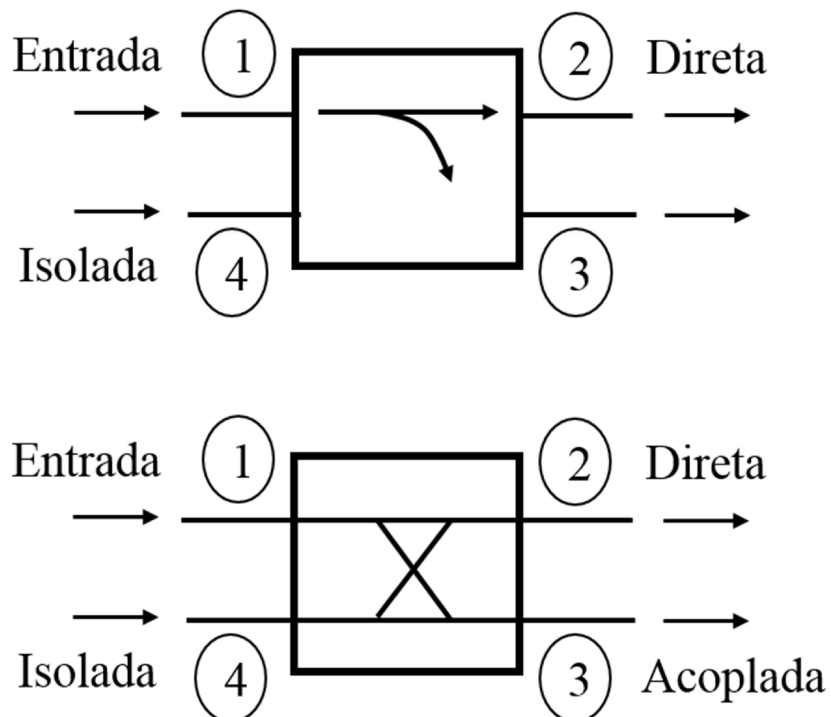
Acopladores direcionais são dispositivos passivos que trabalham na faixa de frequências de micro-ondas podendo ser usados para, entre outras aplicações, divisão ou combinação de potência. Na figura 3.1a é mostrado um exemplo esquemático de divisão de potência. Nela a potência incidente é dividida arbitrariamente pelo acoplador entre dois sinais de menor potência. Já na figura 3.1b temos um exemplo esquemático de um acoplador atuando como combinador de dois sinais. Assim como na divisão de potência, onde um sinal de entrada pode ser dividido em mais de dois sinais de saída, na combinação pode se ter mais de dois sinais de entrada a serem combinados para retornar em uma única saída, portanto um acoplador pode ter três, quatro ou até mais portas. Um acoplador direcional, cujo os dois símbolos mais comuns são mostrados na Figura 3.2, pode ser projetado para ter uma divisão de potência arbitrária e idealmente deve ter as portas 1 e 4 desacopladas, ou seja, uma onda incidente na porta 1 pode se dividir para sair nas portas 2 e 3, mas nada poderá sair na porta 4, do mesmo modo se a incidência se der na porta 4 nada poderá sair na porta 1. Similarmente as portas 2 e 3 também são desacopladas.

Figura 3.1 - (a) Divisão de potência arbitrária, (b) combinação de potência.



FONTE: D. M. Pozar [2].

Figura 3.2 - Símbolos para o acoplador direcional.



FONTE: D. M. Pozar [2].

O desempenho de um acoplador direcional é comumente caracterizado por quatro parâmetros: acoplamento (em inglês *coupling*), que indica a fração da potência de entrada que é

acoplada à saída, diretividade (em inglês *directivity*) que indica a capacidade do acoplador isolar as portas acopladas das não acopladas, isolação (em inglês *isolation*) que indica a quantidade de potência liberada para a porta desacoplada, e perda por inserção (em inglês *insertion loss*) que indica a quantidade de potência liberada na porta direta (em inglês *through port*). Com relação a figura 3.2, a porta acoplada (em inglês *coupled port*) é a 3, a porta direta (em inglês *through port*) é a 2, enquanto que a porta isolada (em inglês *isolated port*) é a 4. As expressões para os quatro parâmetros são:

$$1. \text{ Acoplamento} = C = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) = -10 \log |S_{31}|^2 \quad (3.1)$$

$$2. \text{ Diretividade} = D = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) = -10 \log \frac{|S_{14}|^2}{|S_{13}|^2} \quad (3.2)$$

$$3. \text{ Isolação} = I = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) = -10 \log |S_{14}|^2 \quad (3.3)$$

$$4. \text{ Perda por Inserção} = L = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = -10 \log |S_{12}|^2 \quad (3.4)$$

Algumas das quantidades acima podem ser relacionadas por:

$$I = D + C \text{ dB.} \quad (3.5)$$

Em um acoplador direcional ideal nenhuma potência é liberada na porta 4 ($P_4 = 0$), conseqüentemente sua isolação e diretividade serão infinitas.

Tomando o acoplador direcional da figura 3.2 como sendo ideal, reciproco e casado em todas as portas, sua matriz de espalhamento fica da seguinte forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Em que:

$$\begin{cases} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \\ S_{12} = S_{21} \\ S_{13} = S_{31} \\ S_{14} = S_{41} = 0 \\ S_{23} = S_{32} = 0 \\ S_{24} = S_{42} \\ S_{34} = S_{43} \end{cases}. \quad (3.7)$$

Assim:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Considerando agora que o acoplador é sem perdas, a matriz S será unitária, ou seja, deve satisfazer a seguinte equação:

$$\sum_{k=1}^N S_{ki} S_{kj}^* = \begin{cases} 1, & \text{se } i = j \\ 0, & \text{se } i \neq j \end{cases}. \quad (3.9)$$

Logo pode-se concluir que:

$$S_{12}S_{24}^* + S_{13}S_{34}^* = 0, \quad (3.10)$$

$$S_{12}S_{13}^* + S_{24}S_{34}^* = 0, \quad (3.11)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (3.12)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1. \quad (3.13)$$

Assim, das equações (3.10) e (3.11), temos seguintes igualdades:

$$|S_{12}||S_{24}| = |S_{13}||S_{34}| \quad (3.14)$$

e

$$|S_{12}||S_{13}| = |S_{24}||S_{34}|. \quad (3.15)$$

Donde vemos que vale a relação

$$\frac{|S_{24}|}{|S_{13}|} = \frac{|S_{13}|}{|S_{24}|} \quad (3.16)$$

que consequentemente implica na igualdade

$$|S_{13}| = |S_{24}|. \quad (3.17)$$

Por fim, substituindo a igualdade (3.17) em (3.14), temos

$$|S_{12}| = |S_{34}|. \quad (3.18)$$

Uma simplificação significativa pode ser obtida escolhendo os planos de referência de fase de forma que:

$$S_{12} = S_{34} = A, \quad (3.19)$$

$$S_{13} = Be^{j\theta}, \quad (3.20)$$

e

$$S_{24} = Be^{j\varphi}. \quad (3.21)$$

Onde A e B são constantes reais e θ e φ são constantes de fase a serem determinadas.

Substituindo (3.21) e (3.19) em (3.13), temos:

$$A^2 + B^2 = 1. \quad (3.22)$$

Também, substituindo (3.21), (3.20), (3.19) em (3.11) pode-se deduzir que:

$$\theta + \varphi = \pi \pm 2n\pi. \quad (3.23)$$

Ignorando os múltiplos inteiros de 2π , existem duas escolhas particulares para θ e φ de interesse prático. Estas são:

1. O acoplador simétrico (acoplador em 90°): As constantes de fase são escolhidas como sendo iguais, $\theta = \varphi = \pi/2$. Dessa forma a matriz de espalhamento tem a seguinte forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & A & jB & 0 \\ A & 0 & 0 & jB \\ jB & 0 & 0 & A \\ 0 & jB & A & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

2. O acoplador antissimétrico (acoplador 180°): As constantes de fase são escolhidas tendo uma diferença de 180° , $\theta = 0$, $\varphi = \pi$. Dessa forma a matriz de espalhamento tem a seguinte forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & A & B & 0 \\ A & 0 & 0 & -B \\ B & 0 & 0 & A \\ 0 & -B & A & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

3.2 ACOPLADORES HÍBRIDOS

Os acopladores direcionais podem ser projetados de forma a se ter uma divisão de potência arbitraria entre as portas de saída. Quando um desses é feito de modo a se ter uma igual divisão de potência (3dB) com uma diferença de 90° ou 180° entre os sinais que saem nas portas Direta (em inglês through) e Acoplada (em inglês coupled), é chamado de acoplador híbrido [2]. Nesses dispositivos a igual divisão de potência implica que (3.24) e (3.25) obedecem a

$$A = B = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (3.26)$$

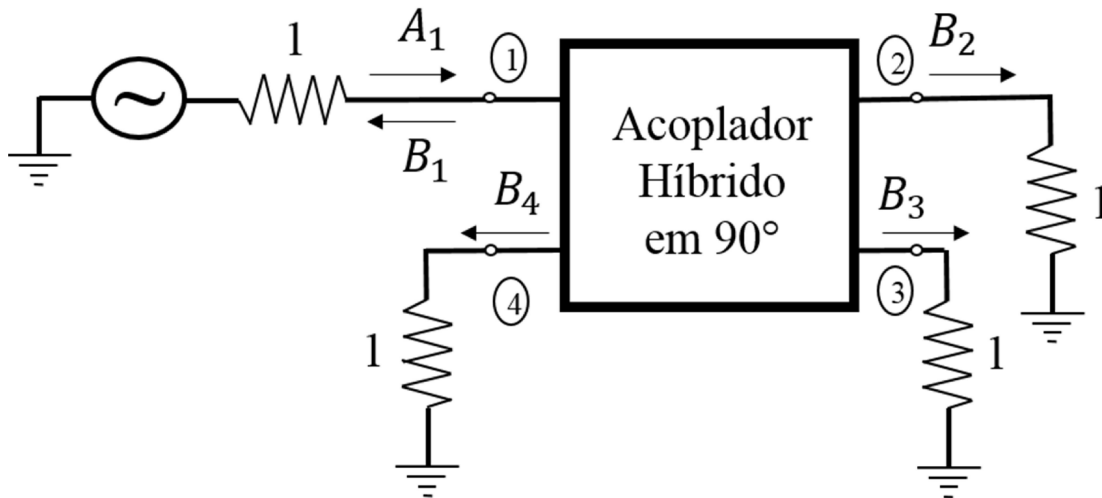
Além dos parâmetros usados para caracterizar um acoplador direcional, tais como acoplamento, isolamento, perda por inserção e diretividade, um acoplador híbrido é também caracterizado por grandezas denominadas, balanço de fase e balanço de amplitude [10]. O balanço de fase é a diferença de fase entre os dois sinais de saída disponíveis nesse dispositivo enquanto que o balanço de amplitude é a diferença em dB desses sinais. Tanto o balanço de fase como o balanço de amplitude são dependentes da frequência.

3.2.1 Acopladores Híbridos em 90°

Também conhecido como acoplador híbrido em quadratura, o acoplador híbrido em 90° é um acoplador direcional com divisão de potência de 3dB que tem uma diferença de fase de 90° entre os sinais nas portas de saída (portas Direta e Acoplada). Em circuitos de micro-ondas planares, tais como os que são construídos com o uso de *microfita* ou *stripline* [2], o acoplador híbrido em 90° é geralmente realizado por meio de estruturas conhecidas como acopladores *branch-line* [1], [2], *acopladores direcionais com linhas acopladas* [1], [2], [4], [56] e *acopladores de Lange*[1], [2], [7].

Com referência ao símbolo adotado para o acoplador híbrido em 90° na figura 3.3, se todas as portas são casadas, um sinal aplicado na porta 1 será dividido em duas componentes de igual amplitude com 90° de diferença de fase. Estes sinais sairão pelas portas 2 e 3, enquanto que idealmente nada poderá sair pela porta 4 e nada poderá ser refletido na porta 1.

Figura 3.3 - Símbolo para o acoplador híbrido em 90°.



FONTE: O autor.

Das expressões (3.24) e (3.26), vemos que a matriz de espalhamento de tal acoplador pode ser dada pela expressão (3.27). Essa expressão é a matriz de espalhamento de um acoplador *Branch-line*.

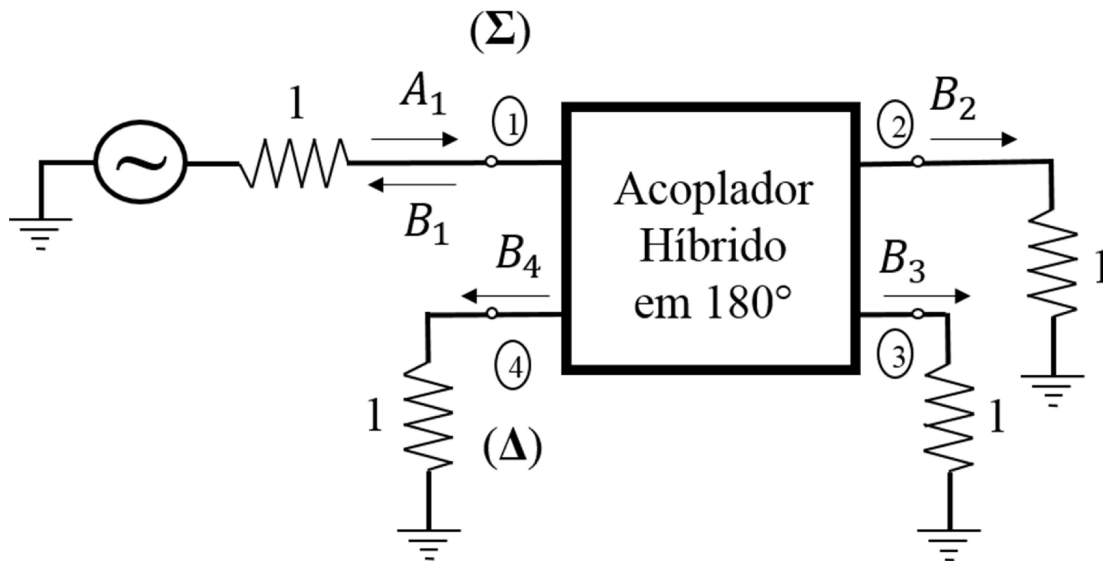
$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

3.2.2 Acopladores Híbridos em 180°

Esse dispositivo é um acoplador direcional com divisão de potência de 3 dB com diferença de fase de 180° entre os sinais nas portas de saída. Com referência ao símbolo usado por esse acoplador (mostrado na figura 3.4), se todas as portas são casadas, um sinal aplicado na porta 4 será dividido igualmente em duas componentes com defasagem de 180° e saíram pelas portas 2 e 3, enquanto que nada será refletido na porta 4, ficando a porta 1 isolada. Do mesmo modo, se o sinal for aplicado na porta 1, duas parcelas de igual magnitude não defasadas emergiram nas portas 2 e 3, ficando a porta 4 isolada. Em ambos os casos se têm idealmente reflexão inexistente do sinal dada pela porta onde o ele incide. Nesse dispositivo, os sinais que venham a entrar nas portas 2 e 3 serão adicionados e saíram na porta 1 enquanto que sua

diferença sairá na porta 4. Assim as portas 1 e 4 são referidas como sendo portas de soma e diferença respectivamente.

Figura 3.4 - Símbolo para o acoplador híbrido em 180°.



FONTE: O autor.

Esse dispositivo pode ser fabricado de várias formas. O acoplador híbrido em anel, ou *rat-race* [1], [2], [8] é um bom exemplo de acoplador de 180°. Nesses casos, sua matriz de espalhamento, pode ser obtida por meio das expressões (3.25) e (3.26), é dada por (3.28).

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

3.2.3 Principais aplicações dos acopladores híbridos

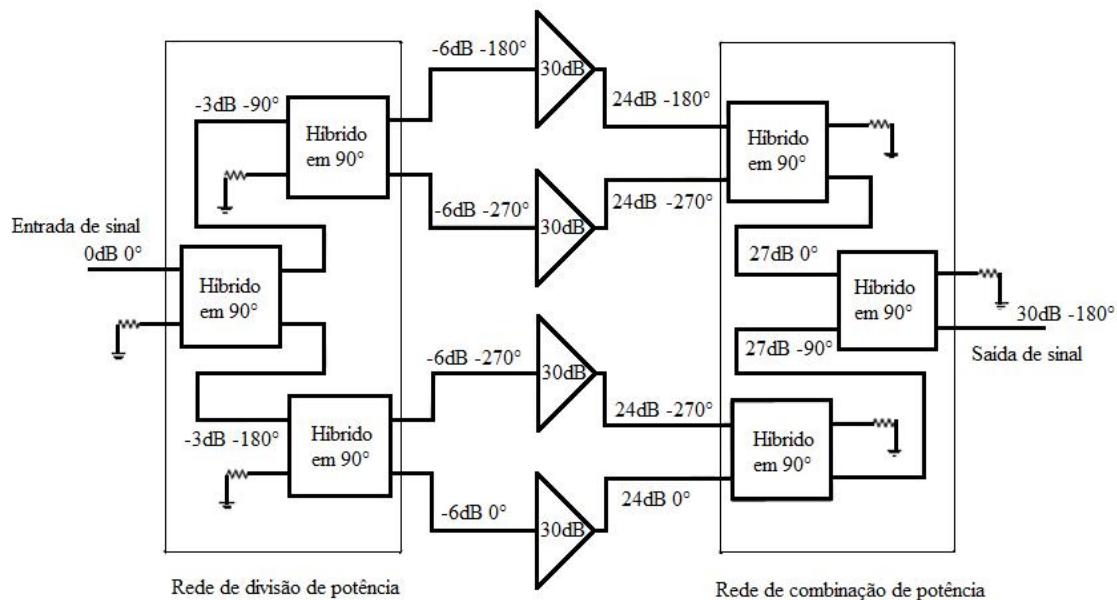
Praticamente todos os tipos de circuitos de micro-ondas usam acopladores híbridos de uma forma ou de outra [1]. Em geral, as áreas de aplicação podem ser divididas em duas partes [1].

1. Circuitos Passivos: Tuners, Filtros, e Redes de casamento.
2. Circuitos Ativos: Amplificadores e Misturadores balanceados, Defasadores.

Os acopladores híbridos também podem ser usados como combinadores e divisores de potência [2]. Um exemplo de acopladores híbridos em 90° sendo usados em divisão e

combinação de potência para produzir um amplificador de potência [9], [10] é mostrado na figura 3.5.

Figura 3.5 - Acoplador Híbrido em 90° usado em um amplificador de potência.



FONTE: O autor.

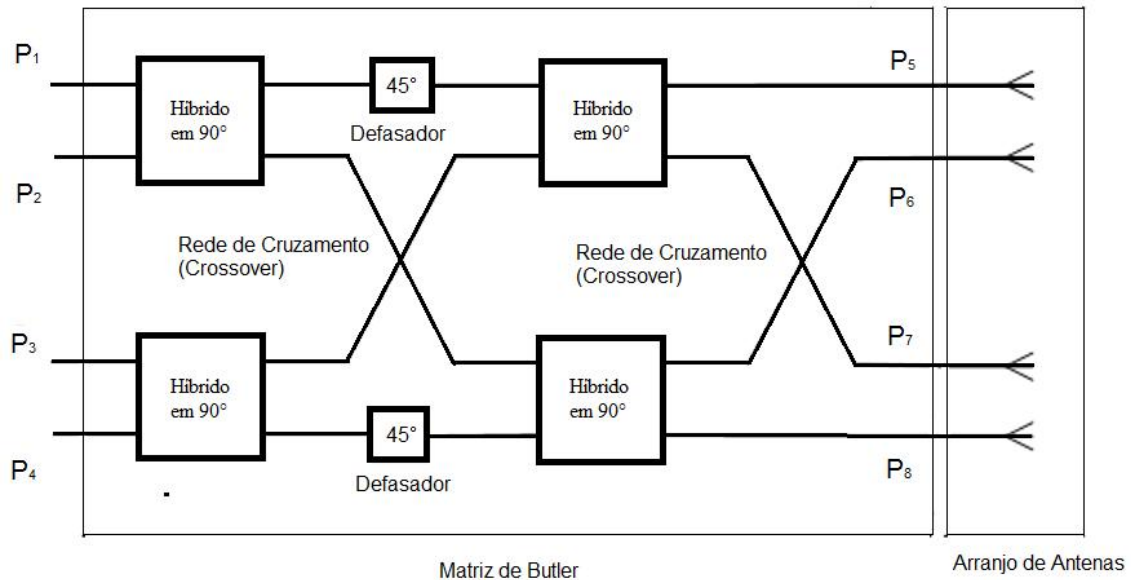
Como mostrado na Figura 3.5, um sinal de entrada é primeiramente dividido de modo a alimentar os amplificadores. Depois desse estágio, eles são combinados para produzir uma saída de alta potência. No estágio de combinação de potência, as entradas são dispostas de modo a ter uma defasagem de 90° entre si, com isso os sinais se somam na porta de saída e se cancelam na porta isolada. É interessante notar que nesse exemplo o ganho que se teria usando apenas um amplificador seria o mesmo do circuito da figura 3.5, no entanto, nesse caso, se correria o risco de se ter distorções indesejadas além de ocorrerem possíveis dificuldades de casamento na entrada e ou saída do amplificador.

Acopladores híbridos em 90° , juntamente com defasadores, também são usados em redes de formação de feixe [11], tal como a matriz de Butler [12][20], para criar um feixe de ondas de rádio em uma dada direção.

Uma matriz de Butler $N \times N$ é uma rede passiva e linear que dá a capacidade de orientação de feixe para um conjunto N de antenas faseadas por meio da mudança de diferença de fase dos sinais usados para alimentar esses elementos de antena. Ela combina as saídas das antenas de modo que se torna possível obter múltiplos feixes com sensibilidade em direções particulares. Esse dispositivo faz uma transformação rápida de Fourier espacial em $N = 2^n$

entradas e fornece $N = 2^n$ feixes ortogonais [12]. Um esquema de uma matriz de Butler 4x4 usada como alimentador de um conjunto de antenas é mostrada na Figura 3.6.

Figura 3.6 - Matriz de Butler 4x4 com conjunto de antenas.

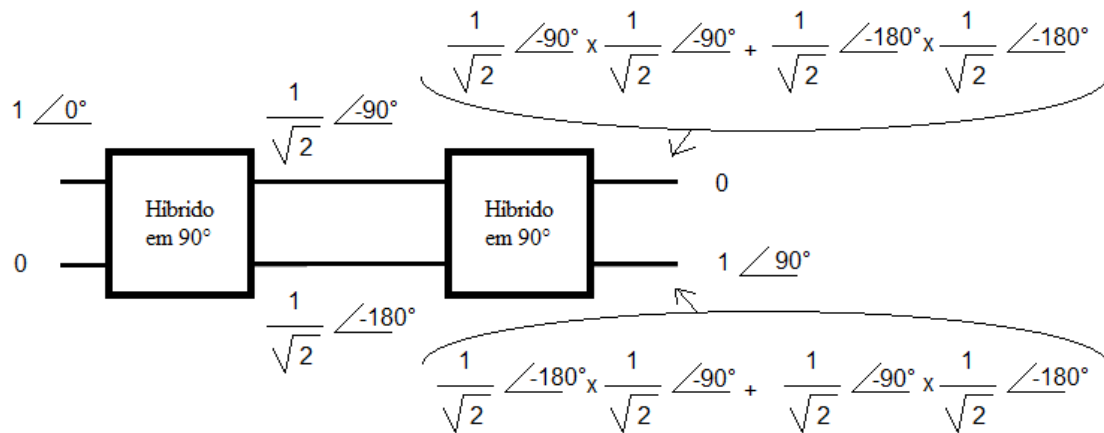


FONTE: T. N. Kaifas and J. N. Sahalos [13].

Com relação à Figura 3.6, um sinal introduzido em uma das portas de entrada irá produzir excitações nas saídas com determinadas diferenças de fase de modo a resultar um feixe irradiado em um determinado ângulo no espaço. Um procedimento de síntese para a matriz de Butler é dada por T. N. Kaifas e J. N. Sahalos [13]. Devido ao fato da matriz de Butler ser uma rede recíproca e passiva, ela pode funcionar como transmissor ou receptor de energia, assim cada feixe pode ser usado por um transmissor ou receptor.

O número de acopladores híbridos utilizados em tal estrutura é dado por $(N/2)\log_2 N$. Também vale a pena ressaltar que as redes de cruzamento (*crossovers*) podem ser construídas cascadeando dois acopladores híbridos em 90°, pois pode ser mostrado [27], [38] que assim haverá isolamento entre as portas diretamente em oposição entre si e existirá acoplamento entre as portas cruzadas. Essa ideia é esquematizada na figura 3.7.

Figura 3.7 - Crossover obtido cascateando dois acopladores híbridos em 90°.



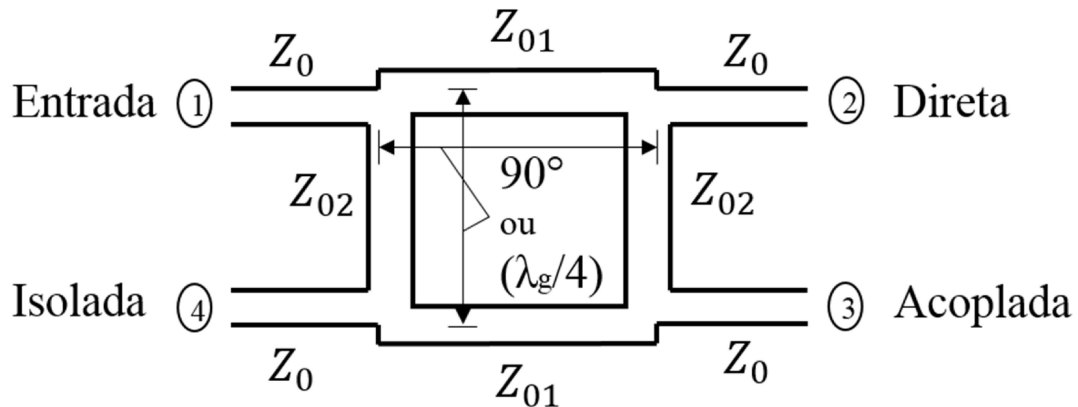
FONTE: O autor.

Desses dois exemplos de aplicação vemos que uma diminuição da área ocupada por um acoplador híbrido pode ter grande impacto na redução de tamanho dos dispositivos citados devido a potencialização da compactação uma vez que a quantidade de acopladores é grande.

3.3 ACOPLADORES BRANCH-LINE CONVENCIONAIS

Um acoplador híbrido *branch-line* [2], que é um tipo de acoplador híbrido em 90°, está mostrado na figura 3.8. Ele pode ser construído na forma planar através de *microfitas* ou *striplines*. Como ilustrado na figura 3.8, o acoplador *branch-line* tem quatro portas com impedância terminal Z_0 . Basicamente, ele consiste de duas seções de linhas de transmissão de comprimento de quarto de onda com impedância característica Z_{01} conectadas nos extremos a outras duas linhas de transmissão de quarto de onda de impedância característica Z_{02} , formando uma figura semelhante a um quadrado. Ainda com referência a Figura 3.8, um sinal aplicado na porta 1 será dividido em duas componentes com diferença de fase de 90° que serão disponíveis nas portas 2 e 3, enquanto que a porta 4 ficará isolada e nenhuma potência sairá por ela. É interessante notar que o acoplador *branch-line* convencional é simétrico, de forma que qualquer porta pode ser usada como porta de entrada.

Figura 3.8 - Geometria de um acoplador híbrido branch-line convencional [2].



FONTE: D. M. Pozar [2].

Apesar do acoplador híbrido *branch-line* geralmente ter uma igual divisão de potência em suas portas de saída na frequência central de operação, os parâmetros de espalhamento da estrutura mostrada na figura 3.8 podem ser dimensionados de modo ao dispositivo fugir dessa característica. Nesse caso pode ser mostrado que eles são dados por [4]:

$$S_{21} = -j \frac{Z_{01}}{Z_0}, \quad (3.29)$$

$$S_{31} = -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \quad (3.30)$$

e

$$S_{11} = S_{41} = 0. \quad (3.31)$$

Em que Z_{01} e Z_{02} devem satisfazer a seguinte condição:

$$\frac{Z_{01}^2}{Z_0^2} + \frac{Z_{01}^2}{Z_{02}^2} = 1. \quad (3.32)$$

Assim, das expressões (3.8), (3.29), (3.30) e (3.31) vemos que a matriz de espalhamento completa para o dispositivo é:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -j\frac{Z_{01}}{Z_0} & -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & 0 \\ -j\frac{Z_{01}}{Z_0} & 0 & 0 & -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \\ -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & 0 & 0 & -j\frac{Z_{01}}{Z_0} \\ 0 & -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & -j\frac{Z_{01}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Para o caso específico do acoplador *branch-line*, onde existe uma divisão de potência de 3dB, vemos que a partir de (3.29) e (3.30) devemos ter que:

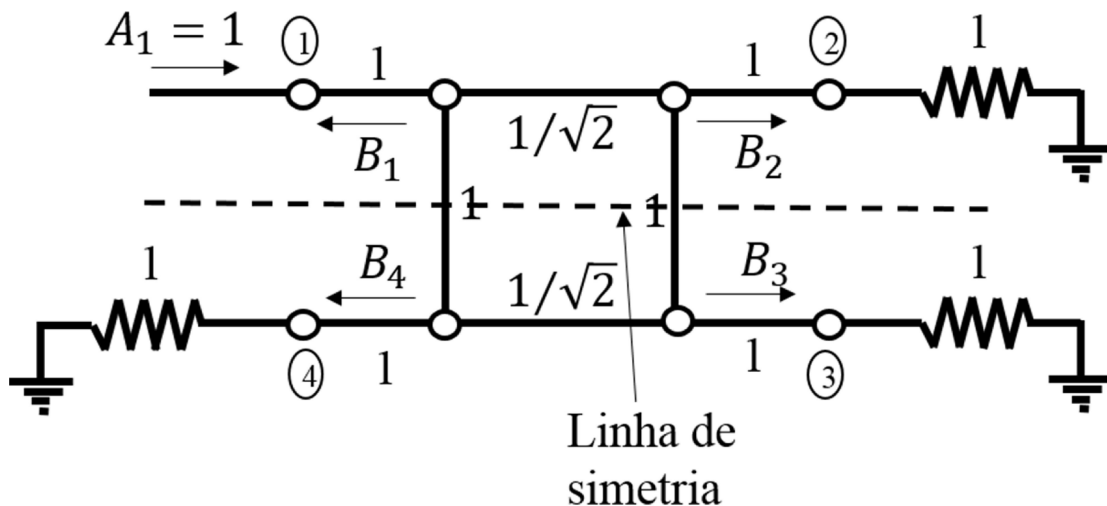
$$Z_{01} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (3.34)$$

e

$$Z_{02} = Z_0. \quad (3.35)$$

Para a análise da performance de um acoplador *branch-line* é possível usufruir da visível simetria existente em torno de uma linha imaginária que o corta ao meio como esquematizado abaixo na figura 3.9. A análise que se baseia nessa simetria é denominada abordagem dos modos par e ímpar [40].

Figura 3.9 - Circuito esquemático de um acoplador branch-line normalizado.

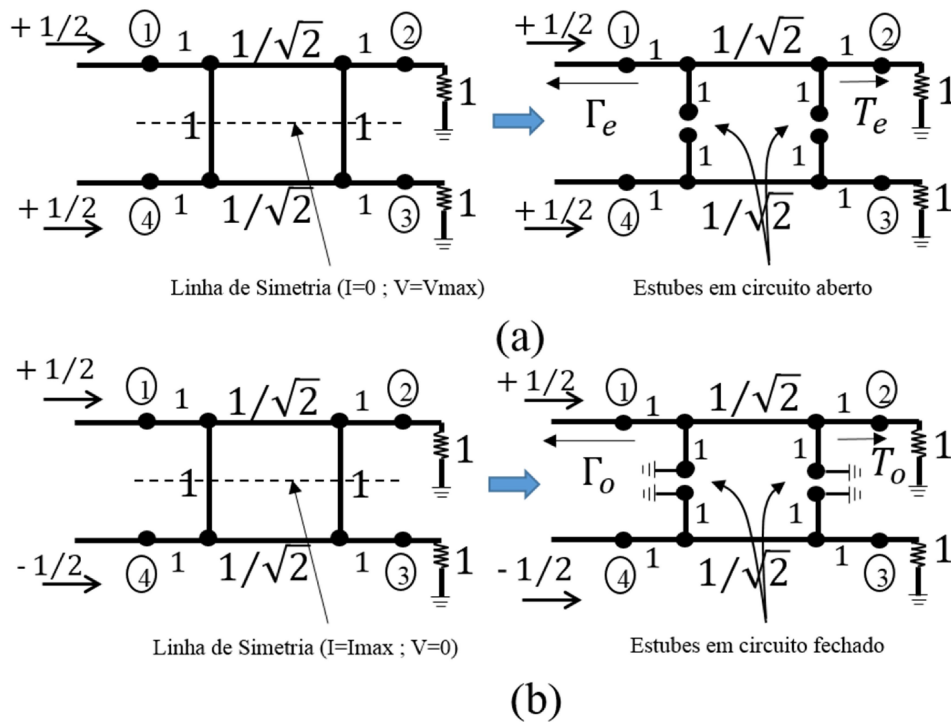


FONTE: O autor.

Com relação à Figura 3.9, cada linha desenhada no quadrado central representa uma linha de transmissão de comprimento quarto de onda com impedância característica normalizada em relação a Z_0 . Com todas as portas casadas é assumido que uma onda de

amplitude $A_1 = 1$ incide sobre a porta 1. Assim, como a circuito é linear, ele pode ser decomposto na superposição de duas situações, como ilustrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 - (a) Excitação para o modo par (b) Excitação para o modo ímpar.



FONTE: O autor.

Na Figura 3.10a é caracterizada a excitação do modo par, onde dois sinais em fase com amplitude de $1/2$ são aplicados nas portas 1 e 4. Devido a simetria, a tensão máxima ocorre em cada ponto da linha de tracejada, assim, nesses pontos: $Z = \infty$, significando que aí existe um equivalente de um circuito aberto. De modo similar, quando dois sinais em oposição de fase com amplitude de $1/2$ são aplicados as portas 1 e 4, a tensão mínima ocorre em cada ponto da linha tracejada, indicando que nesses pontos, $Z = 0$, o que por sua vez indica que aí existe um curto-circuito; essa situação caracteriza o modo ímpar e é ilustrada na Figura 3.10b.

Devido à linearidade a superposição pode ser aplicada e a resposta (Parametros S) da estrutura 3.9 pode ser obtida da soma das respostas individuais das excitações de modo par e modo ímpar. Assim as amplitudes das ondas que emergem em cada porta do acoplador híbrido *branch-line* podem ser expressas como:

$$B_1 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o, \quad (3.36)$$

$$B_2 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o, \quad (3.37)$$

$$B_3 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \quad (3.38)$$

e

$$B_4 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o. \quad (3.39)$$

Em que $T_{e,o}, \Gamma_{e,o}$ são os coeficientes de transmissão e reflexão de modo par e modo ímpar, respectivamente.

Considerando o circuito de duas portas para o modo par na Figura 3.10a, T_e e Γ_e podem ser calculados da multiplicação das matrizes ABCD de cada componente do circuito em cascata, ou seja,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{st} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & j \sin(\beta l) / \sqrt{2} \\ j \sqrt{2} \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{st} & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

onde Y_{sta} é a admitância vista na entrada do estubo em aberto resultante do corte horizontal do acoplador e l e β são respectivamente o comprimento e a constante de fase da seção de linha de transmissão de impedância característica normalizada de $1/\sqrt{2}$. Como os estubos são resultados do corte ao meio das linhas de transmissão de impedância característica normalizada de valor igual a 1, o valor para a admitância de entrada para esses elementos é dado por:

$$Y_{st} = \frac{j \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{1} = j \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right). \quad (3.41)$$

Novamente, l e β são respectivamente o comprimento e a constante de fase da seção de linha de transmissão, agora com impedância característica normalizada de valor igual a 1. Como as linhas de transmissão do acoplador são linhas de quarto de onda, tem-se que [2]:

$$l = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{\pi c}{2\omega_0}. \quad (3.42)$$

Em que λ_0 e ω_0 são respectivamente o comprimento de onda e frequência angular correspondente à frequência central de operação do acoplador f_0 .

Considerando que todas as linhas de transmissão são sem perdas, sabe-se que: $\beta = \omega/c$ [2]. Assim, substituindo essa relação bem como as expressões (3.41) e (3.42) na expressão (3.40) chega-se na matriz ABCD para a rede de duas portas da excitação do modo par,

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \tan\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 4}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) & j \sin\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) / \sqrt{2} \\ j \sqrt{2} \sin\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) & \cos\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \tan\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 4}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

Os coeficientes de reflexão e transmissão podem ser extraídos da matriz ABCD de modo par através das relações dadas em (2.64). Assim, temos:

$$T_e = \frac{2}{A_e + B_e + C_e + D_e} \quad (3.44)$$

e

$$\Gamma_e = \frac{A_e + B_e - C_e - D_e}{A_e + B_e + C_e + D_e}. \quad (3.45)$$

De modo similar, a matriz ABCD de excitação de modo ímpar foi obtida usando os mesmos argumentos com a diferença de que os estubes resultantes do corte horizontal do acoplador estarão em curto. Assim, nesse caso,

$$Y_{st} = -j 1 \cot\left(\frac{\beta l}{2}\right) = -j \cot\left(\frac{\beta l}{2}\right). \quad (3.46)$$

Logo, a matriz ABCD de excitação de modo ímpar é:

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \cot\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 4}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) & j \sin\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) / \sqrt{2} \\ j \sqrt{2} \sin\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) & \cos\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \cot\left(\frac{\omega \pi}{\omega_0 4}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Os coeficientes de reflexão e transmissão para o modo ímpar de excitação são dados por:

$$T_o = \frac{2}{A_o + B_o + C_o + D_o} \quad (3.48)$$

e

$$\Gamma_o = \frac{A_o + B_o - C_o - D_o}{A_o + B_o + C_o + D_o}. \quad (3.49)$$

Finalmente os parâmetros de espalhamento do acoplador são dados por:

$$S_{11} = \frac{B_1}{A_1} = B_1 = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o), \quad (3.50)$$

$$S_{21} = \frac{B_2}{A_1} = B_2 = \frac{1}{2}(T_e + T_o), \quad (3.51)$$

$$S_{31} = \frac{B_3}{A_1} = B_3 = \frac{1}{2}(T_e - T_o) \quad (3.52)$$

e

$$S_{41} = \frac{B_4}{A_1} = B_4 = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o). \quad (3.53)$$

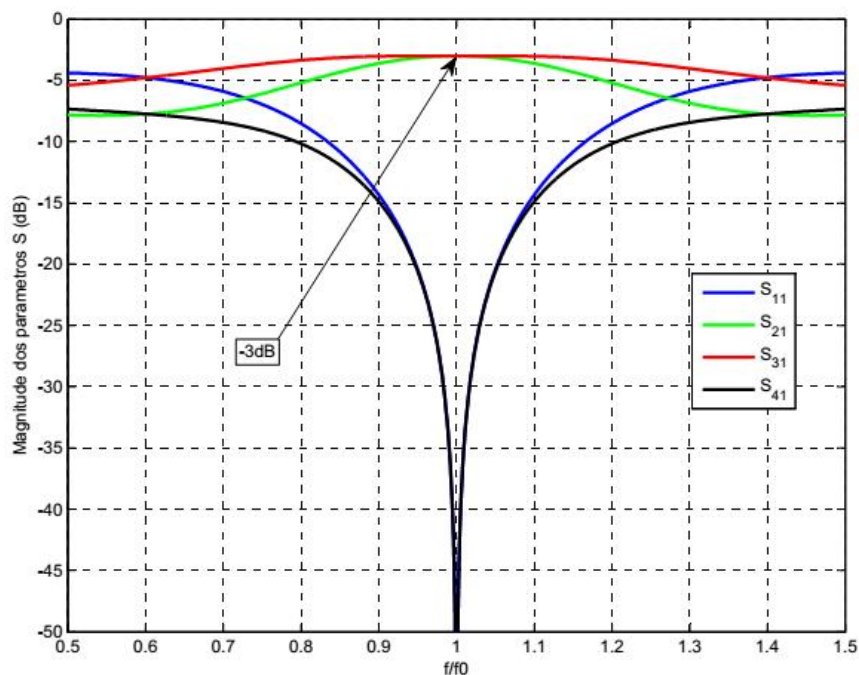
Consideramos a amplitude da onda incidente $A_1 = 1$.

Como

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}, \quad (3.54)$$

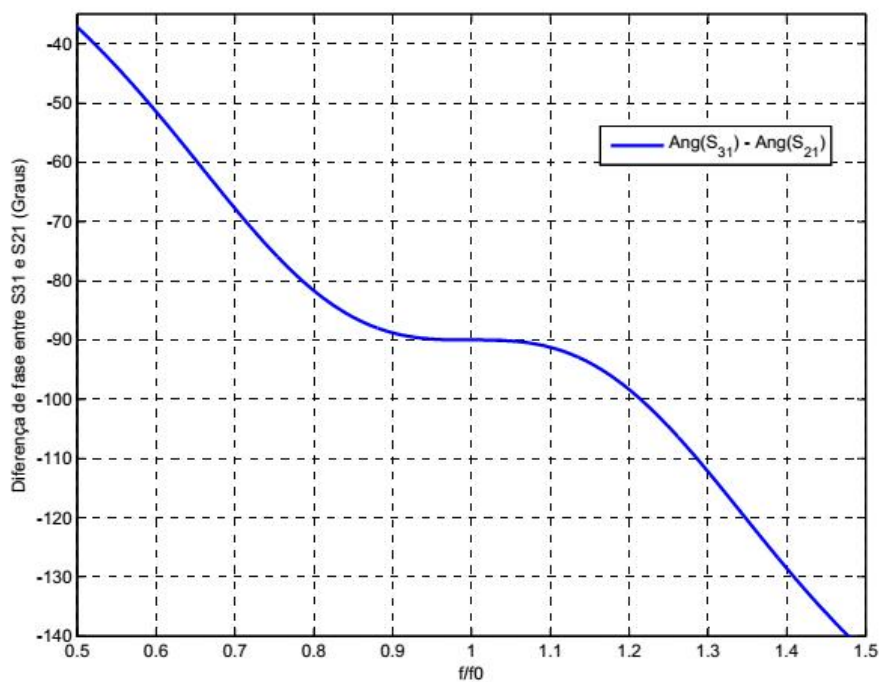
onde f_0 é a frequência central de operação do acoplador e f é a frequência que pode variar dentro de uma faixa em torno de f_0 , é plotada em MATLAB um gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S e outro da diferença de fase entre as saídas do acoplador em função da frequência normalizada f/f_0 , como mostrada nas figuras 3.11 e 3.12.

Figura 3.11 – Magnitude (em dB) dos parâmetros dos parâmetros S do acoplador híbrido branch-line em função da frequência normalizada.



FONTE: O autor.

Figura 3.12 - Diferença de fase entre as duas saídas do acoplador híbrido branch-line em função da frequência normalizada.

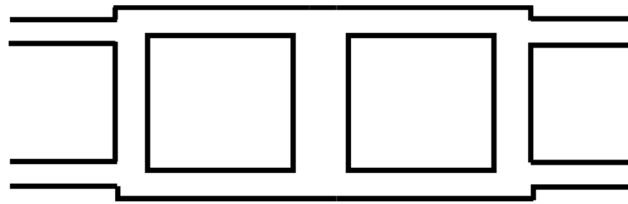


FONTE: O autor.

Das Figuras 3.11 e 3.12 observa-se que, na frequência central de operação f_0 , obtemos uma perfeita divisão de potência de 3dB entre as portas 2 e 3 ($S_{21} = S_{31} = -3dB$), perfeitas isolação e perda por retorno nas portas 4 e 1 ($S_{11} = S_{41} = -\infty$), além de uma diferença de fase de 90° entre os sinais que saem das portas 3 e 2. Entretanto, todas essas quantidades mudam rapidamente à medida que a frequência de operação se distancia de f_0 .

As Tabelas 3.1 e 3.2 resumem algumas características importantes do acoplador. A partir delas pode ser notado que quando se tem a isolação como prioridade a faixa de operação teórica de um acoplador padrão é de apenas 10.6% em torno da frequência de operação. Já quando a prioridade é que o balanço de fase não tenha um desvio maior que 5° a faixa de operação teórica aumenta para 33%. Se for desejado uma maior largura de banda para o acoplador *branch-line*, braços shunt podem ser adicionados de modo a aumentar sua performance [41], [42]. Essa técnica, no entanto, aumenta significativamente o tamanho do acoplador. Na figura 3.13 é mostrado um exemplo de um acoplador com um braço shunt adicional; nesse caso a área do dispositivo praticamente dobra de tamanho.

Figura 3.13 - Acoplador Branch-Line com 3 braços shunt.



FONTE: O autor.

Tabela 3.1 - Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para o acoplador convencional.

$f_n = f/f_0$			
	$S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f_n) = -3dB \pm 1dB$	$S_{41}(f_n) \leq -20dB$
$f_n = f/f_0$	0,872 – 1,128	0,705 – 1,295	0,947 – 1,053
Banda(Δf_n)	0,256	0,590	0,106
Banda(%)	25,6	59,0	10,6

FONTE: O autor.

Tabela 3.2 - Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para o acoplador convencional.

	$ang(S_{31}) - ang(S_{31}) = -90^\circ \pm 5^\circ$	$S_{31dB} - S_{21dB} = 0dB \pm 0,5dB$
$f_n = f/f_0$	0,835 – 1,165	0,908 – 1,092
Banda(Δf_n)	0,165	0,92
Banda(%)	16,5	9,2

FONTE: O autor.

3.4 LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS (LTA)

Em telecomunicação uma linha de transmissão artificial (LTA) pode ser usada para simular uma linha de transmissão real em um ou mais aspectos. Nesse sentido uma LTA tem alguns parâmetros de uma linha real tais como impedância característica, atraso de fase etc [26]. Nesta seção é mostrado como algumas dessas estruturas podem ser construídas e como têm sido usadas para se reduzir o tamanho de acopladores *branch-line*.

3.4.1 LTAs Usadas na Miniaturização de Acopladores *Branch-line*

Atualmente menores tamanhos estão sendo requeridos para sistemas de comunicação sem fio [14]. Assim, como grande parte desses dispositivos e sistemas de micro-ondas fazem uso de linhas de transmissão realizadas por meio de *microfitas* [15], muitos pesquisadores têm se esforçado para investigar possíveis modos de miniaturização de tais linhas. Grande parte dos modos de se alcançar a miniaturização de componentes passivos de micro-ondas se dá por meio do uso de linhas de transmissão artificiais (LTAs) como exposto em alguns trabalhos [14], [16]-[25], [37], [56], [57].

Uma linha de transmissão artificial pode ser composta por um número finito de células conectadas em cascata. Essas células podem ser compostas de capacitâncias e indutâncias concentradas de valor finito [28], [39], bem como por linhas de transmissão de diferentes impedâncias características e comprimentos elétricos conectadas em paralelo [21] ou cascata [18]. Estruturas que utilizam estubes em aberto como as em forma de "T" ou em forma de π também são muito usadas na construção de linhas de transmissão artificiais. As estruturas que utilizam estubes em aberto além de serem usadas para miniaturização de circuitos encontram uma grade gama de aplicações, tais como casamento de impedância [2], filtros [29]-[31], operação em multibandas [31]-[35] e supressão de harmônicos [30], [36], [37]. As LTAs podem ser fabricadas com o uso da tecnologia convencional usada para a impressão de circuitos além

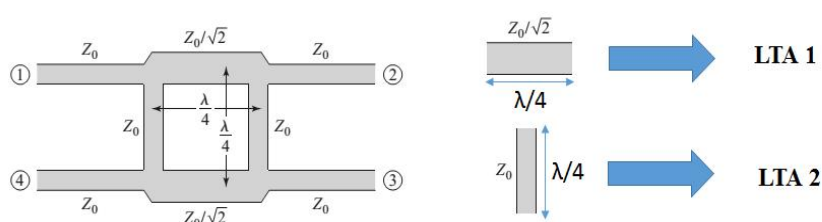
de ser uma opção muito atrativa para circuitos de micro-ondas integrados monolíticos (MMICs, do inglês *Monolithic Microwave Integrated Circuits*).

Neste trabalho estamos focados em LTAs formadas apenas de elementos distribuídos, i.e, configurações que contenham apenas linhas de transmissão carregadas ou não por estubos de modo que sejam equivalentes a linhas de transmissão convencionais de determinado comprimento elétrico e impedância característica para uma determinada faixa de frequências. Assim será alcançado o objetivo de se ter uma redução no tamanho físico da linha o que é bastante interessante quando se quer satisfazer o requerimento de compactação de tamanho para modernos sistemas sem fio.

Com o objetivo de se reduzir o tamanho físico de um acoplador *branch-line*, na literatura existem várias técnicas de miniaturização. Essas técnicas, em sua grande maioria, buscam a construção de LTAs que tenham um comportamento elétrico semelhante ao de uma linha de transmissão de quarto de onda sobre uma certa faixa de frequências, porém com comprimentos menores, como esquematizado na figura 3.14. Basicamente dois tipos diferente de abordagens têm se destacado para a construção das LTAs com tal propósito; a primeira delas é por meio do uso de elementos concentrados e a segunda por meio de elementos distribuídos. O uso de elementos concentrados diminui significativamente o tamanho das LTAs, no entanto indutores e capacitores concentrados que tenham altos fatores de qualidade não estão sempre disponíveis para o uso em circuitos de micro-ondas integrados monolíticos [23] além de necessitarem de modelos precisos baseados em medidas cuidadosas [22]. Também vale ressaltar que circuitos de micro-ondas que contenham tais elementos tendem a ser mais complexos e mais caros devido às dificuldades inerentes ao processo de fabricação [19]. Assim a abordagem por meio de elementos distribuídos puros fabricados de forma plana sem o uso de estruturas adicionais como conexões entre camadas adjacentes (do inglês *via holes*) ou fios de ligação entre circuitos (do inglês *wire bonds*) se torna mais atraente.


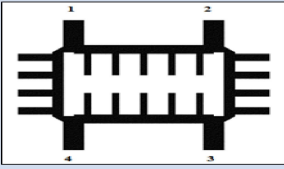
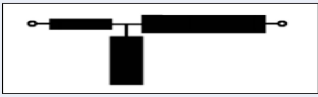
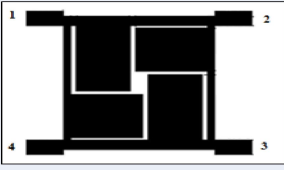

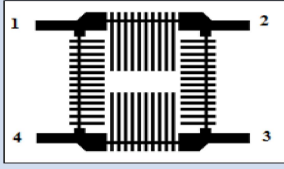

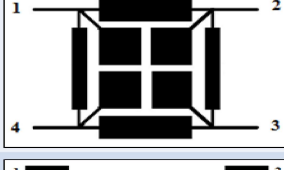

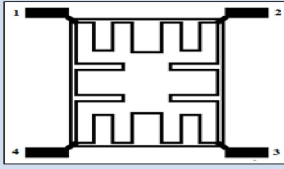

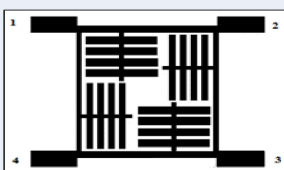

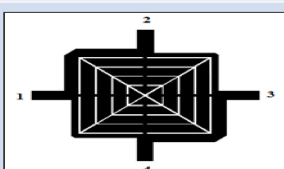
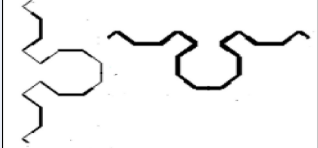
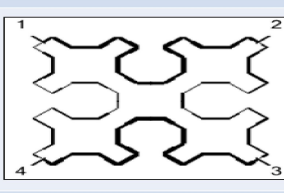


Dentro desse pensamento, algumas dessas técnicas que têm sido usadas por alguns pesquisadores na construção das LTAs por meio de elementos distribuídos puros são esquematizadas na figura 3.15.

Figura 3.14 - Imagem da substituição de linhas de transmissão de quarto de onda por LTAs.



FONTE: O autor.

Figura 3.15 - LTAs e acopladores propostos em algumas das referências existentes na literatura em relação ao acoplador Branch-line convencional.

Referência	Tipo de LTA	Acoplador com LTA	Características do acoplador
16			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 1,8GHz • Tamanho (%)* 49%
17			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,4GHz • Tamanho (%)* 45%
18			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 1,0GHz • Tamanho (%)* 40%
19			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 3,45GHz • Tamanho(%)* 38%
21			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,4GHz • Tamanho(%)* 36,4%
22			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,4GHz • Tamanho(%)* 29%
23			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,0GHz • Tamanho(%)* 28%
24			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,4GHz • Tamanho(%)* 24,7%
25			<ul style="list-style-type: none"> • Frequência 2,4GHz • Tamanho(%)* 23,4%

FONTE: O autor.

Da figura 3.15 vemos que a melhor redução de área para o acoplador *branch-line* nos artigos achados ocorre quando são usadas estruturas em forma de T (microfita carregada por um estube constituído por linhas de alta impedância) [25]. Para esse caso é obtido um dispositivo que ocupa apenas 23.4% da área de um acoplador *branch-line* convencional. Neste trabalho ficou estabelecido que quando: $2.23 \leq f \leq 2.53$ GHz, o balanço de amplitude seria menor que 1dB e o balanço de fase estaria entre $-90^\circ \pm 5^\circ$. Apesar da boa redução de tamanho, o modo como S_{21} , S_{31} e S_{41} variam com a frequência não foi fornecido.

Ghali et al. [24] apresentou um acoplador *branch-line* reduzido através do uso de estruturas fractais. Nesse caso o dispositivo que ocupa apenas 24.7% da área de um acoplador *branch-line* convencional teve $S_{41} \leq -20dB$ e um balanço de amplitude menor que 0.3 dB quando $2.2 \leq f \leq 2.8$ GHz. Já o balanço de fase ficou entre $-90^\circ \pm 5.5^\circ$ para a faixa em que: $2.2 \leq f \leq 2.8$ GHz. As estruturas propostas por Wang et al. [23] e Liao e Peng [22] apesar de obter uma redução de tamanho praticamente igual, a primeira apresentou uma performance elétrica melhor em relação a segunda (faixa onde o balanço de fase ficou entre $-90^\circ \pm 1^\circ$ sobre 200MHz no primeiro e 100MHz no segundo). Tang et al. [21] empregou linhas de transmissão em paralelo de modo a se obter um balanço de fase entre $-90^\circ \pm 5^\circ$ para a faixa em que: $2.15 \leq f \leq 2.75$ GHz. Ainda com respeito ao balanço de fase, no trabalho de S-Chan et al. [19] essa variável teve uma variação menor do que 2.7° em torno de -90° sob a largura de banda operacional (no artigo em questão, tida como sendo 580MHz). Sun et al. [18], Liao et al. [17] e Eccleston e Ong [16] não forneceram uma discussão mais detalhada acerca do desempenho dos acopladores.

4 RESULTADOS DO TRABALHO

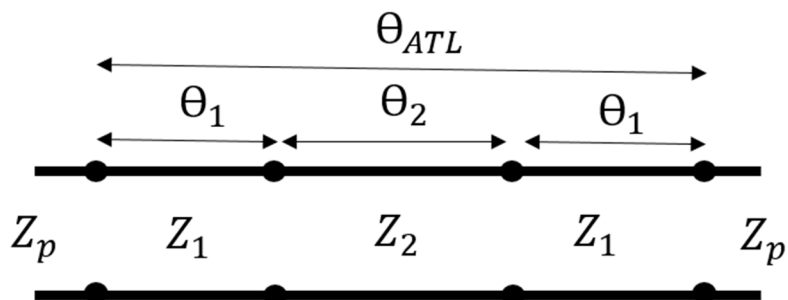
Neste capítulo são fornecidas as contribuições desse trabalho de mestrado. A primeira delas é a apresentação de um novo tipo de LTA que pode ser usada no projeto de dispositivos em microfita em substituição a segmentos de linhas de transmissão com o objetivo de redução do seu tamanho físico. Outra contribuição foi a aplicação desta LTA no projeto de um acoplador *branch-line* com tamanho reduzido em relação ao mesmo dispositivo convencional já mostrado no capítulo 3. Os acopladores reduzidos obtidos por meio dessa LTA são sugeridos e tratados dentro da teoria de engenharia de micro-ondas de modo se obter seus gráficos teóricos para magnitude dos parâmetros S, balanço de fase e amplitude.

Outro resultado que foi obtido durante o desenvolvimento desse trabalho é a interessante possibilidade de se aumentar ligeiramente a largura de banda de um acoplador *branch-line* convencional sem precisar aumentar o seu tamanho, usar linhas acopladas ou fios (do inglês *air-bridges*). A esse dispositivo, aqui, é dado o nome de acoplador *branch-line* modificado. A teoria por detrás dele bem como seus gráficos teóricos são fornecidos na seção 4.3.

4.1 LTA FORMADA POR TRÊS LINHAS DE TRANSMISSÃO EM CASCATA

Com o objetivo de substituir linhas de transmissão de impedância característica Z_0 e comprimento angular elétrico θ realizadas por meio de *microfitas* por linhas de transmissão artificiais de menor comprimento físico, usamos LTAs formadas de três linhas de transmissão conectadas em cascata como mostrado na figura 4.1.

Figura 4.1 - Linha de transmissão artificial formada da conexão em cascata de outras três linhas de transmissão.



FONTE: O autor.

A linha de transmissão artificial escolhida é geometricamente simétrica quando se toma o eixo de simetria vertical da LTA passando pela metade da linha central (a que apresenta comprimento angular elétrico θ_2). Como esse conjunto é constituído de linhas de transmissão simples feitas de material isotrópico e também não possui nenhuma fonte de energia ou elementos ativos, pode-se dizer que a rede de duas portas que o representa é recíproca e simétrica [2]. Desse modo, do que já foi exposto no capítulo 2, a matriz de transmissão que representa essa rede é dada por:

$$T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ \frac{A^2-1}{B} & A \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Da expressão (4.1) vemos que a rede fica completamente determinada se conhecemos os parâmetros A e B de sua matriz de transmissão. Como queremos que essa LTA venha a substituir uma linha de transmissão convencional, então seus parâmetros A e B devem se igualar aos respectivos parâmetros desta linha em uma dada frequência central de operação.

Com o objetivo de obter os parâmetros A e B para a LTA que fossem mais facilmente manipuláveis de forma matemática, foi usada como matriz de transmissão para as seções de linhas em cascata a seguinte expressão:

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & jZ_i \sin \theta_i \\ j \sin \theta_i / Z_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-t_i^2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_i t_i \\ t_i / Z_i & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Em que:

$$t_i = j \tan \theta_i \text{ para } 0 \leq \theta_i \leq 90^\circ. \quad (4.3)$$

Assim, a matriz de transmissão da LTA é dada por:

$$T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{(1-t_1^2)\sqrt{1-t_2^2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_1 t_1 \\ t_1 / Z_1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & Z_2 t_2 \\ \frac{t_2}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & Z_1 t_1 \\ t_1 / Z_1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Com o auxílio do software *Mathematica*, a partir de (4.4), pode-se chegar à:

$$A = \frac{t_1 t_2 \left(\frac{Z_2 + Z_1}{Z_1 Z_2} \right) + t_1^2 + 1}{(1-t_1^2)\sqrt{1-t_2^2}} \quad (4.5)$$

e

$$B = \frac{2t_1Z_1 + t_2Z_2 + t_1^2t_2\frac{Z_1^2}{Z_2}}{(1-t_1^2)\sqrt{1-t_2^2}}. \quad (4.6)$$

Com o objetivo de se obter t_1 e t_2 em função dos demais parâmetros (Z_1, Z_2, A e B), primeiramente se resolveu a equação (4.5) em termos de t_1 e o resultado foi substituído na equação (4.6). Desse modo, novamente com auxílio do software *Mathematica* pode-se chegar à:

$$t_2 = \frac{\mp(B^2 - (A^2 - 1)Z_1^2)Z_2}{\sqrt{B^4Z_2^2 + (A^2 - 1)^2Z_1^4Z_2^2 + B^2(Z_1^4 - 2A^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4)}}. \quad (4.7)$$

Agora, resolvendo a equação (4.5) para t_1 e depois substituído os valores de t_2 na expressão resultante obtida, pela expressão mostrada a direta na equação (4.7) é possível, depois de algumas simplificações obter a seguinte relação

$$t_1 = \frac{\pm(B^2 - (A^2 - 1)Z_1^2)Z_2(Z_1^2 + Z_2^2) \pm \sqrt{(B^2 + (A^2 - 1)Z_1^2)^2(Z_1^2 - Z_2^2)Z_2^2}}{2Z_1Z_2\left(\sqrt{B^4Z_2^2 + (A^2 - 1)^2Z_1^4Z_2^2 + B^2(Z_1^4 - 2A^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4)} + A\sqrt{B^2(Z_1^2 - Z_2^2)}\right)}. \quad (4.8)$$

Em (4.8) existe a restrição de que quando se usa o sinal de menos (“-”) na equação (4.7), deve-se usar o sinal de mais (“+”) para o termo “ $(B^2 - (A^2 - 1)Z_1^2)Z_2(Z_1^2 + Z_2^2)$ ” na equação (4.8). De modo semelhante, quando se usa o sinal de “+” na equação (4.7), deve-se usar o sinal de menos “-” para o termo já mencionado na equação (4.8). O 2º termo na equação (4.8) pode ter qualquer sinal independente o sinal usado na equação (4.7).

Como para uma linha de transmissão convencional temos:

$$A = \cos \theta_0 \quad (4.9)$$

e

$$B = jZ_0 \sin \theta_0. \quad (4.10)$$

E para as linhas da LTA vale:

$$t_1 = j \tan \theta_1 \quad (4.11)$$

e

$$t_2 = j \tan \theta_2. \quad (4.12)$$

Substituindo (4.9), (4.10), (4.11), (4.12) nas equações (4.7) e (4.8), pode-se obter depois de algumas considerações (mostradas no anexo 2) as seguintes equações:

$$\tan \theta_1 = \frac{|Z_0^2 - Z_2^2| Z_1 \sin \theta_0}{\sqrt{Z_0^2 (Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2 + |Z_1^2 - Z_2^2| Z_0 \cos \theta_0}} \quad (4.13)$$

e

$$\tan \theta_2 = \frac{|Z_1^2 - Z_0^2| Z_2 \sin \theta_0}{\sqrt{Z_0^2 (Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2}} \quad (4.14)$$

Onde devem ser respeitadas $Z_2 \leq Z_0 \leq Z_1$ ou $Z_2 \geq Z_0 \geq Z_1$.

As variáveis contidas em (4.13) e (4.14) são respectivamente

- θ_0 = Comprimento angular elétrico da linha de transmissão convencional.
- θ_1 = Comprimento angular elétrico das linhas de transmissão laterais que compõe a LTA.
- θ_2 = Comprimento angular elétrico da linha de transmissão central que compõe a LTA.
- Z_0 = Impedância característica da linha de transmissão convencional.
- Z_1 = Impedância característica das linhas de transmissão laterais que compõe a LTA.
- Z_2 = Impedância característica da linha de transmissão central que compõe a LTA.

Como no caso do Acoplador *branch-line* as linhas a serem substituídas têm comprimento elétrico de 90° , temos, $\theta_0 = 90^\circ$ e conseqüentemente as equações (4.13) e (4.14) simplificam para:

$$\tan \theta_1 = Z_1 \sqrt{\frac{(Z_0^2 - Z_2^2)}{(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)}} \quad (4.15)$$

e

$$\tan \theta_2 = \frac{Z_2 |Z_1^2 - Z_0^2|}{\sqrt{(Z_0^2 - Z_2^2)(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)}} \quad (4.16)$$

O domínio das equações (4.15) e (4.16) é o mesmo das equações (4.13) e (4.14), no entanto é interessante notar que essas condições surgem naturalmente sabendo que para que (4.15) e (4.16) retornem valores reais é necessário que as expressões dentro das raízes sejam positivas. Para isso, os termos: $(Z_0^2 - Z_2^2) = (Z_0 - Z_2)(Z_0 + Z_2)$ e $(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2) = (Z_1^2 - Z_0 Z_2)(Z_1^2 + Z_0 Z_2)$ devem ter o mesmo sinal para: $Z_0, Z_1, Z_2 > Z_{mim} > 0$. Desse modo, é

necessário fazer uma análise para verificar quais valores são os valores possíveis para $Z_0, Z_1, Z_2 > 0$.

Supondo inicialmente que: $0 < Z_1 \leq Z_0$ e $0 < Z_1 \leq Z_2$, se tem como consequência: $Z_1^2 \leq Z_0 Z_1 \leq Z_0 Z_2$, assim: $Z_1^2 - Z_0 Z_2 \leq 0$; nesse caso, do raciocínio anterior, é preciso que $Z_0 - Z_2 \leq 0$, logo a condição $Z_0 \leq Z_2$ deve ser satisfeita. Daí, pode-se concluir que os casos em que: $Z_1 \leq Z_0 \leq Z_2$ são permitidos enquanto que os casos em que: $Z_1 \leq Z_2 < Z_0$ não são permitidos. Agora, supondo que: $Z_1 \geq Z_0 > 0$ e $Z_1 \geq Z_2 > 0$, se tem como consequência: $Z_1^2 \geq Z_0 Z_1 \geq Z_0 Z_2$, assim: $Z_1^2 - Z_0 Z_2 \geq 0$; nesse caso, é preciso que $Z_0 - Z_2 \geq 0$, logo a condição $Z_0 \geq Z_2$ deve ser satisfeita. Daí, pode-se concluir que os casos em que: $Z_2 \leq Z_0 \leq Z_1$ são permitidos enquanto que os casos em que: $Z_0 < Z_2 \leq Z_1$ não são permitidos.

Das expressões (4.15) e (4.16), é visto que o comprimento elétrico total da LTA constituída de três linhas de transmissão conectadas em cascata é dada por:

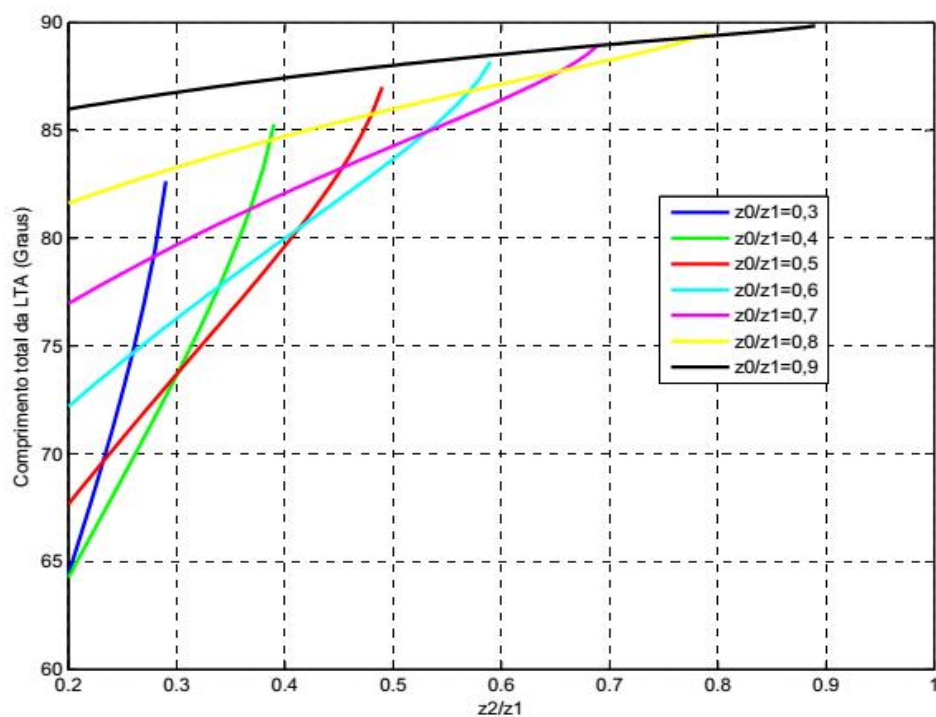
$$\theta_{LTA} = 2 \operatorname{atan} \left(Z_1 \sqrt{\frac{(Z_0^2 - Z_2^2)}{(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)}} \right) + \operatorname{atan} \left(\frac{Z_2 |Z_1^2 - Z_0^2|}{\sqrt{(Z_0^2 - Z_2^2)(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)}} \right). \quad (4.17)$$

Depois de algumas manipulações algébricas equação (4.17) pode ser colocada na seguinte forma

$$\theta_{LTA} = 2 \operatorname{atan} \left(\sqrt{\frac{\left(\left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right)^2 \right)}{\left(1 - \left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)^2 \right) \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right)^2}} \right) + \operatorname{atan} \left(\frac{\frac{Z_2}{Z_1} \left| 1 - \left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)^2 \right|}{\sqrt{\left(\left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right)^2 \right) \left(1 - \left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)^2 \right) \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right)^2}} \right). \quad (4.18)$$

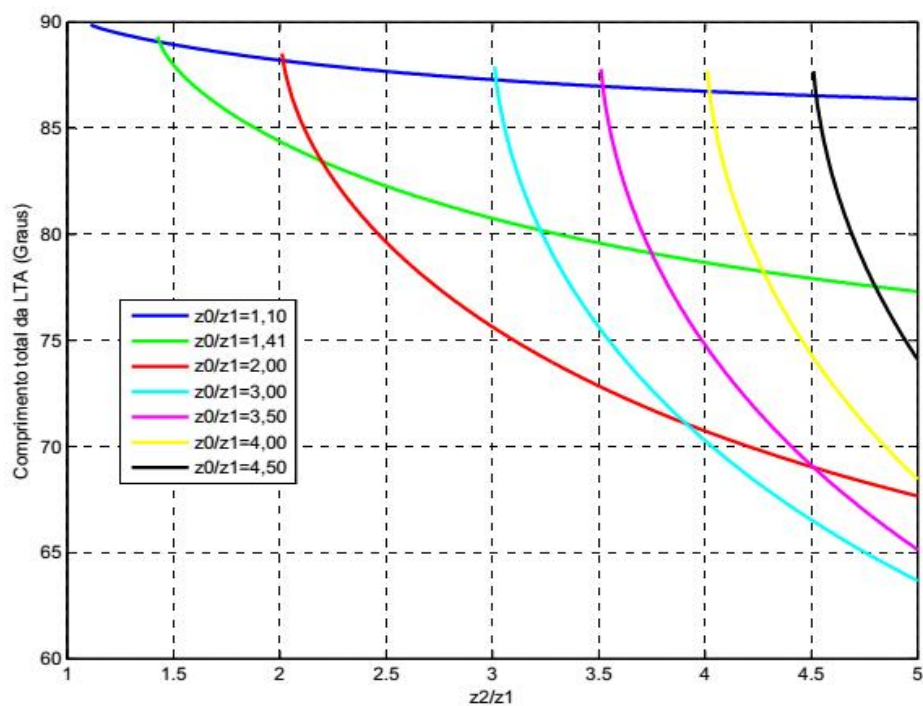
Assim da equação (4.18) pode-se plotar o comprimento total da LTA θ_{LTA} em função da razão Z_2/Z_1 para alguns valores de Z_0/Z_1 . Isso é mostrado nas figuras 4.2 e 4.3.

Figura 4.2 - Comprimento, em graus elétricos, da LTA para o caso em que: $Z_2 < Z_0 < Z_1$.



FONTE: O autor.

Figura 4.3 - Comprimento, em graus elétricos, da LTA para o caso em que: $Z_2 > Z_0 > Z_1$.



FONTE: O autor.

Da figura 4.2 é visto que para qualquer valor de Z_0/Z_1 , no caso em que $Z_2 < Z_0 < Z_1$, a LTA diminui de tamanho à medida que Z_1 aumenta e/ou Z_2 diminui. Já da figura 4.3 é visto que para qualquer valor de Z_0/Z_1 , no caso em que $Z_2 > Z_0 > Z_1$, a LTA diminui de tamanho à medida que Z_1 diminui e/ou Z_2 aumenta. Como estaremos trabalhando com *microfitas* as impedâncias características das linhas de transmissão construídas empregando tal tecnologia poderão assumir apenas valores dentro de uma faixa limitada entre um valor máximo e um valor mínimo. No presente caso, é assumido que uma linha de transmissão que venha ser realizada na forma de *microfitas* poderá ter uma impedância característica máxima de 125Ω e uma impedância característica mínima de 25Ω . Assim a LTA formada por três linhas de transmissão conectadas em cascata terá um tamanho mínimo quando: $Z_2 = 25\Omega$ e $Z_1 = 125\Omega$ ou quando: $Z_2 = 125\Omega$ e $Z_1 = 25\Omega$. Como desejamos substituir as linhas de transmissão de comprimento de quarto de onda com impedâncias características dadas por: $Z_0 = 50\Omega$, e $Z_0 = 35.36\Omega$ pelas LTAs, vemos dos gráficos que a redução de tamanho é maior quando: $Z_2 = 25\Omega$ e $Z_1 = 125\Omega$ em ambas as situações. Assim, fazendo uso das equações (4.15) e (4.16) é possível obter os resultados esquematizados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Valores de impedância e comprimento elétrico que torna uma LTA com parâmetros: $Z_1, Z_2, \Theta_1, \Theta_2$ equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0 .

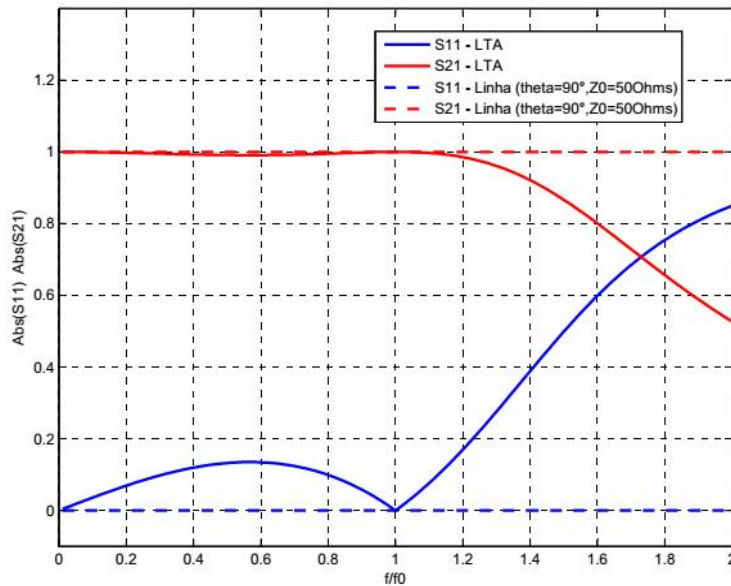
Z_0	Z_1	Z_2	Θ_1	Θ_2	Θ_{LTA}
50Ω	125Ω	25Ω	19.1636°	25.9440°	64.2716°
$50/\sqrt{2}\Omega$	125Ω	25Ω	11.3276°	42.6598°	65.3150°
50Ω	25Ω	125Ω	24.7292°	18.2100°	67.6684°
$50/\sqrt{2}\Omega$	25Ω	125Ω	34.4158°	8.4713°	77.3028°

FONTE: O autor.

Com os resultados mostrados na tabela 4.1 é possível, por meio do que foi mostrado na sessão 2.2, plotar os valores absolutos e de fase dos parâmetros S da rede formada pela LTA. Para tal, novamente usa-se a relação: $\theta = \theta_0 * (f/f_0)$, onde θ_0 é o comprimento angular de uma dada seção de linha de transmissão considerando a frequência central de operação f_0 , e θ é esse mesmo comprimento quando a frequência de operação muda de f_0 para f . Assim, por exemplo, tomando os números da primeira linha da tabela 4.1, um gráfico dos valores absolutos e de fase dos parâmetros S para uma linha de transmissão convencional de 90° com impedância característica de 50Ω e sua LTA equivalente são mostrados nas figuras 4.4 e 4.5 respectivamente para efeito de comparação. Já para o caso retratado na linha dois da tabela 4.1 (linha de transmissão de 90° com impedância característica de $50/\sqrt{2}$) os mesmos gráficos dos

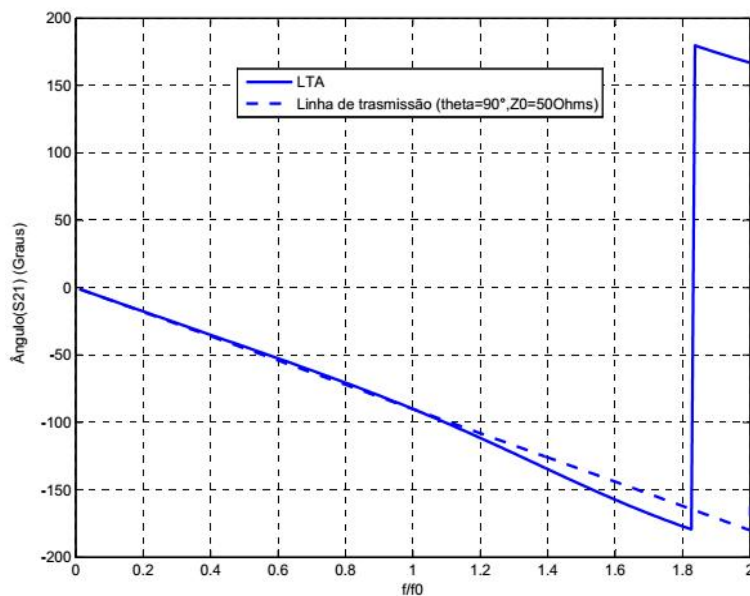
valores absolutos e de fase dos parâmetros S para linha e LTA equivalente são mostrados nas figuras 4.6 e 4.7 respectivamente.

Figura 4.4 - Magnitude dos parâmetros S_{11} e S_{21} da LTA no caso em que: $Z_1=125\Omega$, $Z_2=25\Omega$, $\Theta_1=19.1636^\circ$, $\Theta_2=25.9440^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\theta=90^\circ$ e $Z_0=50\Omega$ (linhas tracejadas).



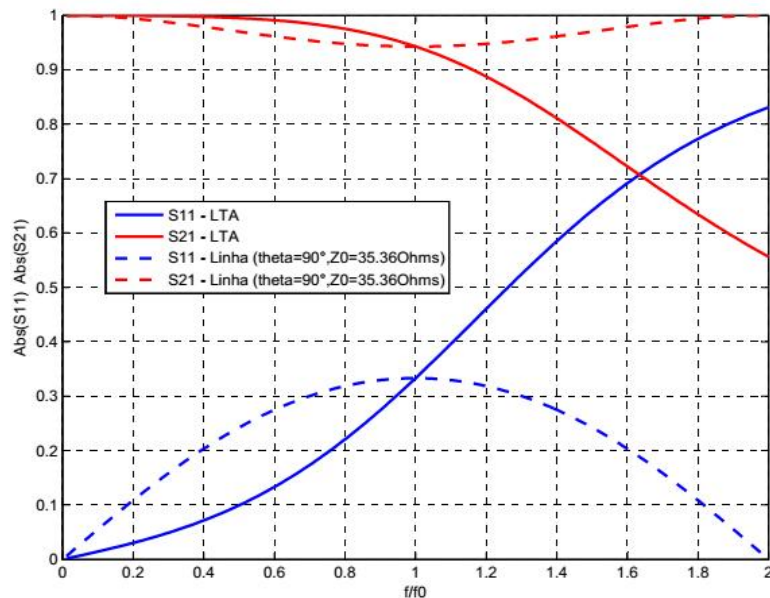
FONTE: O autor.

Figura 4.5 - Angulo do parâmetro S_{21} para a LTA no caso em que: $Z_1=125\Omega$, $Z_2=25\Omega$, $\Theta_1=19.1636^\circ$, $\Theta_2=25.9440^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\theta=90^\circ$ e $Z_0=50\Omega$ (linhas tracejadas).



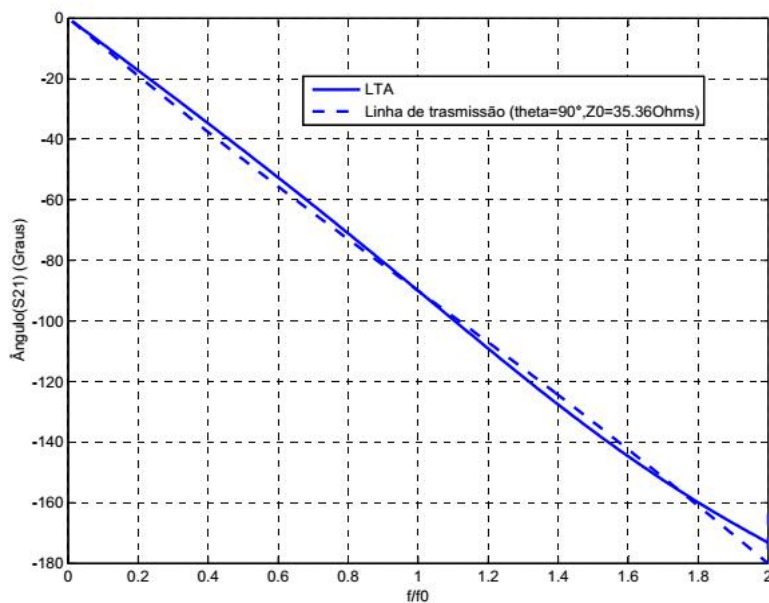
FONTE: O autor.

Figura 4.6 - Magnitude dos parâmetros S_{11} e S_{21} da LTA no caso em que: $Z_1=125$, $Z_2=25\Omega$, $\Theta_1=11.3276^\circ$, $\Theta_2=42.6598^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\Theta = 90^\circ$ e $Z_0=50/\sqrt{2} \Omega$ (linhas tracejadas).



FONTE: O autor.

Figura 4.7 - Ângulo do parâmetro S_{21} para a LTA no caso em que: $Z_1=125$, $Z_2=25\Omega$, $\Theta_1=11.3276^\circ$, $\Theta_2=42.6598^\circ$ (linhas cheias) e para uma linha de transmissão convencional com $\Theta = 90^\circ$ e $Z_0=50/\sqrt{2} \Omega$ (linhas tracejadas).



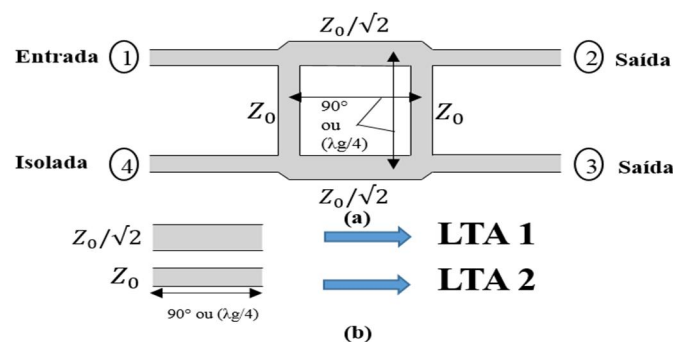
FONTE: O autor.

As Figuras 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 mostram que os valores absolutos e de fase dos parâmetros S da LTA assim como da linha convencional coincidem quando $f = f_0$ como esperado. Também pode ser notado em ambos os casos que os valores absolutos dos parâmetros S das LTAs e das linhas de transmissão convencionais divergem entre si mais fortemente quando $f > f_0$ do que quando $f < f_0$. Isso se deve ao fato de que a LTA utilizada pode ser modelada por um circuito tipo “T” com uma capacitância em derivação entre dois indutores criando assim uma característica de filtros passa baixas. Assim um acoplador *branch-line* que venha a ser implementado através do uso dessa LTA, por meio da substituição de suas linhas de quarto de onda por linhas de transmissão artificiais equivalentes poderá ter uma largura de banda um pouco inferior ao mesmo dispositivo padrão. Essa é uma característica que todas as LTAs mostradas em nas referências citadas apresentam. Assim, é evidente que existe uma relação de compromisso entre compactação de tamanho e estreitamento de largura de banda.

4.2 ANÁLISE DOS ACOPLADORES HÍBRIDOS BRANCH-LINE REDUZIDOS USANDO A NOVA LTA

Um acoplador *Branch-line* convencional mostrado na figura 4.8a apresenta uma estrutura relativamente simples, no entanto seu tamanho físico é impraticável [17], [19], [22], especialmente em aplicações de baixas frequências ou circuitos integrados, contrastando com os anseios do mercado por dispositivos de comunicação sem fio com tamanho reduzidos. Assim muitas técnicas têm sido propostas para reduzir o tamanho desses dispositivos [14], [16]-[25]. Para alcançar esse objetivo, na maioria dessas abordagens é feita a troca das linhas de quarto de onda que compõem o acoplador convencional por linhas de transmissão artificiais que tenham comprimentos físicos menores e ao mesmo tempo apresentem características elétricas semelhantes para uma mesma faixa de operação. Essa ideia é esquematizada na figura 4.8b.

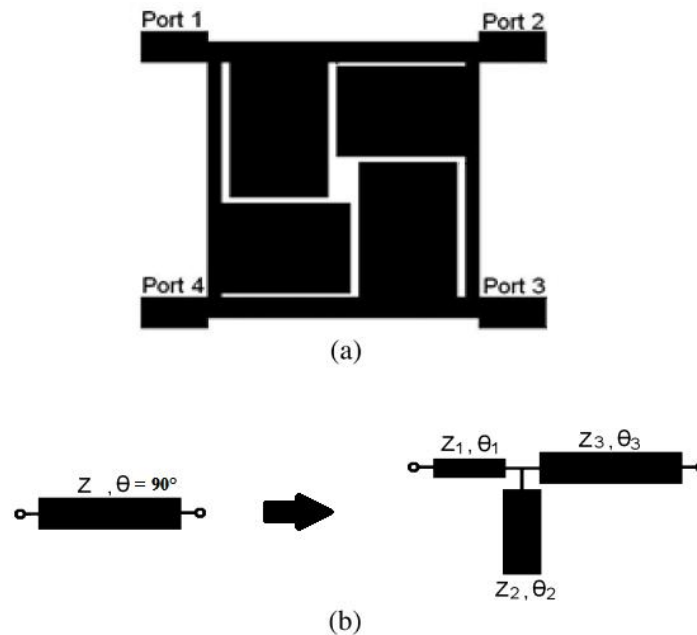
Figura 4.8 - (a) Acoplador híbrido Branch-Line convencional, (b) Idealização da substituição das linhas de transmissão por LTAs.



FONTE: O autor.

Na figura 4.9a é mostrado um exemplo de um acoplador *branch-line* reduzido através de uso de estruturas em forma de T assimétricas [17]. Nele as linhas de transmissão de quarto de onda do acoplador convencional são substituídas por linhas de transmissão artificiais compostas de outras duas linhas intercaladas por um estube aberto, como esquematizado na figura 4.9b.

Figura 4.9 - (a) Acoplador Branch-line Reduzido[17], (b) Equivalência elétrica entre a estrutura em forma de T e a linha de transmissão de quarto de onda.



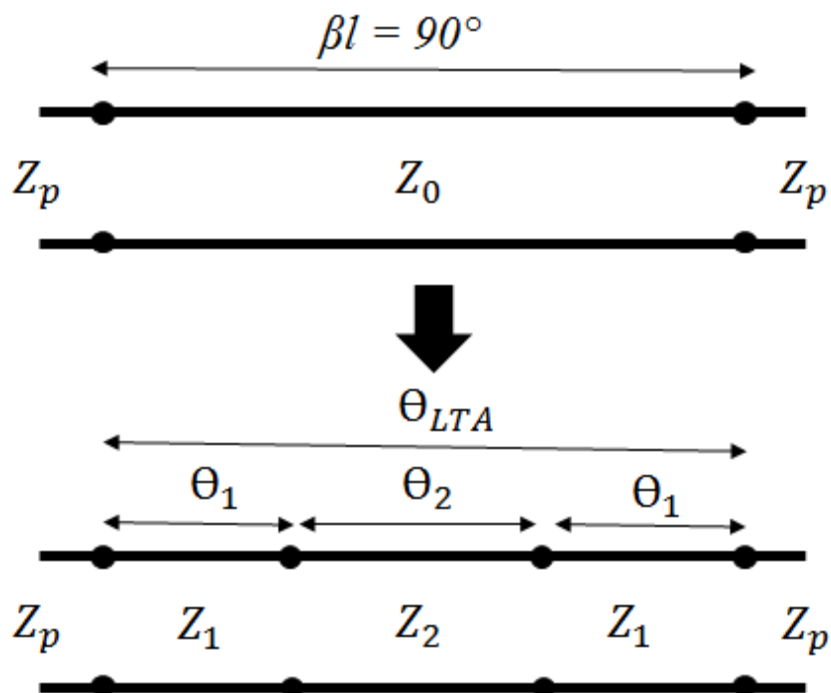
FONTE: Liao, S. S., P. T. Sun, N. C. Chin, and J. T. Peng [17]

Com relação à figura 4.9b quando se assume: $Z_1 = Z_3$, pode ser mostrado [17] que o comprimento elétrico θ_2 diminui à medida que Z_1 aumenta e/ou Z_2 diminui, e o comprimento total $\theta = \theta_1 + \theta_2$ diminui quando Z_1 aumenta. Essa característica de “perda e ganho” de tamanho para o estube se torna um fator limitante quando se quer alocar todas as quatro LTAs de modo a se ter uma redução significativa de tamanho para o acoplador. Assim, em alguns casos uma LTA que tenha um comprimento físico pequeno pode não ser a melhor solução para alcançar o objetivo final de redução do tamanho do dispositivo como um todo.

Cada tipo diferente de LTA apresenta respostas elétricas distintas entre si além de ter dessemelhantes formas geométricas, assim, cabe ao projetista de algum dispositivo de micro-ondas que utilize tais estruturas procurar o tipo que melhor se enquadra em seus objetivos. Nesse trabalho a LTA escolhida para substituir as linhas de transmissão que constituem o acoplador híbrido *branch-line*, mostrado na figura 4.8a, é formada por três linhas de transmissão conectadas em cascata como mostrado na figura 4.10. Assim são apresentados por meio de

tabelas os valores de comprimento angular e impedâncias características que melhor se adequam em termos de dimensões aos casos em que a frequências de operação dos acopladores são respectivamente 2.45GHz e 920 MHz.

Figura 4.10 - Substituição da linha de transmissão pela LTA formada por três linhas em cascata.



FONTE: O autor.

Tendo como objetivo maior a redução do tamanho do acoplador, é evidente que a soma dos comprimentos das linhas da LTA deve ser menor que o comprimento da linha ao qual a LTA se equivale em uma determinada frequência de operação. Assim, a princípio, devemos encontrar os melhores valores para Z_1 , Z_2 , θ_1 e θ_2 que tornem a LTA eletricamente equivalente, no primeiro caso, a uma linha de comprimento elétrico de 90° e impedância característica Z_0 e no segundo caso a uma linha de comprimento elétrico de 90° e impedância característica $Z_0/\sqrt{2}$, onde Z_0 é a impedância das portas do acoplador.

Como na maioria das aplicações práticas a impedância de entrada de dispositivos de micro-ondas tem valor de 50 ohms [2], adotamos $Z_0 = 50\Omega$.

O comprimento em graus elétricos da LTA formada por três linhas de transmissão conectadas em cascata é dado pela equação (4.17), assim, do que foi exposto no capítulo 3, os valores que Z_1 , Z_2 devem assumir para se ter o menor comprimento para a LTA nos casos em que a impedância de linha a ser substituída é de $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 50/\sqrt{2}\Omega$ são dados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Valores de impedância e comprimentos elétricos que torna a LTA proposta equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0 .

$Z_{linha} = Z_0$	Z_1	Z_2	Θ_1	Θ_2	Θ_{total}
50Ω	125Ω	25Ω	$19,1636^\circ$	$25,9445^\circ$	$64,2716^\circ$
$50/\sqrt{2}\Omega$	125Ω	25Ω	$11,3276^\circ$	$42,6598^\circ$	$65,3150^\circ$

FONTE: O autor.

Esses valores serão utilizados no acoplador projetado para operar em 920MHz.

Ainda com relação aos “melhores” valores para Z_1, Z_2, Θ_1 e Θ_2 , foi notado que para o caso do acoplado composto por essas LTAs operando na frequência central de 2.45GHz, por uma questão de se ter uma melhor compactação desse dispositivo, é mais conveniente que as seções de linhas de transmissões de baixa impedância das LTAs tenham valor de 30Ω e não 25Ω , como ocorre no caso do acoplador que opera com frequência central de 0.92 GHz. Assim, para esse caso, é construída por meio das equações (4.15) e (4.16) a tabela 4.3 com o mesmo objetivo da tabela 4.2.

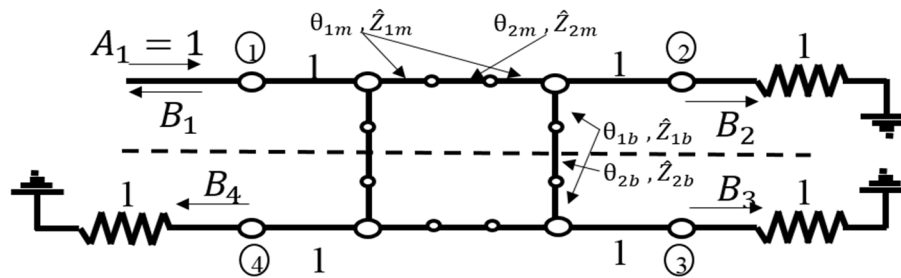
Tabela 4.3 - Valores de impedância e comprimentos elétricos que torna a LTA proposta equivalente a uma linha de transmissão com $\Theta=90^\circ$ e impedância característica Z_0 .

$Z_{linha} = Z_0$	Z_1	Z_2	Θ_1	Θ_2	Θ_{total}
50Ω	125Ω	30Ω	$17,8218^\circ$	$32,3307^\circ$	$67,9743^\circ$
$50/\sqrt{2}\Omega$	125Ω	30Ω	$8,5315^\circ$	$55,9306^\circ$	$72,9935^\circ$

FONTE: O autor.

Com o objetivo de plotar os gráficos teóricos da magnitude dos parâmetros S em dB, balanço de fase (diferença de fase dos sinais nas saídas em graus) e do balanço de amplitude (diferença de amplitude dos sinais nas saídas em dB) em função da frequência normalizada no caso do acoplador composto por essas LTAs, é necessário fazer a análise de modo par e modo ímpar para esse novo dispositivo. Novamente, é possível fazer essa análise devido a existência de simetria que o acoplador possui em torno de uma linha imaginária que o corta ao meio horizontalmente como esquematizado na figura 4.11.

Figura 4.11 - Circuito esquemático de um acoplador Branch-line normalizado composto por LTAs de três seções de linhas em cascata.

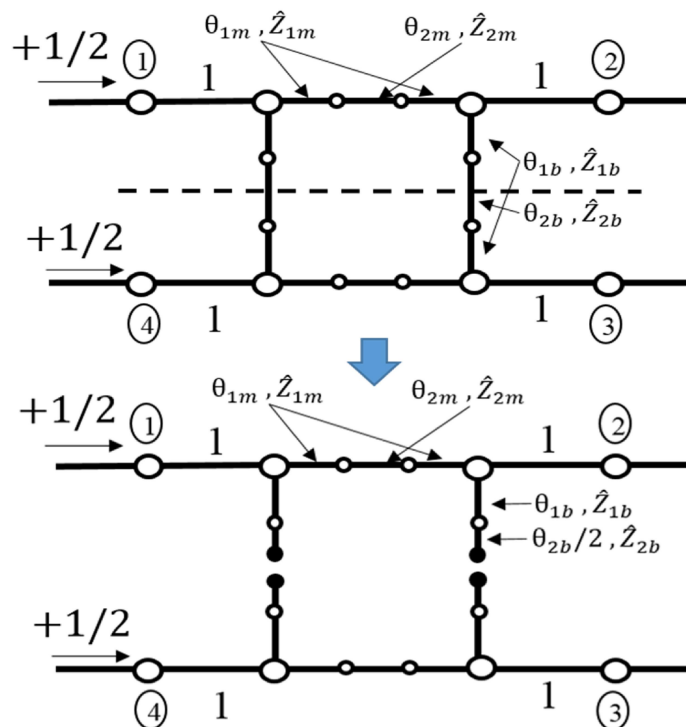


FONTE: O autor.

Com relação à figura 4.11, cada linha de transmissão tem impedância característica normalizada em relação à impedância de entrada das portas, essas tendo valor dado por $Z_{porta} = 50 \Omega$. Para indicar que uma dada impedância característica está normalizada, neste trabalho é usado a notação com acento circunflexo, assim, por exemplo: $Z_{1m} = \widehat{Z}_{1m} \times Z_{porta}$.

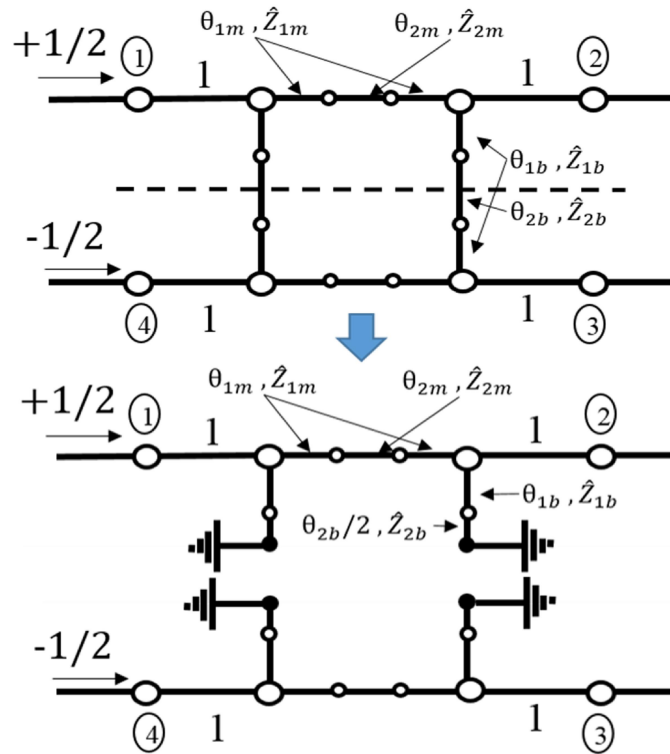
Com todas as portas casadas se assume que uma onda de amplitude $A_1 = 1$ incide sobre a porta 1, assim, como a circuito é linear, ele pode ser decomposto na superposição de duas situações como ilustrado nas figuras 4.12 e 4.13.

Figura 4.12 - Excitação do modo par para o acoplador construído com LTAs formadas da conexão em cascata de três seções de linhas de transmissão.



FONTE: O autor.

Figura 4.13 - Excitação do modo ímpar para o acoplador construído com LTAs formadas da conexão em cascata de três seções de linhas de transmissão.



FONTE: O autor.

Logo é possível obter as matrizes de modo par e modo ímpar como segue;

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = [T_s(\hat{Y}_a)][T_{LT}(\theta_{1m}, \hat{Z}_{1m})][T_{LT}(\theta_{2m}, \hat{Z}_{2m})][T_{LT}(\theta_{1m}, \hat{Z}_{1m})][T_s(\hat{Y}_a)] \quad (4.19)$$

e

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = [T_s(\hat{Y}_f)][T_{LT}(\theta_{1m}, \hat{Z}_{1m})][T_{LT}(\theta_{2m}, \hat{Z}_{2m})][T_{LT}(\theta_{1m}, \hat{Z}_{1m})][T_s(\hat{Y}_f)]. \quad (4.20)$$

Em que

$$[T_{LT}(\theta, Z)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & j Z \sin(\theta) \\ j \sin(\theta) / Z & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

e

$$[T_s(Y)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

\hat{Y}_a e \hat{Y}_f são as admitâncias vistas nas entradas das linhas de transmissão de comprimento elétrico Θ_{1b} e impedância característica \hat{Z}_{1b} terminadas em estubes em aberto e em estubes fechados respectivamente.

Como os estubes são resultados do corte ao meio das linhas de transmissão centrais das LTAs, pode ser visto das figuras 4.12 e 4.13 que seus respectivos comprimentos elétricos e impedância característica são dados por: $\Theta_{2b}/2$ e \hat{Z}_{2b} . Logo fazendo uso das equações contidas no capítulo 2 é possível encontrar os seguintes resultados:

$$\hat{Y}_a = j \frac{\hat{Z}_{1b} + \hat{Z}_{2b} \cot\left(\frac{\Theta_{2b}}{2}\right) \tan(\Theta_{1b})}{\hat{Z}_{1b} \left(\hat{Z}_{2b} \cot\left(\frac{\Theta_{2b}}{2}\right) - \hat{Z}_{1b} \tan(\Theta_{1b}) \right)} \quad (4.23)$$

e

$$\hat{Y}_f = j \frac{-\hat{Z}_{1b} + \hat{Z}_{2b} \tan\left(\frac{\Theta_{2b}}{2}\right) \tan(\Theta_{1b})}{\hat{Z}_{1b} \left(\hat{Z}_{2b} \tan\left(\frac{\Theta_{2b}}{2}\right) + \hat{Z}_{1b} \tan(\Theta_{1b}) \right)}. \quad (4.24)$$

A relação entre o comprimento elétrico e o comprimento físico real dado em unidades métricas para uma seção de linha de transmissão é dado pela seguinte expressão:

$$\theta = \beta l = \frac{\omega}{v_p} l = \frac{2\pi l}{v_p} f. \quad (4.25)$$

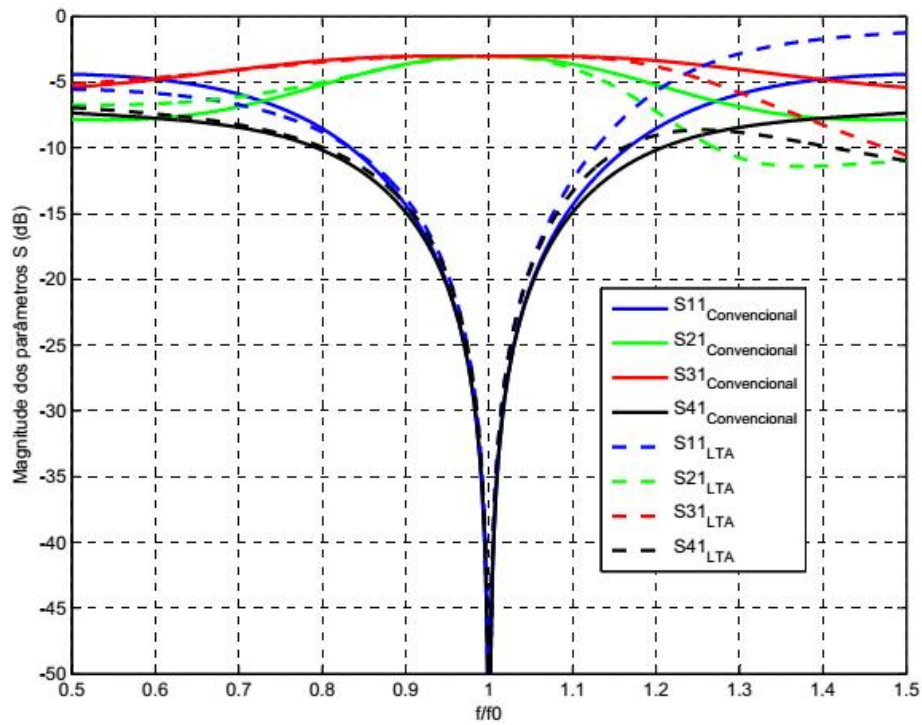
Assim, supondo que a linha seja ideal, seu comprimento elétrico varia linearmente com a frequência do sinal ao qual é submetida. Portanto, conhecendo o comprimento elétrico em uma dada frequência de operação é possível encontrar seu valor em uma outra frequência através da seguinte equação (4.26) que é facilmente obtida de (4.25).

$$\frac{\theta}{\theta_0} = \frac{f}{f_0}. \quad (4.26)$$

Finalmente, através das equações (4.19) a (4.24) e (4.26) é possível obter os parâmetros de espalhamento do novo acoplador em função da frequência normalizada f/f_0 assumindo que os comprimentos elétricos de todas as seções de linhas de transmissão têm valores fornecidos pelas tabelas 4.2 ou 4.3 na frequência central de operação f_0 .

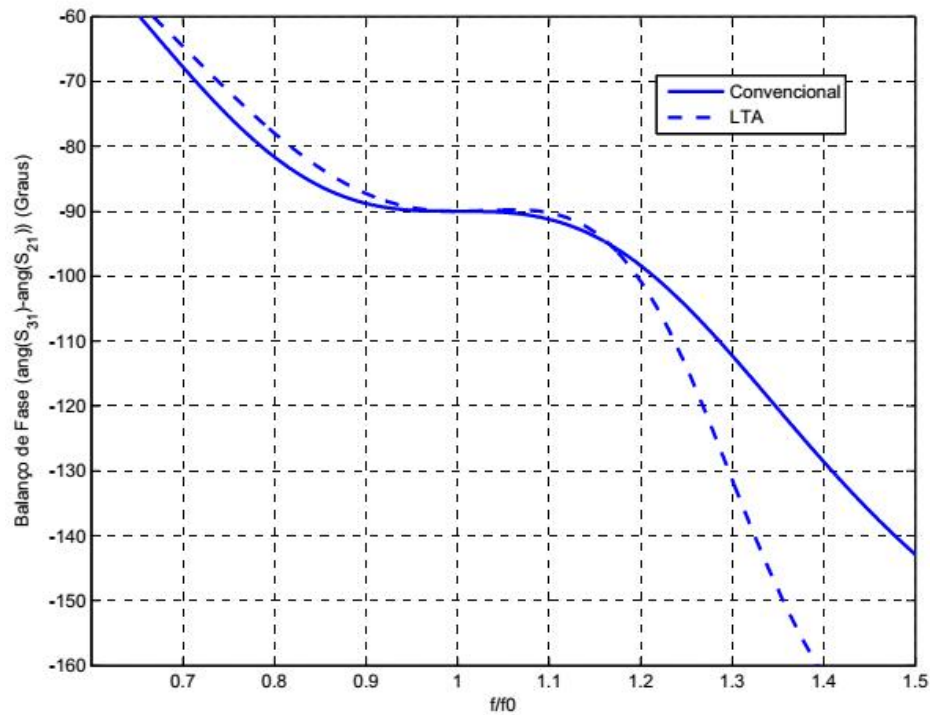
Nas figuras 4.14, 4.15 e 4.16 são mostrados, com respeito a variação da frequência normalizada, a magnitude dos parâmetros S em dB, o balanço de fase dado graus e o balanço de amplitude do acoplador normalizado construído com as LTAs dadas na tabela 4.2. Em cada figura as linhas cheias representam os parâmetros do acoplador convencional, enquanto que as linhas pontilhadas representam os parâmetros do acoplador feito de LTAs.

Figura 4.14 - Magnitude dos parâmetros S, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.



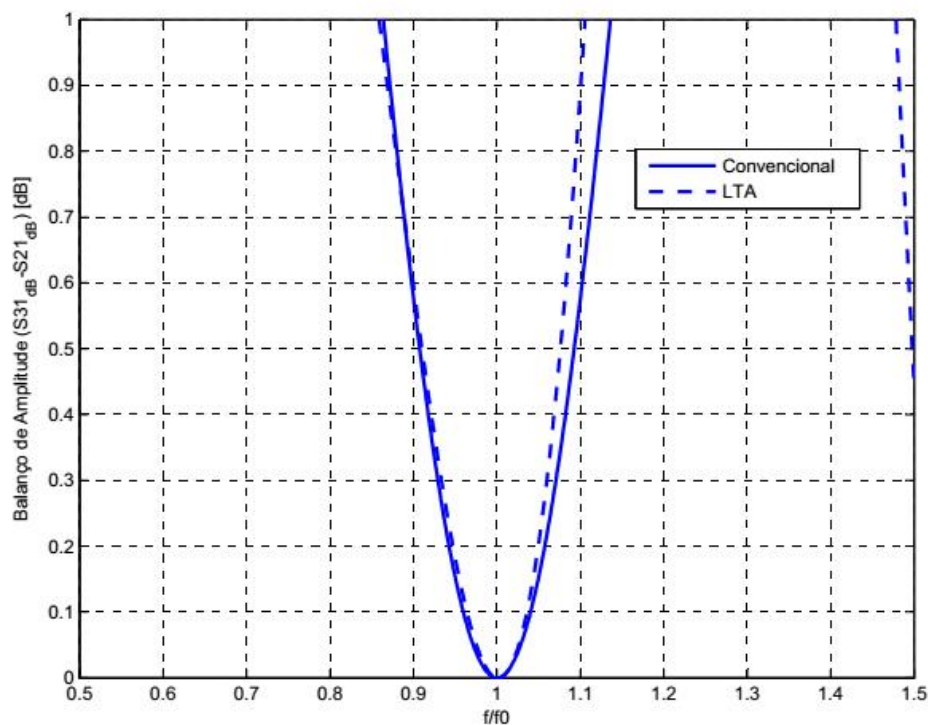
FONTE: O autor.

Figura 4.15 - Balanço de fase, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.



FONTE: O autor.

Figura 4.16 - Balanço de amplitude, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.2.

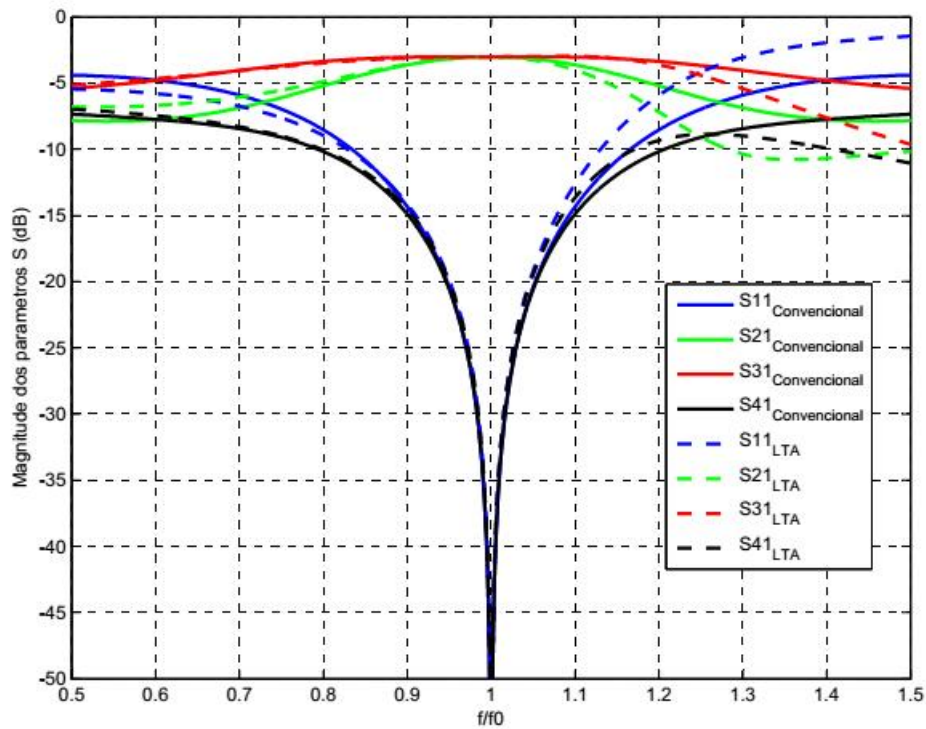


FONTE: O autor.

Do gráfico contido na figura 4.14 é possível notar que os parâmetros S do acoplador formado pelas LTAs com parâmetros dados na tabela 4.2 se afastam dos mesmos parâmetros de um acoplador convencional montado por meio de linhas de transmissão de quarto de onda mais fortemente quando $f > f_0$ do que quando $f < f_0$, como já fora previsto. Também é possível notar que existe uma ligeira perda de desempenho para o acoplador proposto em relação ao *branch-line* convencional justamente pela característica de filtros passa baixas que as LTAs possuem.

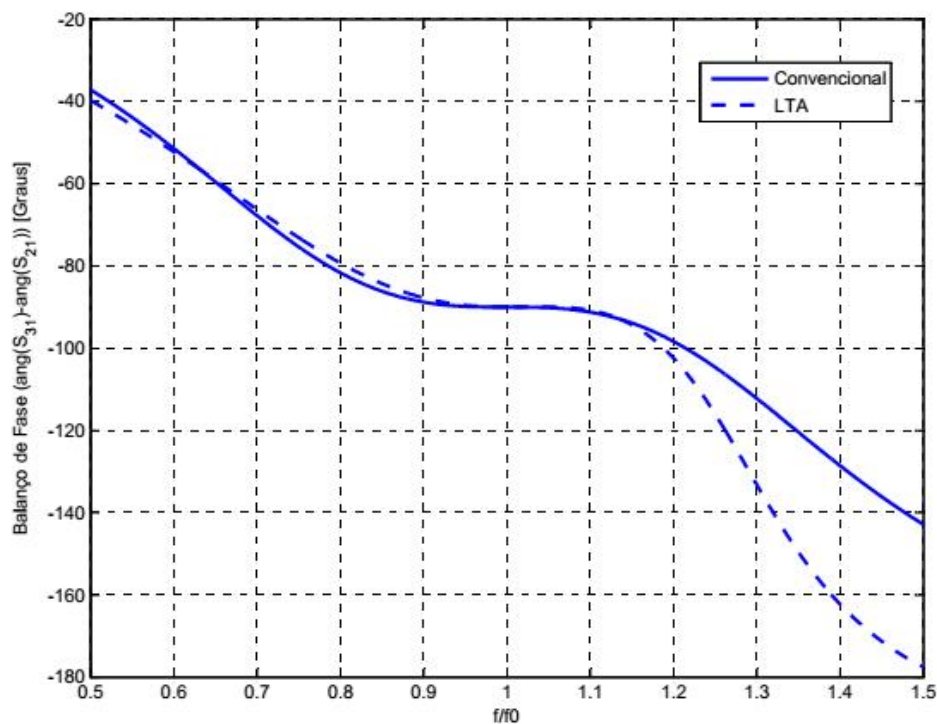
Para o segundo acoplador formado pelas LTAs de características dadas na tabela 4.3, a magnitude em dB dos parâmetros S, o balanço de fase dado graus e o balanço de amplitude são dados nas figuras 4.17, 4.18 e 4.19. Novamente, existe uma leve perda de largura de banda como aconteceu no primeiro caso. Apesar disso será mostrado que tais dispositivos permanecem funcionais para as bandas GSM em 920 MHz e ISM em 2.45 GHz.

Figura 4.17 - Magnitude dos parâmetros dos parâmetros S, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.



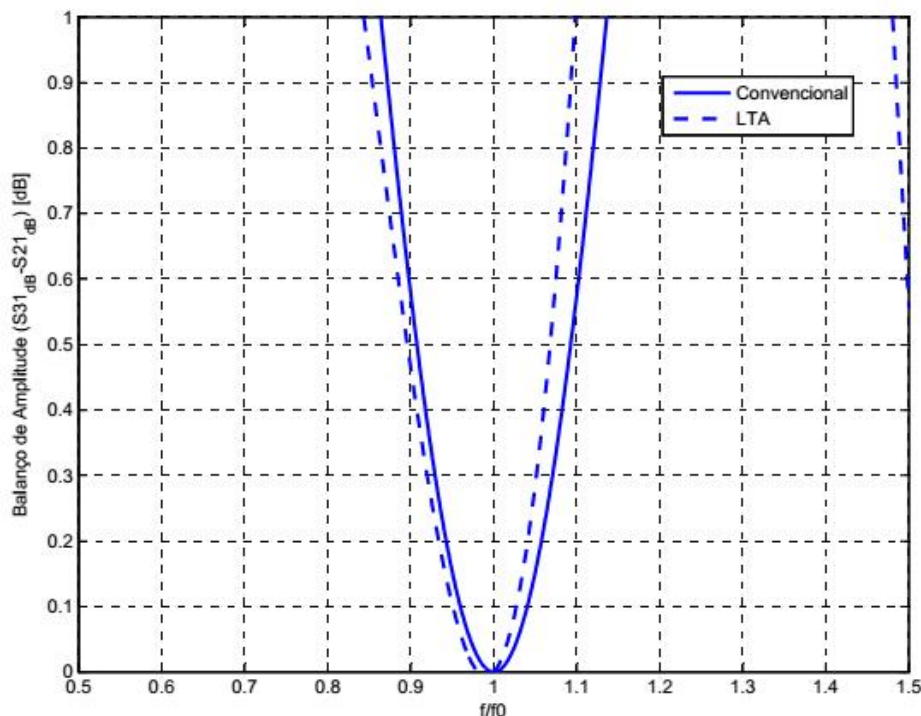
FONTE: O autor.

Figura 4.18 - Balanço de fase, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.



FONTE: O autor.

Figura 4.19 - Balanço de amplitude, em função da frequência normalizada, para os acopladores convencional e composto de LTAs dadas na tabela 4.3.



FONTE: O autor.

Dos gráficos contidos nas figuras 4.14 a 4.19 é possível montar as tabelas 4.4 e 4.5. Essas tabelas contêm informações acerca do desempenho elétrico teórico tanto dos acopladores convencionais como também para os acopladores projetados por meio das LTAs equivalentes, de características dadas nas tabelas 4.2 e 4.3, equivalentes a estes.

Tabela 4.4 - Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e 4.3 e para o acoplador convencional equivalente.

Acoplador	$f_n = f/f_0$				
	$S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$	$S_{21}(f_n) = -3dB \pm 0,1dB$	$S_{31}(f_n) = -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f_n) = -3dB \pm 0,1dB$	$S_{41}(f_n) \leq -20dB$
Convencional	0,872 – 1,128	0,962 – 1,038	0,705 – 1,295	0,868 – 1,132	0,947 – 1,053
LTA_TAB 4.2	0,865 – 1,100	0,959 – 1,029	0,710 – 1,226	0,910 – 1,143	0,950 – 1,047
LTA_TAB 4.3	0,874 – 1,102	0,966 – 1,033	0,711 – 1,213	0,891 – 1,114	0,952 – 1,045

FONTE: O autor.

É importante ressaltar que os acopladores convencionais e projetados por meio das LTAs proposta nessa seção estão normalizados com relação à frequência, assim os valores contidos nas tabelas 4.4 e 4.5 devem ser multiplicados pelo valor da frequência de operação f_0 que se deseje operar (que no nosso caso será 0.92 GHz para o primeiro acoplador e 2.45 GHz

para o segundo acoplador) . Assim, para efeito de exemplo, um acoplador *Branch-line* convencional projetado para operar em 0,92 GHz tem, de forma garantida seu parâmetro $S_{21} = -3dB$ podendo variar de $\pm 1dB$ se a frequência em que este estiver operando ficar entre 0,802 e 1,038 GHz (resultado de: $0,92 \times 0,872$ e $0,92 \times 1,128$).

Tabela 4.5 - Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e 4.3 e para o acoplador convencional equivalente.

Acoplador	$f_n = f/f_0$			
	Balanço de fase $= -90^\circ \pm 5^\circ$	Balanço de fase $= -90^\circ \pm 1^\circ$	Balanço de amplitude $= 0dB \pm 0,5dB$	Balanço de amplitude $= 0dB \pm 0,25dB$
Convencional	0,835 – 1,165	0,907 – 1,093	0,908 – 1,092	0,936 – 1,064
LTA_TAB 4.2	0,859 – 1,156	0,930 – 1,106	0,896 – 1,068	0,926 – 1,047
LTA_TAB 4.3	0,869 – 1,166	0,937 – 1,120	0,910 – 1,076	0,940 – 1,055

FONTE: O autor.

Ainda com relação às tabelas 4.4 e 4.5 vemos que quando $S_{41} \leq -20dB$ (Isolação menor que 20 dB) todos os casos dados nas linhas dessas tabelas são satisfeitos com exceção dos casos onde $S_{21}(f_n) = -3dB \pm 0,1dB$. Dependendo a aplicação, cada situação esquematizadas nas tabelas 4.4 e 4.5 pode ter mais ou menos importância em relação as outras. Por exemplo, se queremos garantir que a isolação seja mesmo menor que 20dB, vemos que a largura de banda relativa para que os acopladores convencionais, formados pelas LTAs da tabela 4.2, e os formados pelas LTAs da tabela 4.3 obedçam tal condição são respectivamente: 10.6%, 9.4% e 9.0%. Do mesmo modo, se queremos garantir que o balanço de fase fique entre -85° e -95° as larguras de banda relativas são respectivamente: 33%, 28.2% e 26.2% para os mesmos acopladores convencionais, os formados pelas LTAs da tabela 4.2 e os formados pelas LTAs da tabela 4.3. Desse modo vemos que a performance elétrica teórica do acoplador nos dois casos onde foram usadas as LTAs sofre pouca degradação em relação ao acoplador convencional quando esse parâmetro é tomado como prioritário.

4.3 ACOPLADORES *BRANCH-LINE* MODIFICADOS

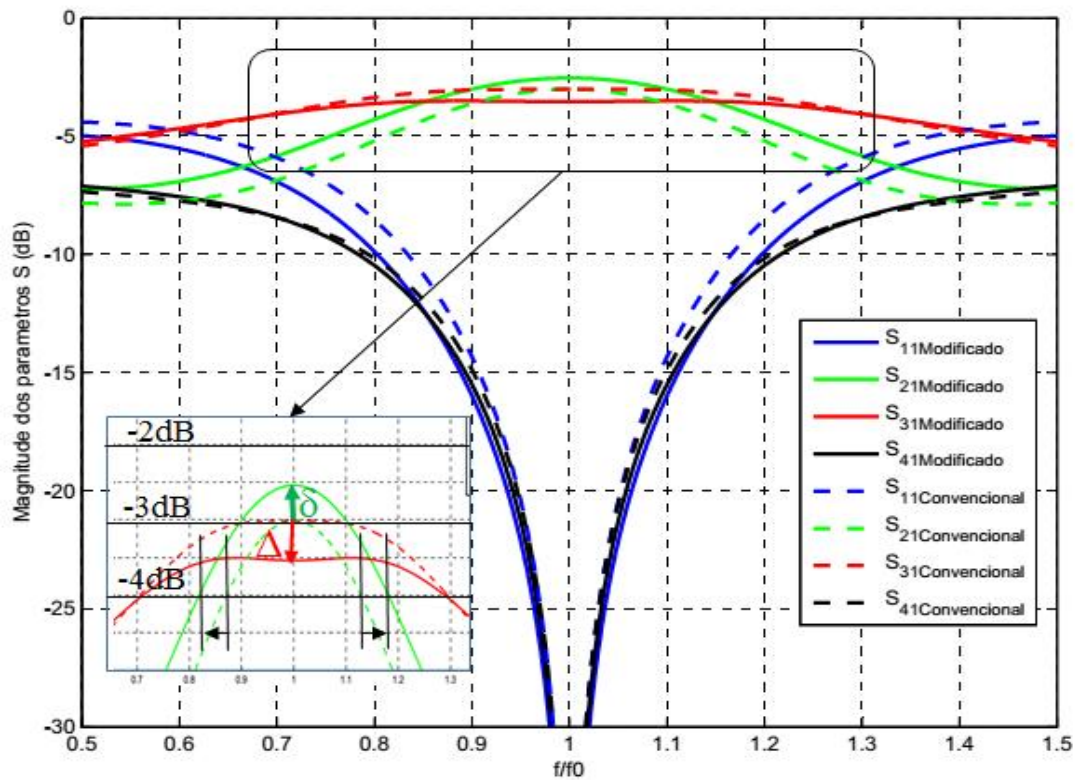
Esta seção descreve a terceira contribuição deste trabalho. Em alguns casos, uma melhor performance elétrica é requerida de um acoplador *branch-line*; conseqüentemente, muitos trabalhos têm sido propostos com o objetivo conseguir isso.

Tang et al. [42], R. Levy e L. F. Lind [41], por exemplo, empregaram braços shunts adicionais de modo a aumentar a largura de banda do acoplador. Um exemplo é mostrado na figura 3.13; lá é visto que o tamanho do acoplador cresce. Esse método também pode demandar a necessidade de se construir linhas de transmissão com impedâncias características muito altas e irrealizáveis.

Tadashi et al. [50], Arriola et al. [51] e Kawai et al. [52] usaram linhas de transmissão acopladas terminadas em circuito aberto ou fechado para, como antes, obter excelentes larguras de banda. Nesse caso, a limitação fica no fato de que a potência dos acopladores obtidos usando essa técnica é pequena, quando comparada com o caso convencional, devido as linhas acopladas não transportarem muita potência. Outros dispositivos como o acoplador Lange [2] e Tandem [4] apresentam boa largura de banda com tamanhos reduzidos, no entanto, eles precisam usar fios (do inglês *air-bridges*) ou substratos com mais de uma camada, o que limita a potência e aumenta o custo respectivamente.

Durante o desenvolvimento deste trabalho foram verificados alguns resultados interessantes. Um deles foi a possibilidade de se aumentar ligeiramente a largura de banda de um acoplador *branch-line* convencional sem precisar aumentar o seu tamanho ou usar linhas acopladas. A motivação para isso surge da figura 3.11. Nessa ilustração pode ser observado que a curva do S_{31} se mantém aproximadamente constante enquanto que a curva do S_{21} cai mais rapidamente. Assim, surgiu a ideia de “empurrar” a curva do S_{21} para cima e a do S_{31} para baixo, perdendo assim a característica de se ter uma divisão de potência de 3dB para frequência central de operação mas em compensação ganhando uma maior faixa de modo que: $S_{21} = -3dB \pm 1dB$ sem praticamente alterar a faixa em que: $S_{31} = -3dB \pm 1dB$. Tal ideia é esquematizada na figura 4.20.

Figura 4.20 - Parâmetros S do acoplador convencional em tracejado, e idealização parâmetros S do acoplador modificado em linhas cheias.



FONTE: O autor.

Ainda com relação à figura 4.20, foram definidos dois parâmetros reais positivos δ e Δ que são respectivamente a diferença de amplitude na frequência central de operação entre o acoplador modificado e o convencional para os parâmetros S_{21} e S_{31} . Desse modo os parâmetros S do acoplador modificado tem os seguintes valores:

$$S_{21} = -j \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta \right), \quad (4.27)$$

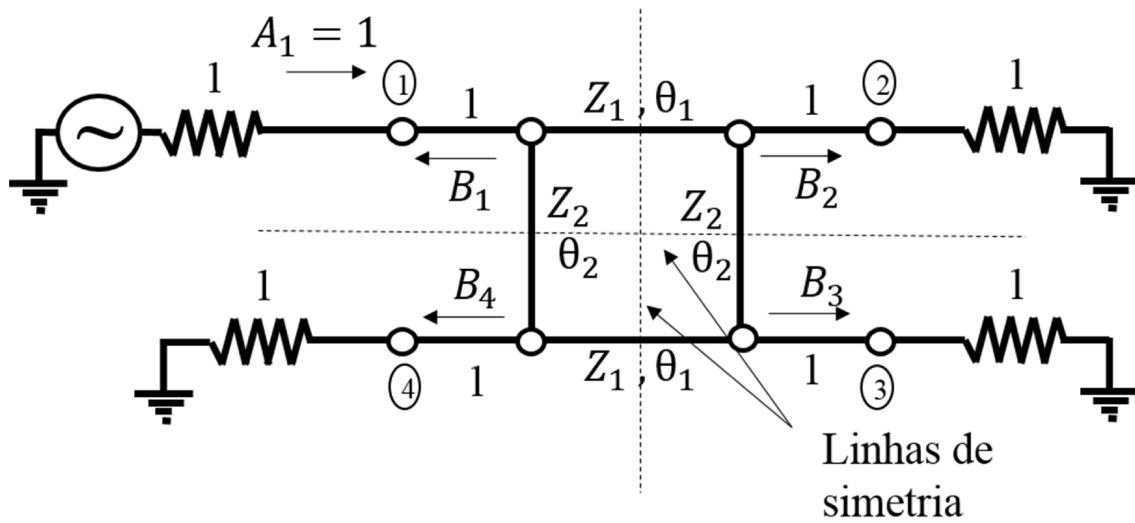
$$S_{31} = - \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta \right) \quad (4.28)$$

e

$$S_{11} = S_{41} = 0. \quad (4.29)$$

Para derivar as expressões necessárias de modo a se poder sintetizar o acoplador que tivesse parâmetros S dados pelas expressões (4.27), (4.28) e (4.29) foi necessário fazer a análise dos modos par e dos modos ímpar usando duas linhas de simetria como esquematizado na figura 4.21.

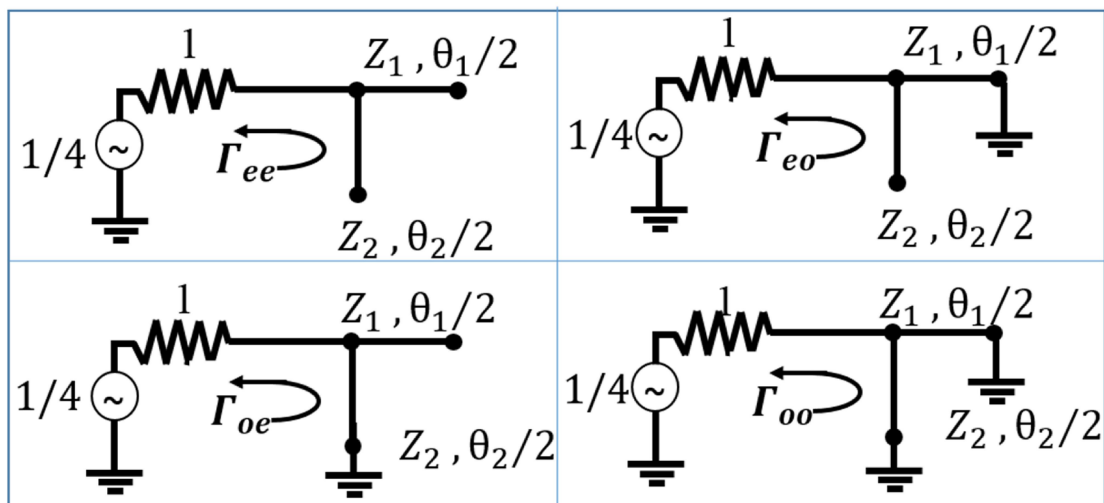
Figura 4.21 - Análise dos modos par e ímpar para o acoplado modificado.



FONTE: O autor.

Assim através dessa análise se chegou as expressões em (4.30) e aos quatro circuitos mostrados na figura 4.22.

Figura 4.22 - Circuitos resultantes da análise dos modos par e ímpar.



FONTE: O autor.

$$\begin{cases} S_{11} = b_1 = \frac{1}{4}(\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo}) \\ S_{21} = b_2 = \frac{1}{4}(\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo}) \\ S_{31} = b_3 = \frac{1}{4}(\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo}) \\ S_{41} = b_4 = \frac{1}{4}(\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo}) \end{cases} \quad (4.30)$$

A partir das expressões (4.27) a (4.30) é possível montar uma equação matricial que quando resolvida nos dá a seguinte solução

$$\begin{cases} \Gamma_{ee} = -\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) \\ \Gamma_{eo} = +\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) \\ \Gamma_{oe} = +\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) \\ \Gamma_{oo} = -\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) \end{cases} \quad (4.31)$$

A solução dada em (4.31), dá os coeficientes de reflexão da figura 4.22. Assim, podemos calcular as admitâncias de entrada para cada um dos quatro casos usando a relação (2.39) escrita em termos de admitância. Ela é dada pela expressão (4.32),

$$Y = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}, \quad (4.32)$$

onde Y é a admitância vista na entrada de um circuito conectado a uma linha de transmissão de impedância característica igual a 1, e apresente coeficiente de reflexão Γ .

Substituindo as expressões de (4.31) em (4.32) é possível obter um conjunto de expressões, (4.33) a (4.36), que não são puramente imaginárias e conseqüentemente, a princípio, não poderiam ser realizadas através dos circuitos mostrados na figura 4.22. Assim, foi necessário fazer uma análise para encontrar os valores permitidos de δ e Δ para que os valores retornados por (4.33) a (4.36) fossem puramente imaginários. Para isso, fez-se uso da expressão (4.37) de modo a gerar a condição (4.38). Quando essa condição é aplicada as expressões (4.33) a (4.36) é gerado o conjunto de expressões (4.39).

$$Y_{ee} = \frac{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}, \quad (4.33)$$

$$Y_{eo} = \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}, \quad (4.34)$$

$$Y_{oe} = \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}, \quad (4.35)$$

$$Y_{ee} = \frac{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) - j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) + j\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}, \quad (4.36)$$

$$Y = \frac{A+jB}{C+jD} \times \frac{C-jD}{C-jD} = \frac{(AC+BD)+j(BC-AD)}{C^2+D^2}, \quad (4.37)$$

$$AC + BD = 0, \quad (4.38)$$

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right)\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\left[-\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\right] = 0 \\ \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right)\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + \left[-\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\right]\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) = 0 \\ \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right)\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right) + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\left[-\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\right] = 0 \\ \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right)\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right) + \left[-\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)\right]\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right) = 0 \end{cases} \quad (4.39)$$

Todas as equações contidas em (4.39) são idênticas e podem ser simplificadas para a seguinte equação:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)^2 = 1. \quad (4.40)$$

É interessante notar que a equação (4.40) é também obtida da substituição direta das expressões (4.27), (4.28) e (4.29) na equação (3.9). Logo as soluções para (4.40) são condições suficientes e necessárias para que se venha a sintetizar um acoplador com δ e $\Delta > 0$. Quando se coloca Δ em função de δ se obtém a seguinte expressão:

$$\Delta = \frac{1 - \sqrt{1 - 2(\delta^2 + \delta\sqrt{2})}}{\sqrt{2}}. \quad (4.41)$$

Cujo domínio é: $0 \leq \delta \leq 1 - \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Finalmente, impondo que (4.41) seja verdade, é possível obter a partir de (4.33) a (4.38), as seguintes expressões:

$$Y_{ee} = j \frac{2\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)^2}, \quad (4.42)$$

$$Y_{eo} = j \frac{-2\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)^2}, \quad (4.43)$$

$$Y_{oe} = j \frac{2\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \Delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)^2}, \quad (4.44)$$

e

$$Y_{oo} = j \frac{-2\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)}{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}} + \Delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \delta\right)^2}. \quad (4.45)$$

Como: $Y_{ee}, Y_{eo}, Y_{oe}, Y_{oo}$ são a soma de 2 admitâncias mostradas na figura 4.22, então:

$$\begin{cases} Y_{ee} = Y_{1a} + Y_{2a} \\ Y_{eo} = Y_{1f} + Y_{2a} \\ Y_{oe} = Y_{1a} + Y_{2f} \\ Y_{oo} = Y_{1f} + Y_{2f} \end{cases} \quad (4.46)$$

$$\begin{cases} Y_{1a} = \text{Admitância de entrada do stub 1 aberto} \\ Y_{2a} = \text{Admitância de entrada do stub 2 aberto} \\ Y_{1f} = \text{Admitância de entrada do stub 1 fechado} \\ Y_{2f} = \text{Admitância de entrada do stub 2 fechado} \end{cases}$$

Das equações (4.42) a (4.46) é possível chegar a seguinte equação matricial

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{1a} \\ Y_{2a} \\ Y_{1f} \\ Y_{2f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ee} \\ Y_{eo} \\ -Y_{eo} \\ -Y_{ee} \end{bmatrix}. \quad (4.47)$$

Como a matriz 4x4 acima tem determinante nulo, sabemos pela teoria de álgebra linear que pelo menos um vetor formado de uma de suas linhas (colunas) é linearmente dependente do conjunto de vetores formado pelas outras. Assim é conveniente tomar uma matriz composta da

matriz 4x4 e a matriz coluna das admitâncias totais e aplicar o procedimento de redução a forma escada como é mostrado abaixo:

$$\left| \begin{array}{cccc|c} 1 & 1 & 0 & 0 & Y_{ee} \\ 0 & 1 & 1 & 0 & Y_{eo} \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -Y_{eo} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \end{array} \right| \xrightarrow{\text{produz}} \left| \begin{array}{cccc|c} 1 & 1 & 0 & 0 & Y_{ee} \\ 0 & 1 & 1 & 0 & Y_{eo} \\ 0 & -1 & 0 & 1 & -Y_{eo} - Y_{ee} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \end{array} \right| \xrightarrow{\text{produz}} \left| \begin{array}{cccc|c} 1 & 1 & 0 & 0 & Y_{ee} \\ 0 & 1 & 1 & 0 & Y_{eo} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \end{array} \right|.$$

Como a 3° e 4° linhas da última matriz são linearmente dependentes, então tomamos a matriz formada apenas por suas linhas 1 2 3 e a colocaremos em sua forma escalonada (echelon form) como mostrado abaixo:

$$\left| \begin{array}{cccc|c} 1 & 1 & 0 & 0 & Y_{ee} \\ 0 & 1 & 1 & 0 & Y_{eo} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \end{array} \right| \xrightarrow{\text{produz}} \left| \begin{array}{cccc|c} 1 & 0 & 0 & 1 & -Y_{eo} \\ 0 & 1 & 0 & -1 & Y_{eo} + Y_{ee} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Y_{ee} \end{array} \right|.$$

Assim se torna obvio o seguinte conjunto de equações;

$$\begin{cases} Y_{1a} + Y_{2f} = -Y_{eo} \\ Y_{2a} - Y_{2f} = Y_{eo} + Y_{ee} \\ Y_{1f} + Y_{2f} = -Y_{ee} \end{cases} \quad (4.48)$$

No entanto como as admitâncias dos estubes em aberto ou fechado podem ser obtidas de (2.16) e (2.17), temos que:

$$\begin{cases} Y_{1a} = j \frac{\tan \frac{\theta_1}{2}}{Z_1} \\ Y_{2a} = j \frac{\tan \frac{\theta_2}{2}}{Z_2} \\ Y_{1f} = j \frac{-1}{Z_1 \tan \frac{\theta_1}{2}} \\ Y_{2f} = j \frac{-1}{Z_2 \tan \frac{\theta_2}{2}} \end{cases} \quad (4.49)$$

Em que tomando: $t_i = j \tan \frac{\theta_i}{2}$ ($i = 1,2$), a partir de (4.48) e (4.49), chega-se à:

$$\begin{cases} \frac{t_1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2 t_2} = -Y_{eo} & (a) \\ \frac{t_2}{Z_2} - \frac{1}{Z_2 t_2} = Y_{eo} + Y_{ee} & (b) \\ \frac{1}{Z_1 t_1} + \frac{1}{Z_2 t_2} = -Y_{ee} & (c) \end{cases} \quad (4.50)$$

Como o sistema dado em (4.50) tem 4 incógnitas e 3 equações, buscou-se vetor solução que ficasse em função de uma das incógnitas e satisfizesse o problema não linear acima. O procedimento tomado foi o seguinte:

- Subtrair (4.50a) de (4.50c) de modo se obter

$$\frac{t_1}{Z_1} - \frac{1}{Z_1 t_1} = Y_{ee} - Y_{eo} \xrightarrow{\text{produz}} \boxed{Z_1 = \frac{t_1 - \frac{1}{t_1}}{Y_{ee} - Y_{eo}}} \quad (4.51)$$

- A partir de (4.50b), obter

$$\frac{t_2}{Z_2} - \frac{1}{Z_2 t_2} = Y_{eo} + Y_{ee} \xrightarrow{\text{produz}} \boxed{Z_2 = \frac{t_2 - \frac{1}{t_2}}{Y_{eo} + Y_{ee}}} \quad (4.52)$$

- Substituir (4.51), (4.52) em (4.50c) e resolver em termos de t_1 para encontrar

$$t_1 = \frac{\pm \sqrt{Y_{ee} + t_2^2 Y_{eo}}}{\sqrt{t_2^2 Y_{ee} + Y_{eo}}} \quad (4.53)$$

Tomando: $\theta_2 = 90^\circ$ ($t_2 = j$), a partir de (4.51)-(4.53), pode-se chegar as seguintes expressões,

$$Z_1 = \frac{2j}{Y_{ee} - Y_{eo}}, \quad (4.54)$$

$$Z_2 = \frac{2j}{Y_{ee} + Y_{eo}}, \quad (4.55)$$

$$t_1 = j \xrightarrow{\text{produz}} \theta_1 = 90^\circ \quad (4.56)$$

Vemos assim, que de fato se consegue solução em função de uma das incógnitas acima. Nessa situação a incógnita ou variável independente foi t_2 , já as dependentes foram t_1, Z_1, Z_2 . Também é interessante notar que é possível escolher $\theta_2 \neq 90^\circ$ de modo a se obter um acoplador com formato retangular (não quadrado). De modo geral, para o caso em que $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$, é visto que para um dado valor de δ , a partir de (4.41), (4.42), (4.43), (4.54) e (4.55) é possível obter os valores das impedâncias características das linhas de quarto de onda do acoplador modificado.

Quando o acoplador modificado é especificado em termos do balanço de amplitude máximo $x_{dB} = (S_{21dB} - S_{31dB})$, é possível obter δ e conseqüentemente Δ em função de x_{dB}

usando as equações (4.27), (4.28) e (4.41). Depois de algumas manipulações é possível obter essa relação. Ela é mostrada abaixo na expressão (4.57).

$$\delta = \frac{-\sqrt{2}(k^2+1)+2k\sqrt{k^2+1}}{2(k^2+1)}. \quad (4.57)$$

Em que,

$$k = 10^{x_{dB}/20}. \quad (4.58)$$

A partir de (4.57), (4.41), (4.27), (4.28), (4.33), (4.34), (4.54) e (4.55) é possível montar a tabela 4.6 que contém alguns parâmetros relevantes dos acopladores modificados em função do balanço de amplitude na frequência central de operação $x_{dB f_0}$.

Tabela 4.6 - Parâmetros dos acopladores modificados em função de $x_{dB f_0}$

$x_{dB f_0}$	δ	Δ	$ S_{21} _{f_0}$	$ S_{31} _{f_0}$	Y_{ee}	Y_{eo}	Z_1	Z_2
0	0	0	0,7071	0,7071	j2,4142	-j0,4142	0,7071	1,0000
0,5	0,0200	0,0206	0,7271	0,6865	j2,3195	-j0,4311	0,7271	1,0591
0,8	0,0318	0,0333	0,7389	0,6738	j2,2652	-j0,4415	0,7389	1,0960
1,0	0,0394	0,0417	0,7465	0,6654	j2,2310	-j0,4482	0,7464	1,1218
1,5	0,0581	0,0633	0,7652	0,6438	j2,1482	-j0,4655	0,7652	1,1886

FONTE: O autor.

Para os acopladores com balanço de amplitude dados na tabela 4.6, é mostrado na tabela 4.7 suas características elétricas teóricas obtidas a partir do MATLAB.

Tabela 4.7 - Desempenho elétrico em termos de S_{21} , S_{31} , S_{41} e do balanço de fase os acopladores convencional e modificados.

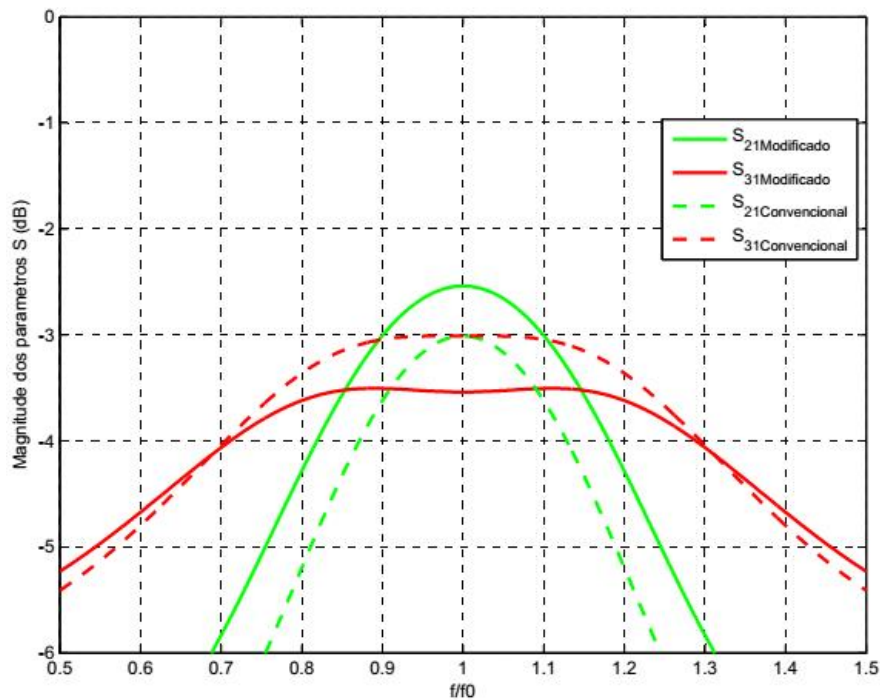
$x_{dB f_n=1}$	$f_n = f/f_0$			
	$S_{21}(f_n)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f_n)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{41}(f_n)$ $\leq -20dB$	$ang(S_{31}) - ang(S_{21})$ $= -90^\circ \pm 5^\circ$
0	0,872 – 1,128	0,705 – 1,295	0,947 – 1,053	0,835 – 1,165
0,5	0,845 – 1,555	0,705 – 1,295	0,944 – 1,056	0,828 – 1,172
0,8	0,829 – 1,171	0,708 – 1,292	0,943 – 1,057	0,823 – 1,178
1,0	0,819 – 1,181	0,711 – 1,289	0,942 – 1,058	0,820 – 1,180
1,5	0,791 – 1,209	0,728 – 1,272	0,939 – 1,061	0,812 – 1,888

FONTE: O autor.

É possível observar através da tabela 4.7 que sacrificando a característica de se ter uma divisão de potência de 3dB exata em $f = f_0$ é realmente possível aumentar ligeiramente a faixa onde temos $S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$ sem afetar de forma prejudicial a faixa onde $S_{31}(f_n) = -3dB \pm 1dB$. Também pode ser notado que existe uma melhora no balanço de fase e isolamento dos acopladores a medida que é admitido um maior balanço de amplitude na frequência central de operação.

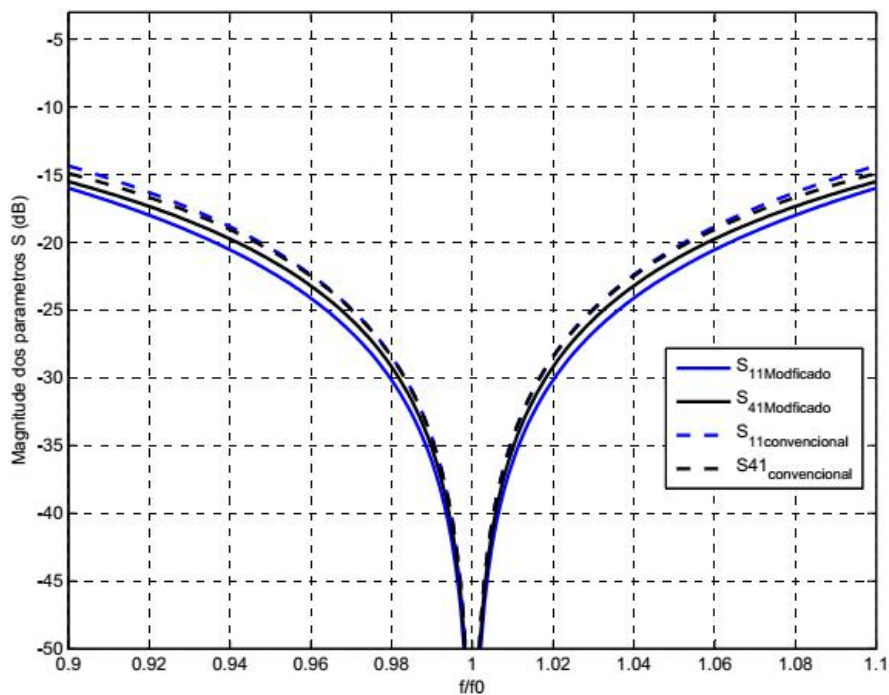
Tomando o acoplador modificado com balanço de amplitude máximo de 1dB na frequência central de operação (linha 4 da tabela 4.6) vemos que as impedâncias características normalizadas das linhas de quarto de onda necessárias para se obter tal propriedade são dadas por: $Z_1 = 0.7464$ e $Z_2 = 1.1218$ (correspondendo a impedâncias características desnormalizadas de 37.2Ω e 56.1Ω respectivamente). Assim é plotado por meio do MATLAB dois gráficos da magnitude em dB dos parâmetros S e outro da diferença de fase entre as saídas do acoplador modificado em questão, e do convencional como função da frequência normalizada f/f_0 . Estes são mostrados nas figuras 4.23, 4.24 e 4.25. Nesses gráficos pode-se ver que as faixas em que: $S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$ e a diferença de fase entre S_{21} e S_{31} fica entre -85° e -95° são maiores para o acoplador modificado, tendo as faixas em que $S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$ praticamente inalterada. No entanto vale ressaltar que tal melhora não é tão boa quando comparada os resultados obtidos em [41] e [42]. Por outro lado nesses trabalhos os acopladores tiveram seus tamanhos dobrados ou até triplicados além de em alguns casos necessitarem de fazer uso de linhas com impedância característica maiores que 130Ω ou acopladas. Assim se a necessidade por uma largura de banda grande não for primordial, pode-se usar o acoplador modificado que tem uma performance um pouco melhor do que o convencional e ocupa a mesma área de simples forma.

Figura 4.23 - Magnitude em dB dos Parâmetros S_{21} e S_{31} do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).



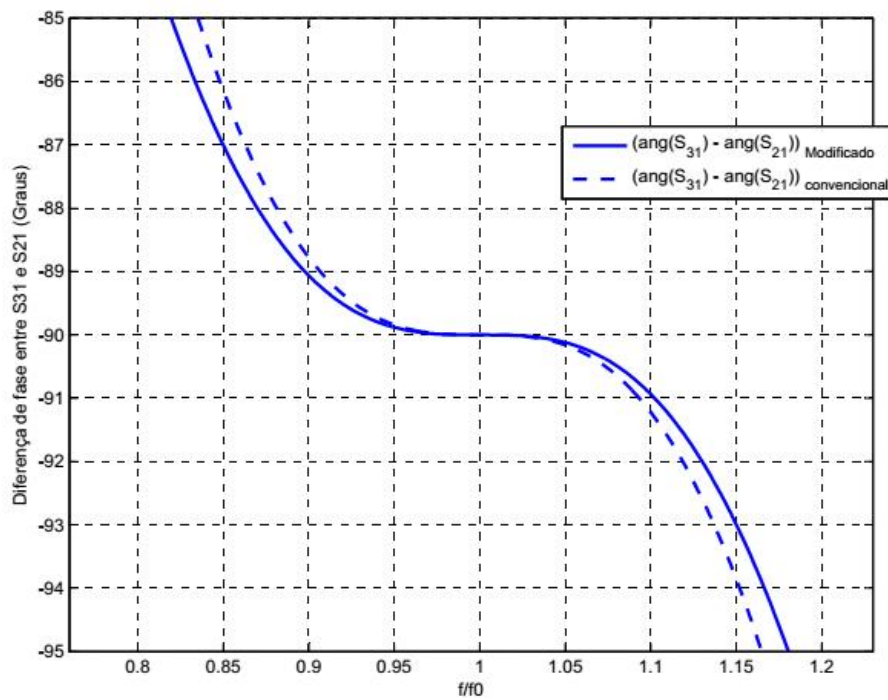
FONTE: O autor.

Figura 4.24 - Magnitude em dB dos Parâmetros S_{11} e S_{41} do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).



FONTE: O autor.

Figura 4.25 - Diferença de fase entre as duas saídas do acoplador convencional (em tracejado), e idealização parâmetros S do acoplador modificado com desbalanço de 1dB (em linhas cheias).



FONTE: O autor.

5 SIMULAÇÃO EM SONNET, FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

Nos capítulos anteriores foi discutido a síntese e a obtenção de dados numéricos para o acoplador *branch-line* reduzido por meio de LTAs. Nesse capítulo, é mostrada e discutida a implementação desse dispositivo em placas de circuito impresso por meio das *microfitas*. Assim, são apresentados os resultados das simulações no software de onda completa, Sonnet para finalmente, discutirmos alguns aspectos da fabricação e resultados de medidas elétricas tomadas para os dispositivos propostos.

5.1 CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO NO SONNET DOS ACOPLADORES BRANCH-LINE PROPOSTOS

Basicamente, das análises apresentadas nos capítulos anteriores, foram formulados dois acopladores *branch-line* reduzidos. Como nesse trabalho é utilizada a tecnologia impressão em placa de circuito para a construção de seções de linhas de transmissão planares, é necessário calcular as larguras dessas estruturas por meio das equações (2.31), (2.32) e (2.33) ou (2.20) a (2.30) quando a frequência é considerada. Com o objetivo de se ter a precisão prevista por J. S. Hong and M. J. Lancaster [29] foi elaborada uma rotina em MATLAB capaz de obter o valor da razão W/d baseado num processo iterativo envolvendo as equações (2.20) a (2.33) de forma que a frequência de operação fosse considerada. Essa rotina, esquematizada no anexo 1, foi usada para encontrar uma estimativa para o valor de W/d teoricamente mais precisa em todos os casos.

Essencialmente, uma linha de transmissão sem perdas é caracterizada por sua impedância característica e comprimento elétrico. Em uma *microfita*, no caso mais simples, a impedância característica, juntamente com a espessura e permissividade relativa do substrato, é um dos principais fatores que determinam sua largura. Já o comprimento real da linha é diretamente proporcional ao seu comprimento elétrico e inversamente proporcional a frequência de operação e a raiz da constante dielétrica efetiva do substrato da *microfita*. A equação que estabelece uma relação entre essas quantidades é dada em (5.3) e é justificada como segue.

Sabendo que o comprimento elétrico θ de uma linha de transmissão sem perdas de comprimento físico l é dado por:

$$\theta = \beta l. \tag{5.1}$$

É o número de onda k_0 [2] é dado pela relação (5.2) mostrada abaixo;

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c}. \quad (5.2)$$

É possível, por meio da equação (2.19), encontrar a seguinte expressão;

$$l = \frac{\theta}{2\pi} \frac{c}{f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}}. \quad (5.3)$$

Nesse trabalho todos os dispositivos foram projetados, simulados considerando o uso de *microfitas* fabricadas em placas de circuito impresso. Assim para obter resultados mais precisos, procurou-se usar placas que ofereciam boa estabilidade elétrica e mecânica com substrato de baixas perdas dielétricas. Atendendo a esses requisitos, foram empregadas placas laminadas com principais características elétricas e mecânicas dadas na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Características físicas do substrato das microfitas.

Placas usadas	
Permissividade relativa (ϵ_r)	4,5
Tangente de Perdas ($\tan \delta$)	0,003
Espessura do substrato dielétrico (d)	1,6 mm

FONTE: O autor.

Desse modo foram projetados e simulados dois acopladores *branch-line*; o primeiro operando em torno da frequência de 920MHz, frequência essa utilizada em tecnologias móveis GSM, e o segundo operando em torno de 2,45 GHz, que é utilizada em aplicações WiFi na banda ISM.

Para o acoplador em 920MHz, obtido por meio das LTAs apresentados na seção 4.2, fez-se uso dos dados contidos na tabela 4.2 e encontrou-se, a partir da rotina apresentada no anexo 1 e a expressão 5.3, as seguintes dimensões (tabela 5.2) para as LTAs a serem utilizadas nesse caso.

Tabela 5.2 - Dimensões físicas do acoplador composto por LTAs para 920 MHz.

$LTA - 50/\sqrt{2} \Omega$	W_{1m}	W_{2m}	L_{1m}	L_{2m}
	0,3mm	8,3mm	5,9mm	19,9mm
$LTA - 50\Omega$	W_{1b}	W_{2b}	L_{1b}	L_{2b}
	0,3mm	8,3mm	10,0mm	12,1mm

FONTE: O autor.

Já para o acoplador em 2,45GHz fez-se uso dos dados contidos na tabela 4.3 tomando os mesmos procedimentos do caso anterior, assim as dimensões das LTAs para esse dispositivo são dados na tabela 5.3.

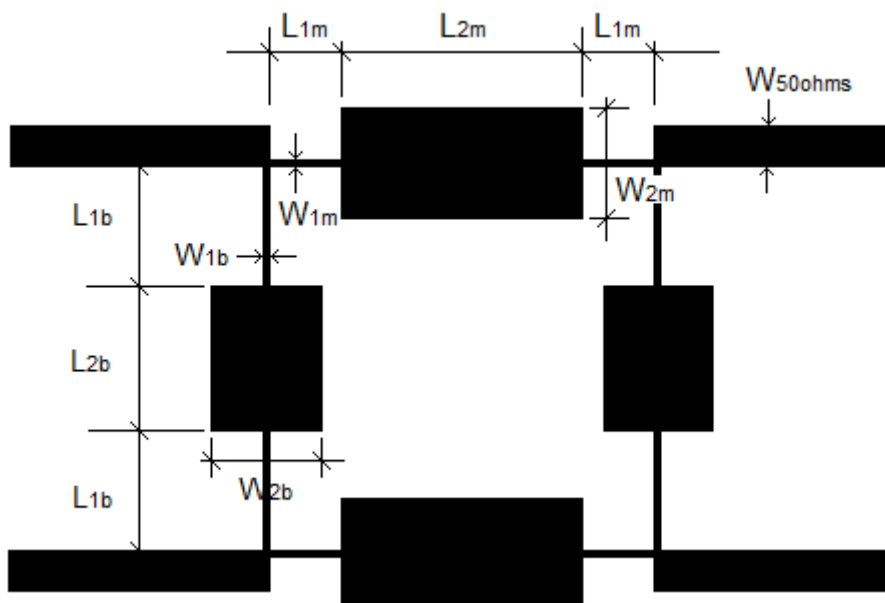
Tabela 5.3 - Dimensões físicas do acoplador composto por LTAs para 2,45 GHz.

$LTA - 50/\sqrt{2} \Omega$	W_{1m}	W_{2m}	L_{1m}	L_{2m}
	0,3mm	6,7mm	1,7mm	9,8mm
$LTA - 50\Omega$	W_{1b}	W_{2b}	L_{1b}	L_{2b}
	0,3mm	6,7mm	3,5mm	5,7mm

FONTE: O autor.

Na figura 5.1 é mostrado um desenho esquemático do acoplador realizado por meio de LTAs que utiliza as medidas dadas nas tabelas 5.2 e 5.3.

Figura 5.1 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas com medidas dadas nas tabelas 5.2 e 5.3.



FONTE: O autor.

As dimensões relativas aos acopladores convencionais de 920MHz e de 2,45GHz também foram calculadas. Para o caso do dispositivo que opera em 920MHz os tamanhos são dados na tabela 5.4, enquanto que para o que opera em 2,45GHz, os tamanhos são fornecidos pela tabela 5.5.

Tabela 5.4 - Dimensões físicas do acoplador convencional para 920MHz.

$LT - 50\Omega$	W_b	L_b
	3,0mm	44,1mm
$LT - 50/\sqrt{2}\Omega$	W_m	L_m
	5,2mm	43,0mm

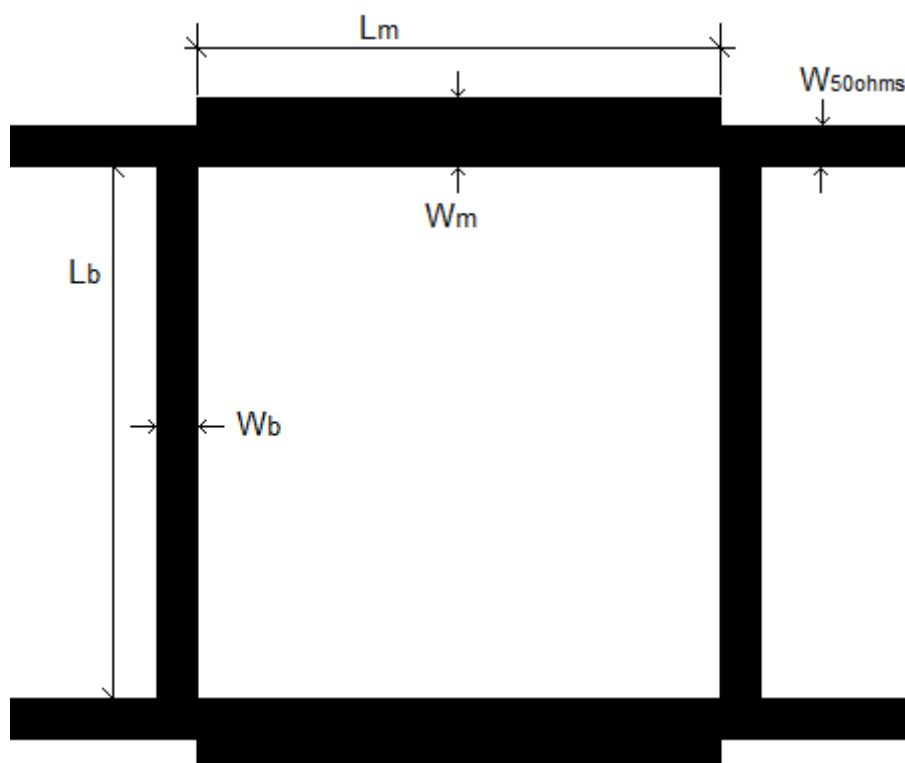
FONTE: O autor.

Tabela 5.5 - Dimensões físicas do acoplador convencional para 2,45 GHz.

$LT - 50\Omega$	W_b	L_b
	3.1mm	16.5mm
$LT - 50/\sqrt{2}\Omega$	W_m	L_m
	5.3mm	16.0mm

FONTE: O autor.

Na figura 5.2 é mostrado um desenho esquemático do acoplador *branch-line* convencional que utiliza as medidas dadas nas tabelas 5.4 e 5.5.

Figura 5.2 - Acoplador Branch line convencional com medidas dadas nas tabelas 5.4 e 5.5.

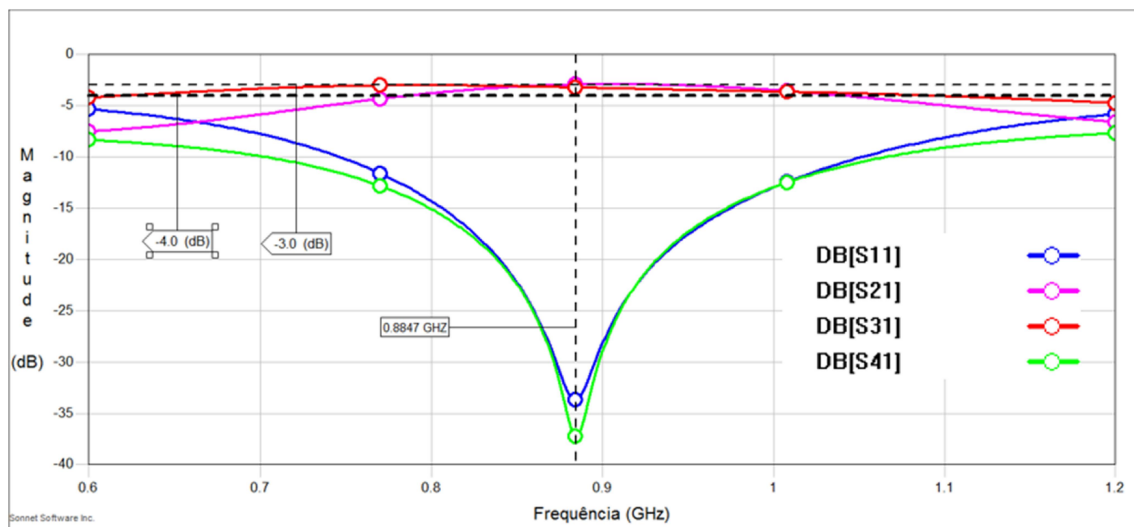
FONTE: O autor.

Considerando a figura 5.2, foram feitas no *software* de simulação em onda completa, Sonnet® versão 13.52 *professional* da empresa Sonnet Software Inc., as simulações para se verificar o comportamento dos parâmetros de espalhamento em função da frequência. As

simulações levaram em conta os dados contidos nas tabelas 5.1, 5.4 e 5.5. Assim, na figura 5.3 é mostrada a resposta para o acoplador convencional de 920MHz, enquanto que na figura 5.4 é vista a resposta para o de 2,45GHz. Em ambos os casos, é possível notar uma divergência entre a frequência central de operação teórica e a obtida em simulação. Portanto foi necessário se fazer uma correção (ajuste) nos valores de todos os comprimentos das linhas de transmissão que formam os acopladores convencionais. Para o acoplador de 920MHz, o ajuste foi dado quando todas as 4 linhas de quarto de onda tiveram seus comprimentos multiplicados por 0,88/0,92 (que corresponde a razão entre frequência central de operação simulada e teórica). Já no caso do acoplador de 2,45GHz, o fator de multiplicação foi de 2,17/2,45. Com o resultado dessa atualização de comprimentos, as respostas em frequência para os acopladores convencionais de 920MHz e 2,45GHz ajustados são mostradas nas figuras 5.5 e 5.6 respectivamente.

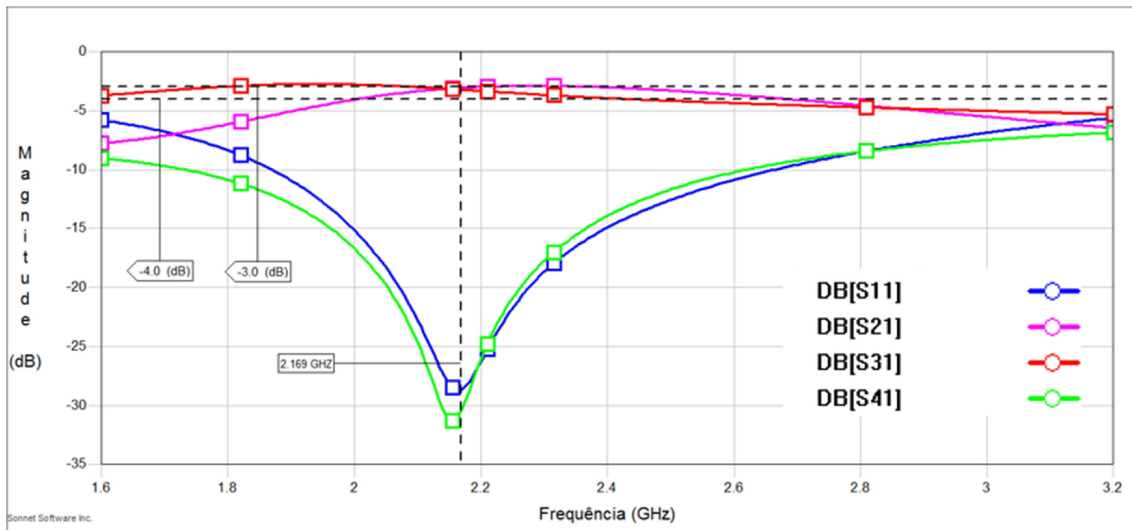
Os valores para os tamanhos dos acopladores convencionais ajustados são dados na tabela 5.6 e se aplicam a o acoplador *branch-line* convencional mostrado na figura 5.2.

Figura 5.3 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 920 MHz não ajustado.



FONTE: O autor.

Figura 5.4 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 2,45 GHz não ajustado.



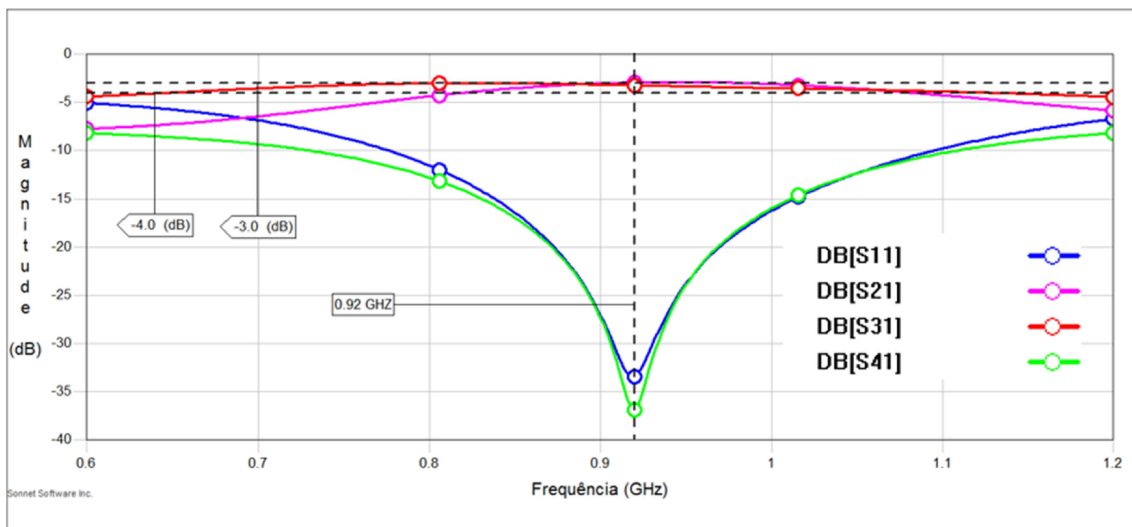
FONTE: O autor.

Tabela 5.6 - Dimensões físicas dos acopladores convencionais ajustados operando em 920 MHz e 2,45 GHz.

	920 MHz	2,45 GHz
L_m	41,3 mm	14,1 mm
L_b	42,3 mm	14,5 mm
W_m	5,2 mm	5,3 mm
W_b	3,0 mm	3,1 mm

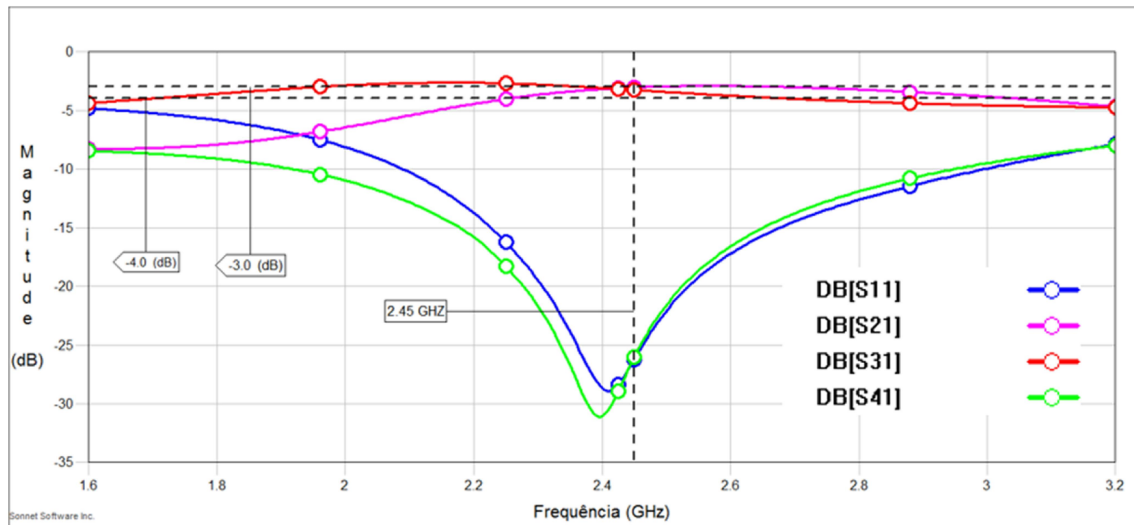
FONTE: O autor.

Figura 5.5 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 920 MHz ajustado.



FONTE: O autor.

Figura 5.6 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line convencional de 2,45 GHz ajustado.

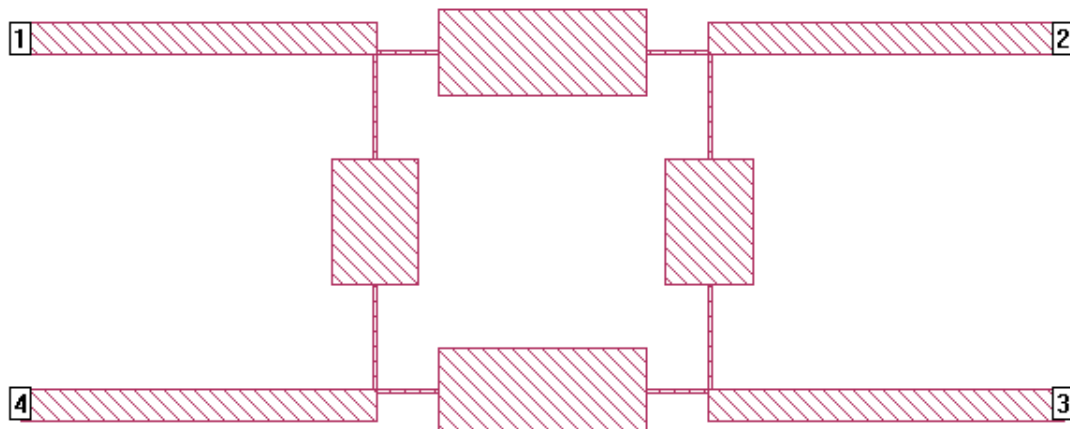


FONTE: O autor.

Uma possível explicação para a necessidade de se ter o processo de ajuste de comprimentos das seções de linhas de transmissão vem do fato de que existem quatro grandes discontinuidades nos vértices da forma quadrada mostrada na figura 5.2. Nessas regiões, em forma de “T” existe um acúmulo de carga que tem o efeito de uma capacitância shunt parasita, além de que aí existe uma certa indutância série resultante da parcial interrupção do fluxo de corrente. Assim do que é exposto na teoria [2], é possível concluir que essas indutâncias podem ser vistas como adicionais comprimentos de linhas de transmissão, ao mesmo tempo que, do que foi mostrado por S-Chan. Jung, R. Negra [19], as capacitâncias shunt terminam por criar um circuito π equivalente nas arestas do acoplador, de modo e se ter o mesmo efeito utilizado naquele trabalho para diminuir o comprimento físico sem alterar o comprimento elétrico que por sua vez também maximiza a necessidade do ajuste que é feita aqui.

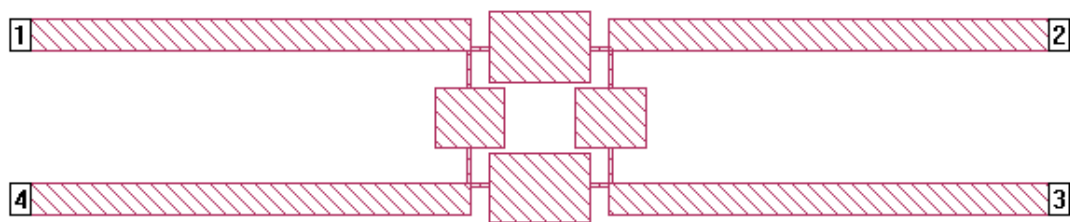
Os acopladores obtidos com o uso das LTAs de dimensões dadas nas tabelas 5.2 e 5.3 são esquematizados a seguir. Na figura 5.7 é mostrado o que opera em 920MHz enquanto que na figura 5.8 é mostrado o caso do que opera em 2,45 GHz.

Figura 5.7 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.



FONTE: O autor.

Figura 5.8 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs não dobradas dadas na tabela 5.3 operando em 2,45GHz.



FONTE: O autor.

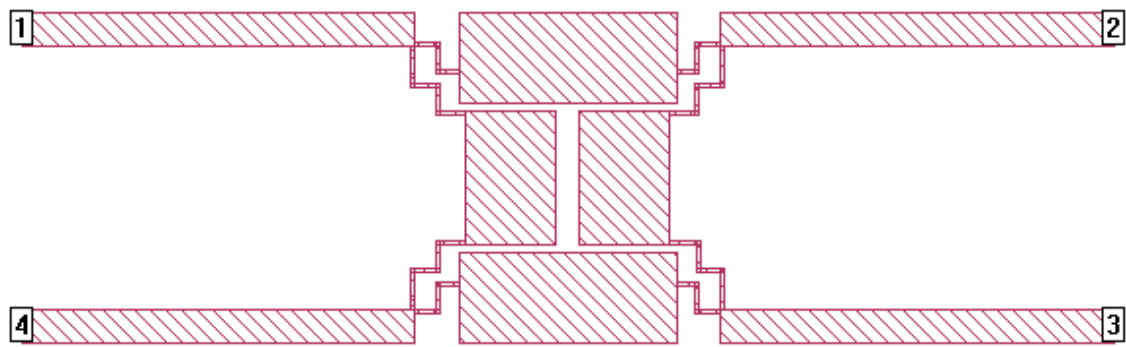
Os acopladores mostrados nas figuras 5.7 e 5.8 apesar de não apresentarem uma redução de tamanho tão significativa em relação aos convencionais mostrados esquematicamente na figura 5.3, tem uma geometria de tal sorte que ainda é possível diminuir seus tamanhos globais por meio de dobras nas linhas de altas impedâncias. Assim o primeiro acoplador proposto nesse trabalho é obtido desse modo e é mostrado na figura 5.9 enquanto que o segundo é mostrado na figura 5.14.

Duas subseções são destinadas a esses dois dispositivos. Nelas, são feitas simulações, onde serão analisadas de forma breve alguns resultados, e também são mostradas algumas considerações de projeto.

5.1.1 Simulação em Sonnet para o Acoplador reduzido de 920MHz

O primeiro acoplador efetivamente simulado neste trabalho tem o desenho feito em Sonnet, opera em 920MHz e foi obtido através da dobra das linhas de alta impedância da figura 5.7. Ele é mostrado na figura 5.9.

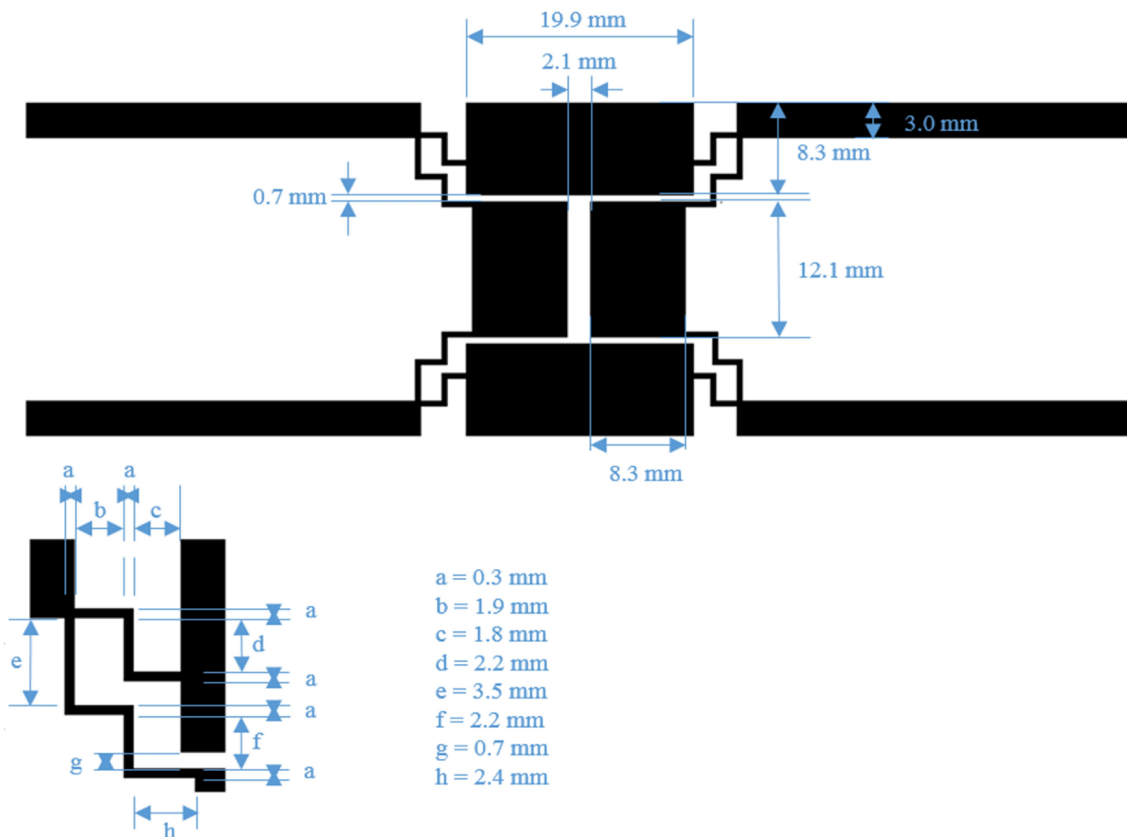
Figura 5.9 - Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.



FONTE: O autor.

Na figura 5.10 é mostrado um esquema contendo as medidas do acoplador mostrado acima na figura 5.9.

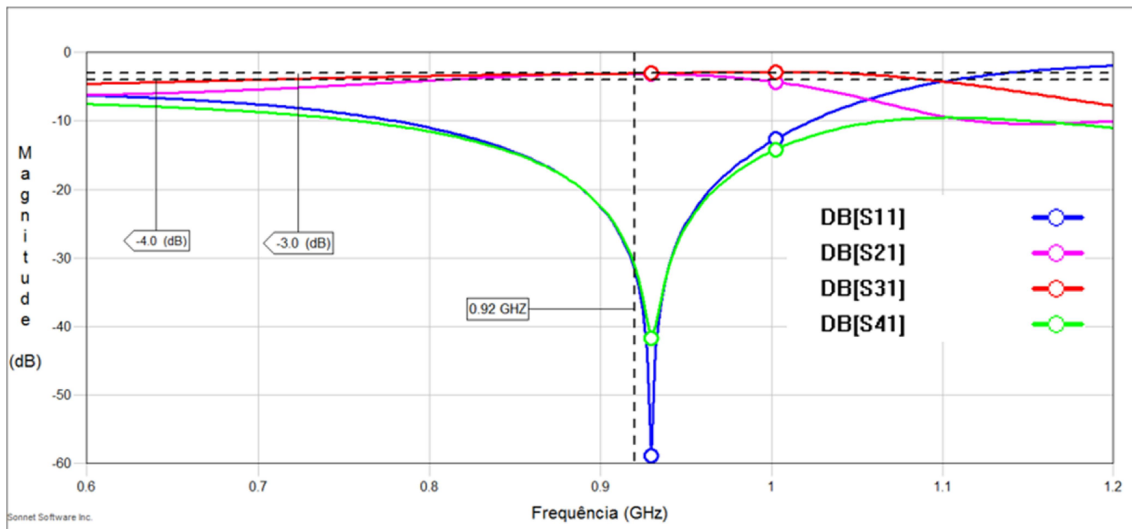
Figura 5.10 - Medidas para Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.2 operando em 920MHz.



FONTE: O autor.

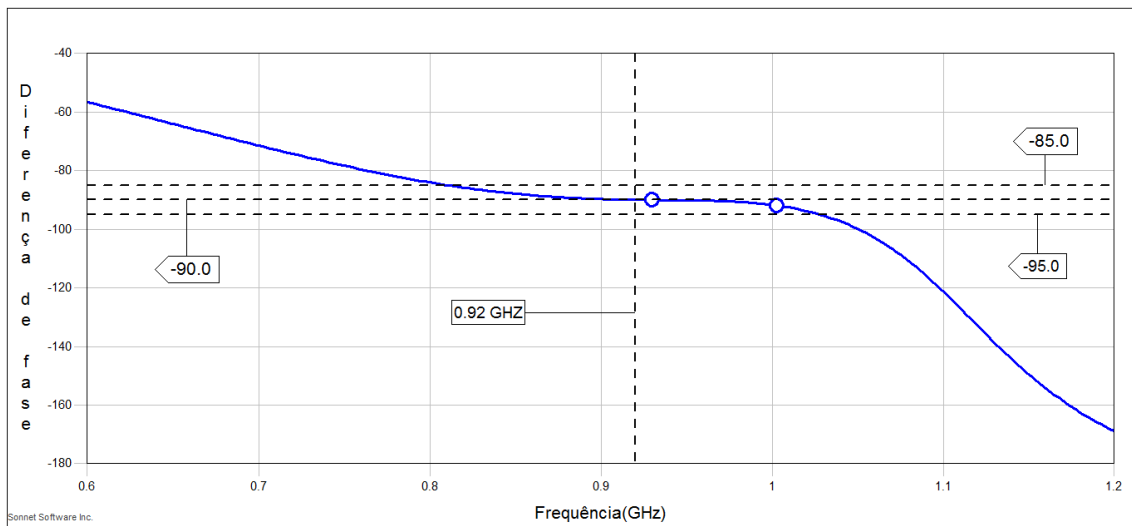
O acoplador ilustrado na figura 5.9 ocupa 28% da área do acoplador convencional de 0,92GHz com tamanhos ajustados. O simulador de onda completa, Sonnet, foi usado para se observar o comportamento dos parâmetros de espalhamento em função da frequência. Os gráficos gerados são mostrados nas figuras 5.11, 5.12 e 5.13.

Figura 5.11 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.



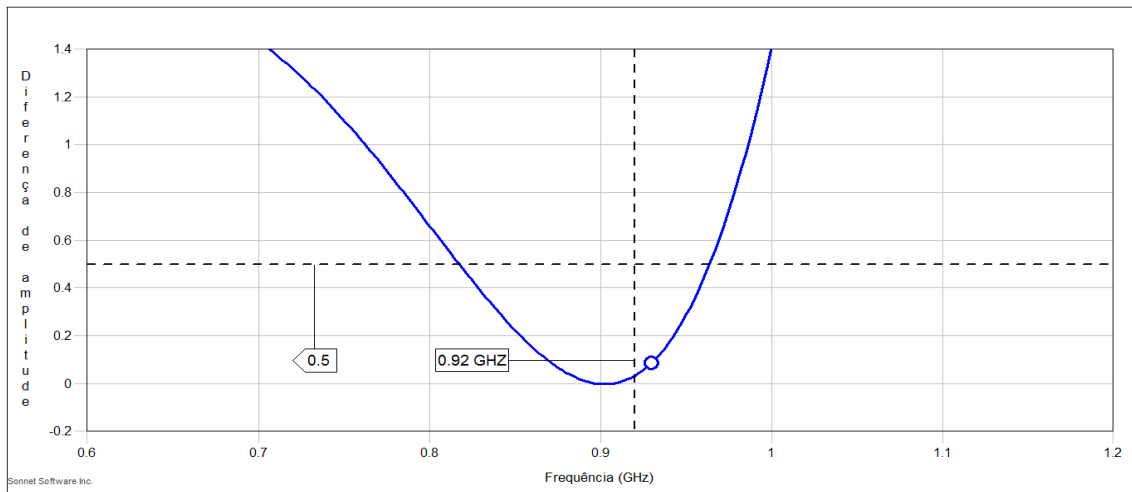
FONTE: O autor.

Figura 5.12 - Balanço de fase do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.



FONTE: O autor.

Figura 5.13 - Balanço de amplitude do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.2 e operando a 920 MHz.



FONTE: O autor.

Da figura 5.11 vemos que não foi preciso fazer algum ajuste de tamanho nesse dispositivo para que sua frequência central de operação ficasse perto de 920MHz. Isso pode ser devido ao fato de que como as dimensões são pequenas nos vértices as descontinuidades nesses pontos não têm um efeito tão significativo como no caso dos acopladores convencionais. A partir dessa figura e das 5.12 e 5.13, também é possível ver que pelo menos qualitativamente, em termos de simulação os resultados estão de acordo com o esperado, pois balanço de fase se mantém em torno dos -90° e 920 MHz enquanto o balanço de amplitude tem valor menor que 0,2 dB nessa frequência.

Para efeito de comparação entre as simulações do acoplador convencional e do acoplador de reduzido de LTAs operando em 920MHz, foram construídas as tabelas 5.7 e 5.8. Nelas é possível ver com mais detalhes como se dá a variação na frequência dos principais parâmetros do acoplador *branch-line* reduzido. É importante dizer que assim como já foi feito antes, os valores teóricos para o acoplador reduzido foi obtido da multiplicação dos dados contidos nas linhas dois das tabelas 4.4 e 4.5 por 0,92 GHz.

Tabela 5.7 - Comparação dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas na tabela 4.2 e para o acoplador convencional equivalente.

Acopladores – 920MHz		Frequência (f) [GHz]		
		$S_{21}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{41}(f) \leq -20dB$
Convencional	Teórico	0,802 – 1,038	0,649 – 1,191	0,871 – 0,969
	Simulado	0,820 – 1,082	0,650 – 1,130	0,872 – 0,968
Proposto	Teórico	0,796 – 1,012	0,653 – 1,128	0,874 – 0,963
	Simulado	0,810 – 0,992	0,702 – 1,092	0,890 – 0,968

FONTE: O autor.

Tabela 5.8 - Comparação do desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.2 e para o acoplador convencional equivalente.

		Frequência (f) [GHz]	
		$ang(S_{31}) - ang(S_{31})$ $= -90^\circ \pm 5^\circ$	$S_{31dB} - S_{21dB}$ $= 0dB \pm 0,5dB$
Convencional	Teórico	0,768 – 1,072	0,835 – 1,005
	Simulado	0,788 – 1,146	0,852 – 1,110
Proposto	Teórico	0,790 – 1,064	0,824 – 0,983
	Simulado	0,810 – 1,028	0,818 – 0,964

FONTE: O autor.

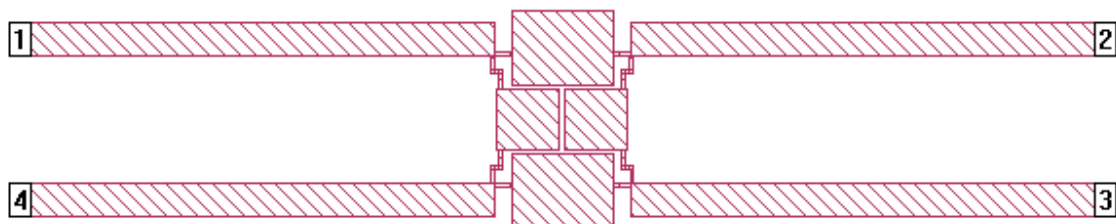
Com relação as tabelas 5.7 e 5.8 vemos que novamente as exigência mais rigorosas ocorrem quando impomos que: $S_{41}(f) \leq -20dB$ tanto teoricamente quanto por meio da abordagem das simulações. Quando essa condição é satisfeita todas às outras também serão.

No caso do acoplador convencional é possível encontrar de 5.7 e 5.8 que a largura de banda fracionária em torno de 920 MHz de forma que: $S_{21} = -3dB \pm 1dB$, $S_{31} = -3dB \pm 1dB$, $ang(S_{31}) - ang(S_{31}) = -90^\circ \pm 5^\circ$ e $S_{31dB} - S_{21dB} = 0dB \pm 0,5dB$, para o caso teórico, são respectivamente 27,6%, 53,9%, 33,04% e 18,5% ao mesmo tempo em que para o caso simulado são 21,7%, 45%, 28,7% e 14,8%, sendo essas pequenas diferenças devido a fatores como perdas, descontinuidades e outros que na abordagem teórica não aparecem. Agora com o acoplador reduzido, esses mesmos valores para o caso teórico são respectivamente: 23,9%, 53,31%, 29,6% e 13,7% e para o caso obtido em simulação: 20%, 45,2%, 24% e 9,6%.

5.1.2 Simulação em Sonnet para o Acoplador reduzido de 2,45GHz

Ao contrário do que aconteceu com o acoplador reduzido para 920MHz as simulações indicaram que deveria fazer-se um ajuste nos comprimentos das seções de linhas das LTAs para o presente caso. Assim o acoplador reduzido e ajustado para 2,45 GHz é mostrado na figura 5.14.

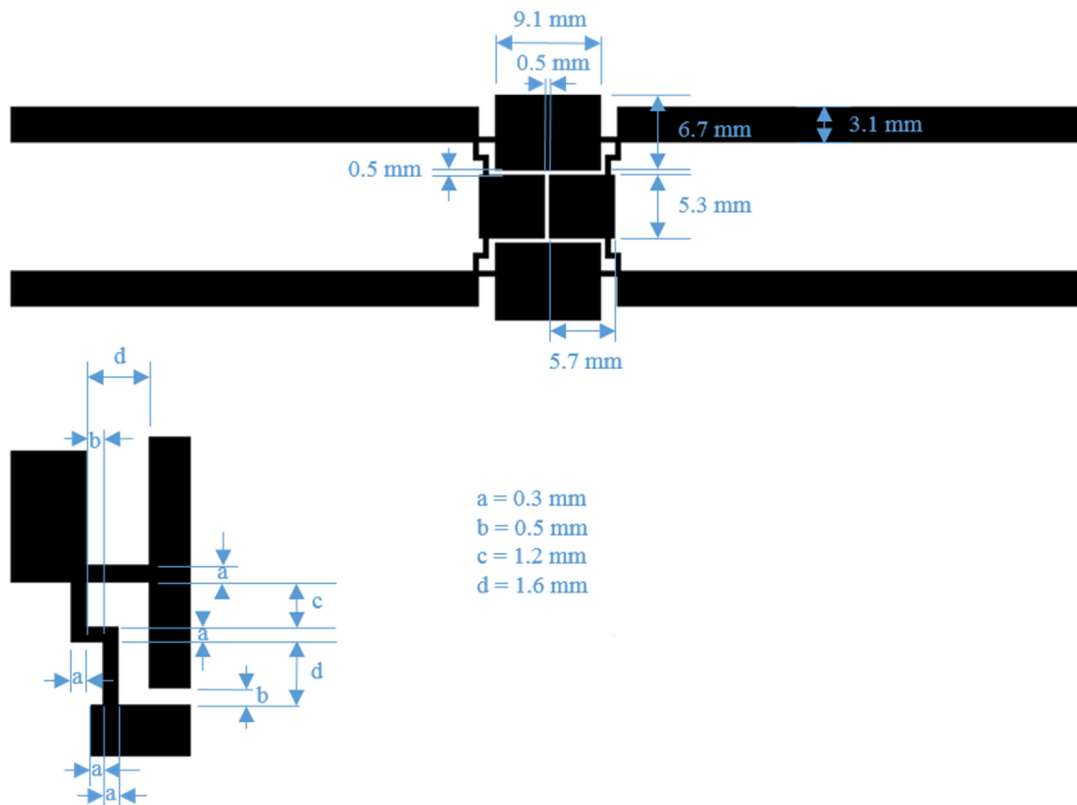
Figura 5.14 - Acoplador Branch-line de 2,45GHz feito das LTAs dadas na tabela 5.9 dobradas.



FONTE: O autor.

Na figura 5.15 é mostrado um esquema contendo as medidas do acoplador mostrado acima na figura 5.4.

Figura 5.15 - Medidas para Acoplador Branch-line composto pelas LTAs dobradas dadas na tabela 5.9 operando em 2,45GHz.



FONTE: O autor.

O ajuste no dispositivo em questão foi feito multiplicando todos os comprimentos presentes na tabela 5.3 pela razão $2,3/2,45=0,93$ (que corresponde a razão entre frequência central de operação simulada para o acoplador sem ajuste algum e a teórica desejada para o mesmo). Também é importante argumentar que a largura da linha de transmissão central das LTAs verticais W_{2b} foi reduzida de 6,7 mm para 5,7 mm pois foi notado por meio das simulações que o acoplamento existente entre as linhas tem o efeito de diminuir a impedância característica efetiva da linha em questão devido ao aumento da capacitância efetiva por unidade de comprimento. Essa ideia pode ser baseada na equação (2.10), na qual pode-se ver que a impedância característica de uma linha de transmissão é inversamente proporcional a raiz da capacitância em derivação por unidade de comprimento.

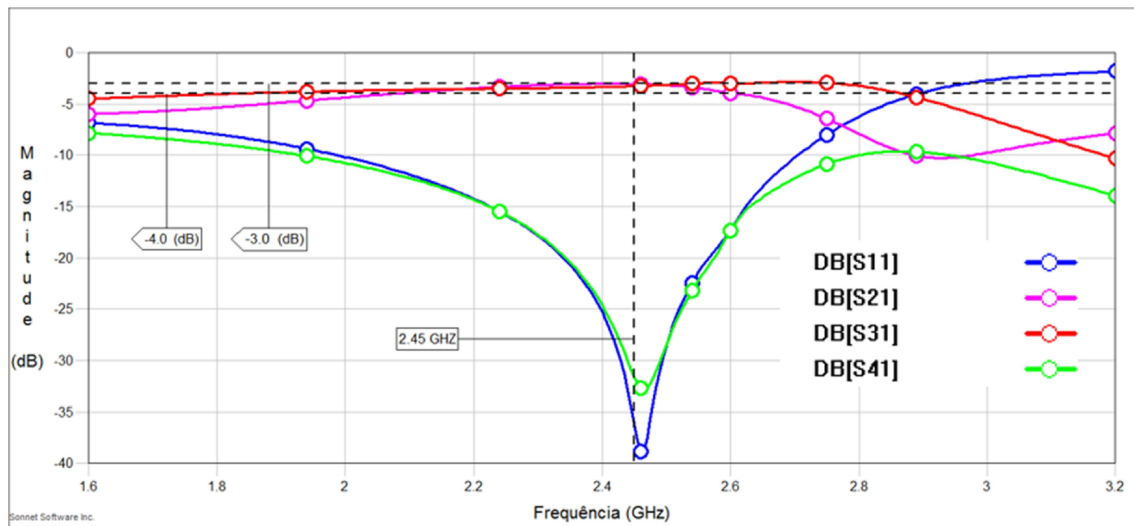
Finalmente uma tabela contendo os comprimentos do acoplador com linhas de altas impedâncias operando em 2,45GHz obtido das observações acima e da tabela 5.3 é dada na tabela 5.9.

Tabela 5.9 - Dimensões físicas definitivas do acoplador composto por LTAs para 2,45 GHz.

$LTA - 50/\sqrt{2} \Omega$	W_{1m}	W_{2m}	L_{1m}	L_{2m}
	0,3mm	5,7mm	1,6mm	9,1mm
$LTA - 50\Omega$	W_{1b}	W_{2b}	L_{1b}	L_{2b}
	0,3mm	6,7mm	3,3mm	5,3mm

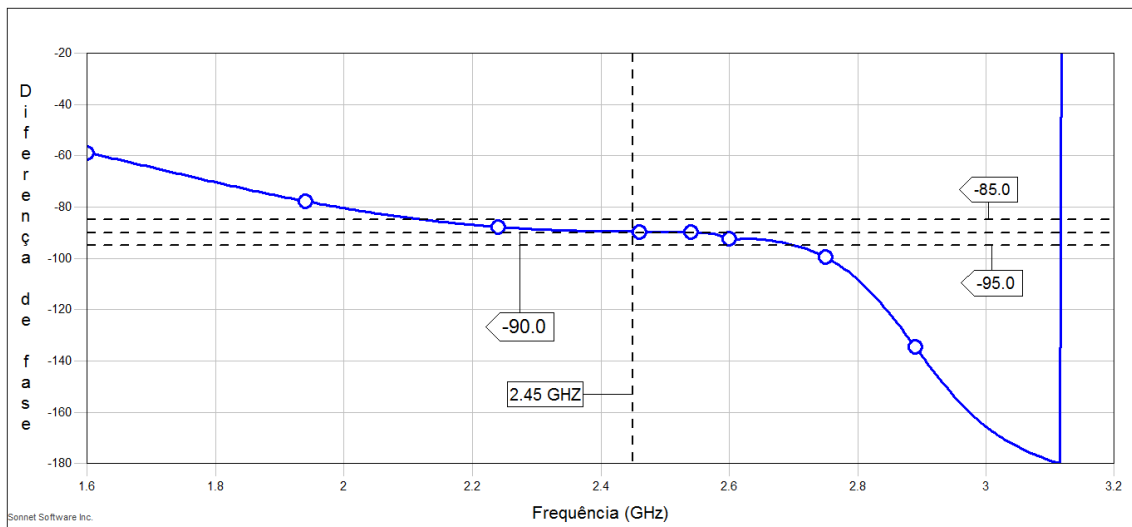
FONTE: O autor.

O acoplador ilustrado na figura 5.14 tem como frequência central de operação 2,45GHz. Ele ocupa 49,8% da área do acoplador convencional com tamanhos ajustados. O simulador de onda completa, Sonnet, foi usado para se observar como se dar o comportamentos dos parâmetros de espalhamento em função da frequência. Os gráficos gerados são mostrados nas figuras 5.16, 5.17 e 5.18.

Figura 5.16 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45GHz .

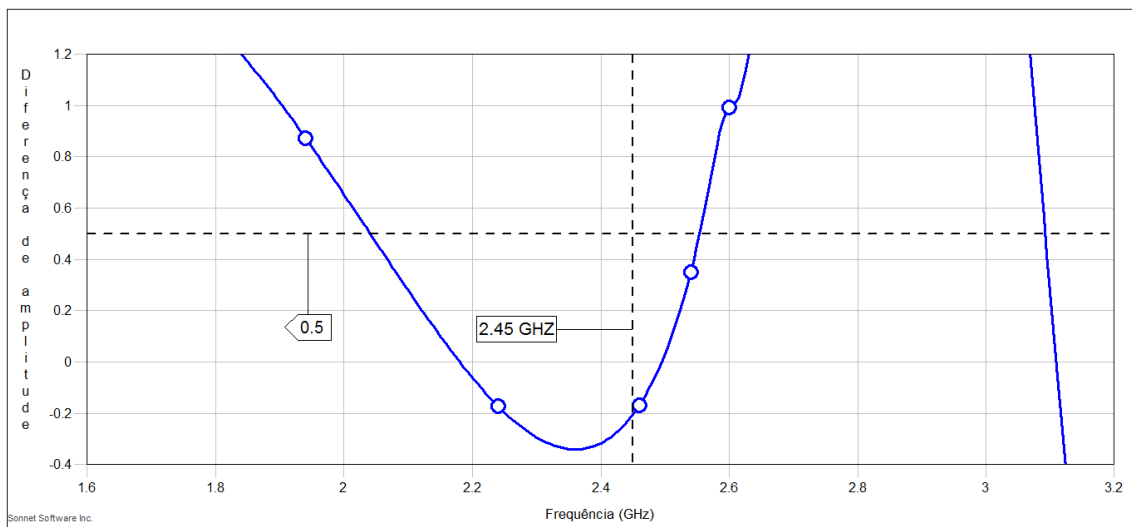
FONTE: O autor.

Figura 5.17 - Balanço de fase do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45 GHz.



FONTE: O autor.

Figura 5.18 - Balanço de amplitude do acoplador Branch-line projetado com o uso das LTAs dadas na tabela 5.9 e operando a 2,45GHz.



FONTE: O autor.

Com relação as figuras 5.16, 5.17, e 5.18 vemos que assim como no caso de 920MHz, em termos de simulação, os resultados estão concordando com o esperado, pois balanço de fase se mantém em torno dos -90° onde o balanço de amplitude tem valor menor que 0,5 dB em 2,45 GHz, além de que nessa frequência o acoplador exibe uma isolação menor do que -40 dB aliada bons valores de acoplamento e perda por inserção em uma faixa significativa em torno de 2,45GHz. Do mesmo modo que foi feito para o caso de 920MHz, foram construídas as tabelas 5.10 e 5.11. Nelas se tem a comparação entre as simulações do acoplador convencional e do

acoplador de reduzido de 2,45GHz. Novamente os valores os teóricos para os dois casos foram obtidos da multiplicação dos dados contidos, dessa vez, nas linhas três das tabelas 4.4 e 4.5 por 2,45 GHz.

Tabela 5.10 - Comparação do Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas na tabelas 4.1 e para o acoplador convencional equivalente.

Acopladores – 2,45GHz		Frequência (f) [GHz]		
		$S_{21}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{41}(f) \leq -20dB$
Padrão	Teórico	2,136 – 2,764	1,727 – 3,173	2,320 – 2,580
	Simulado	2,255 – 3,045	1,695 – 2,690	2,275 – 2,525
Proposto	Teórico	2,141 – 2,700	1,742 – 2,972	2,332 – 2,560
	Simulado	2,070 – 2,620	1,840 – 2,865	2,325 – 2,560

FONTE: O autor.

Tabela 5.11 - Comparação do Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para os acopladores projetados por meio das LTAs dadas nas tabelas 4.1 e para o acoplador convencional equivalente.

Acopladores – 2,45GHz		Frequência (f) [GHz]	
		$ang(S_{31}) - ang(S_{31})$ $= -90^\circ \pm 5^\circ$	$S_{31dB} - S_{21dB}$ $= 0dB \pm 0,5dB$
Padrão	Teórico	2,046 – 2,854	2,225 – 2,675
	Simulado	2,165 – 3,200	2,345 – 2,505
Proposto	Teórico	2,129 – 2,857	2,230 – 2,636
	Simulado	2,120 – 2,690	2,400 – 2,575

FONTE: O autor.

Das tabelas 5.10 e 5.11 vemos que novamente as exigências mais rigorosas ocorrem quando impomos que: $S_{41}(f) \leq -20dB$ tanto para os resultados teoricamente obtidos quanto para os obtidos das simulações (com exceção para os casos onde o balanço de fase está entre $\pm 0,5dB$).

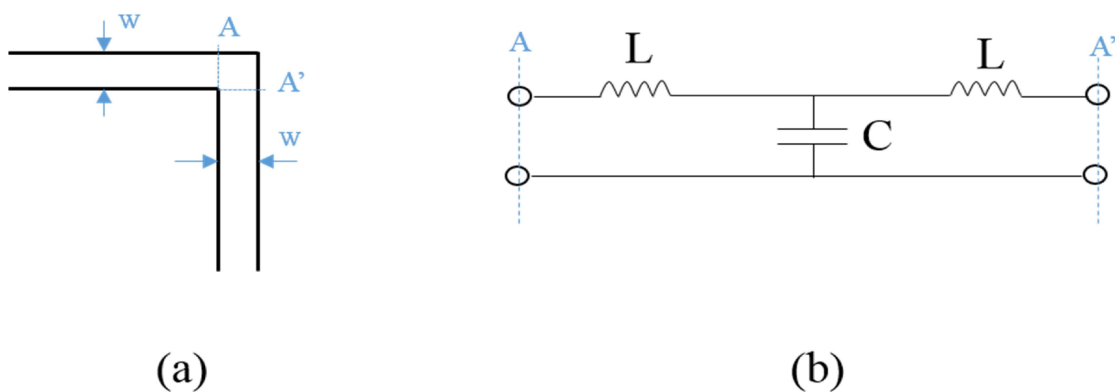
No caso do acoplador convencional é possível encontrar que a largura de banda fracionária em torno de 2,45GHz de forma que: $S_{21} = -3dB \pm 1dB$, $S_{31} = -3dB \pm 1dB$, $ang(S_{31}) - ang(S_{31}) = -90^\circ \pm 5^\circ$ e $S_{31dB} - S_{21dB} = 0dB \pm 0,5dB$, para o caso teórico, são respectivamente 25,6%, 59%, 33% e 18,4% ao mesmo tempo em que para o caso simulado são 15,9%, 19,6%, 23,3% e 4,5%. Agora com o acoplador reduzido esses mesmo valores para o caso teórico são respectivamente: 20,4%, 46,6%, 26,2% e 15,2% e para o caso obtido em simulação: 13,9%, 33,9%, 19,6% e 4,1%. É interessante notar que há diferenças significativas entre os resultados teóricos e obtidos em simulação para o acoplador convencional. Isso provavelmente se deve a maior influência que as descontinuidades ignoradas para se obter os

resultados teóricos tem quando as dimensões são menores e a frequência é maior. Nesse caso esse efeito é tão notável que a faixa em que $S_{31} = -3dB \pm 1dB$ é melhor até para o acoplador reduzido simulado, indo de contra ao senso comum.

É importante perceber que em ambos os acopladores reduzidos para 920 MHz e 2,45 GHz propostos nesse trabalho, foi usado o artifício de se fazer dobras nas seções de linhas de transmissão de alta impedância das LTAs. Essa técnica já vem sendo utilizada por alguns autores [37], [55], [53], [14] para reduzir o tamanho de componentes implementáveis por meio de microfita. Por exemplo, A. Bekasiewicz e P. Kurgan [53] a utilizam para construir um acoplador *Rat-race* compacto. Já C. W. Wang et al. [14] aplicou essa técnica para fazer uma LTA aplicável em um projeto de compactação de matrizes de Butler. Embora esse método ofereça a possibilidade de compactação, ele adiciona descontinuidades cujo efeitos se tornam mais críticos conforme a frequência aumenta [1]. Nesses casos, essas descontinuidades devem ser levadas em conta ou compensadas em algum momento da elaboração de circuitos de micro-ondas. Portanto, é necessário fazer a caracterização dessas estruturas através de algum modelo matemático suficientemente preciso.

Na figura 5.19a é mostrada a descontinuidade devido a curvatura em ângulo reto de uma *microfita* que foi aplicada nesse trabalho.

Figura 5.19 - Curvatura em ângulo reto de uma microfita: (a) Estrutura; e (b) circuito equivalente.



FONTE: O autor.

Desde que as dimensões da descontinuidade geralmente são muito menores do que o comprimento de onda, esta pode ser representada por um circuito equivalente formado de indutâncias e capacitâncias concentradas mostrado na figura 5.19b [54]. Nesse circuito, a capacitância surge devido ao acúmulo de cargas na quina da curva. Já a indutância é explicada devido a parcial interrupção de corrente. Formulas que fornecem os valores dessas indutâncias e

capacitâncias em função dos parâmetros geométricos e físicos da *microfita* podem ser vistos no livro do T.C. Edwards e M. B. Steer [54].

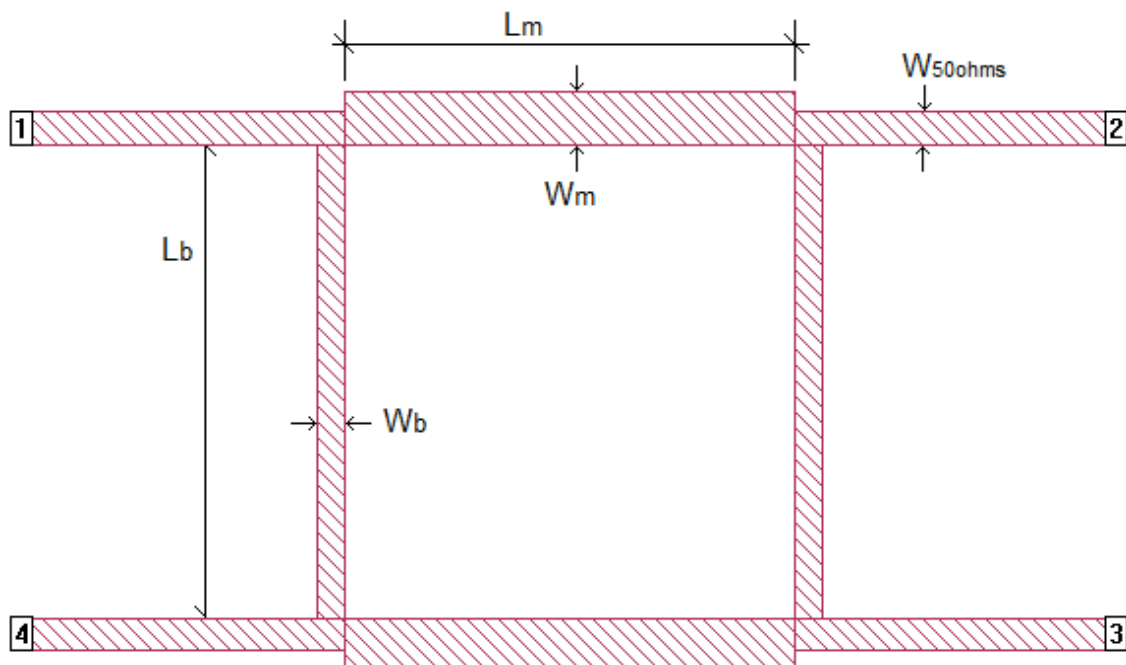
Com relação ao efeito dessas dobras nos acopladores mostrados nesse trabalho, pode-se verificar por meio das simulações que para o dispositivo de 920 MHz não houve consequências notáveis a ponto de se precisar de um ajuste. Já no caso do dispositivo de 2,45 GHz, tanto as indutâncias como as capacitâncias equivalentes resultantes das dobras foram o suficientemente altas para que o comprimento elétrico efetivo das LTAs aumentasse de forma prejudicial, tornando necessária se fazer o ajuste dos tamanhos das linhas com base nas simulações.

5.1.3 Simulação em Sonnet para o acoplador *branch-line* modificado

Com o objetivo de verificar se o acoplador modificado com balanço de amplitude máximo de 1dB na frequência central de operação com impedâncias dadas na linha 4 da tabela 4.6 realmente apresenta uma melhora do desempenho prevista teoricamente, nessa seção este dispositivo é desenhado e simulado no Sonnet.

O acoplador em questão foi dimensionado para operar em 920MHz e é mostrado abaixo na figura 5.20.

Figura 5.20 - Acoplador Branch-line modificado operando em 920MHz.



FONTE: O autor.

Da tabela 4.6 é visto que acoplador modificado com balanço de amplitude máximo de 1dB tem impedâncias características normalizadas dadas por $\hat{Z}_1 = 0.7464$ e $\hat{Z}_2 = 1.1218$

(correspondendo a impedâncias características desnormalizadas de 37.2Ω e 56.1Ω respectivamente). Como os comprimentos elétricos das linhas desse dispositivo tem 90° , assim como no caso do convencional, é obtido a partir da rotina apresentada no anexo 1 e a equação 5.3, as seguintes dimensões (tabela 5.12).

Tabela 5.12 - Dimensões físicas do acoplador modificado para 920MHz.

$LT - 56,1\Omega$	W_b	L_b
	2,5mm	44,5mm
$LT - 37,2\Omega$	W_m	L_m
	4,8mm	43,2mm

FONTE: O autor.

Como no caso do acoplador convencional de 920MHz, para o acoplador modificado construído a partir das dimensões fornecidas na tabela 5.12 foi possível notar uma divergência entre a frequência central de operação teórica e a obtida em simulação. Para contornar esse inconveniente foi feito um ajuste nos valores de comprimentos dados na tabela 5.12, para tal multiplicou-se os valores de L_b e L_m por 0,89/0,92 (que corresponde a razão entre frequência central de operação simulada para o acoplador sem ajuste algum e a teórica desejada), assim foi possível construir a tabela 5.13 que efetivamente dá as dimensões para o acoplador *branch-line* modificado com balanço de amplitude de 1dB em 920MHz.

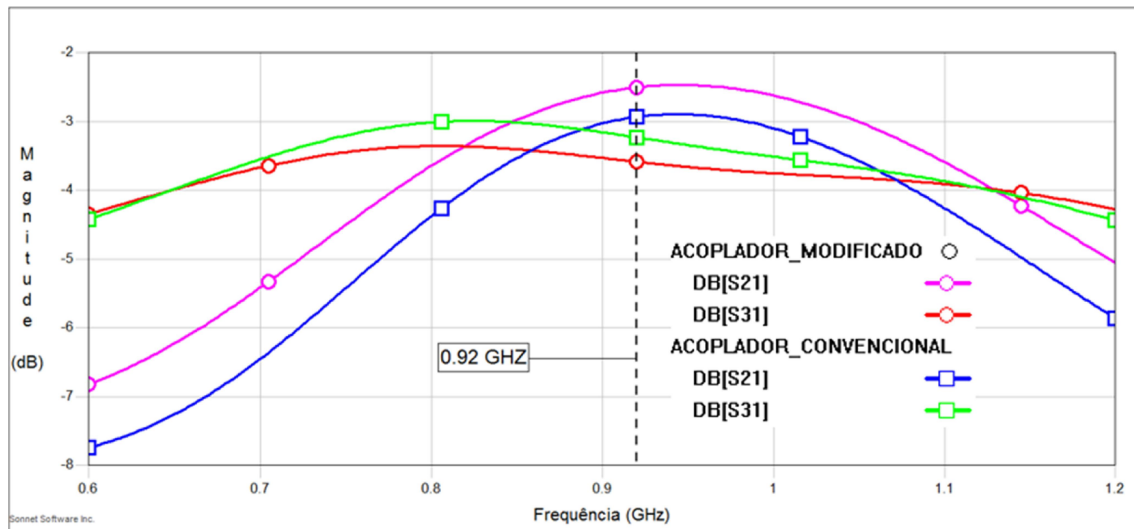
Tabela 5.13 - Dimensões físicas do acoplador modificado para 920MHz.

$LT - 56.1\Omega$	W_b	L_b
	2.5mm	43.0mm
$LT - 37.2\Omega$	W_m	L_m
	4.8mm	41.2mm

FONTE: O autor.

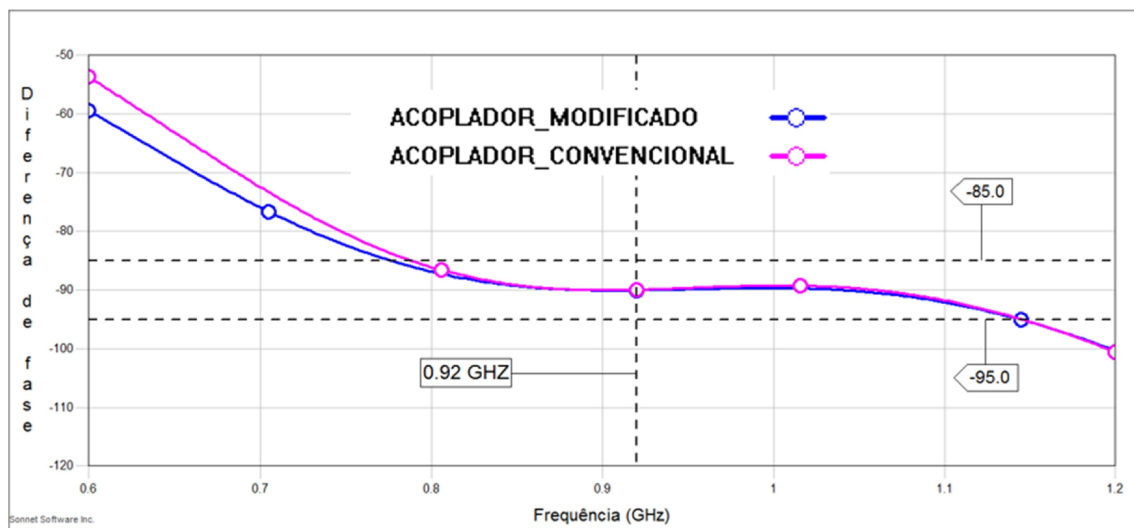
Assim, simulando o dispositivo da figura 5.20 com tamanhos dados na tabela 5.13 no Sonnet foi possível obter os gráficos das figuras 5.21 e 5.22.

Figura 5.21 - Amplitude em dB dos parâmetros S do acoplador Branch-line modificado (linha rosa destacada para S_{21} e linha vermelha destacada para S_{31}) e convencional (linha azul para S_{21} e linha verde para S_{31}), ambos para 920MHz.



FONTE: O autor.

Figura 5.22 - Balanço de fase do acoplador Branch line modificado (linha azul) e convencional (linha rosa) ambos para 920MHz.



FONTE: O autor.

O gráfico mostrado na figura 5.21 mostra a amplitude em dB dos parâmetros S_{21} e S_{31} do acoplador Branch line modificado e convencional, nele é possível ver que a faixa em que $S_{21}(f_n) = -3dB \pm 1dB$ realmente aumenta ao mesmo tempo em que a faixa onde $S_{31}(f_n) = -3dB \pm 1dB$ praticamente não se altera. Na figura 5.22, o balanço de fase para esses dois dispositivos é mostrado, nela pode-se perceber que a faixa em que esse parâmetro está entre -85° e -95° aumente ligeiramente.

Assim fica comprovado qualitativamente, pelo menos em termos de simulação, que a teoria apresentada na seção está correta.

5.2 FABRICAÇÃO DOS ACOPLADORES E MEDIÇÃO

Depois de feitas as simulações no Sonnet para os acopladores apresentados nas seções anteriores desse capítulo, tomando o critério de maior compactação, foi escolhido o acoplador de 920 MHz apresentado na seção 5.1.1 para se fabricar e medir. Assim a geometria desse dispositivo, apresentada na figura 5.9 foi gerada a partir do Sonnet e em seguida foi exportada no formato DXF para a entrada no software da máquina de prototipagem de Placa de circuito impresso (PCB Prototype Machine) Modelo EP2006H do fabricante Everprecision™, figura 5.22, existente no laboratório de Micro-ondas do grupo de fotônica, localizado no Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

Ações e precauções necessárias foram tomadas. Dessa maneira, comandou-se o software para a realização do acoplador que depois de alguns minutos ficou pronto. Esse processo se encontra melhor detalhado no anexo 3.

Figura 5.23 - Máquina de protótipo de placa de circuito impresso.



FONTE: O autor.

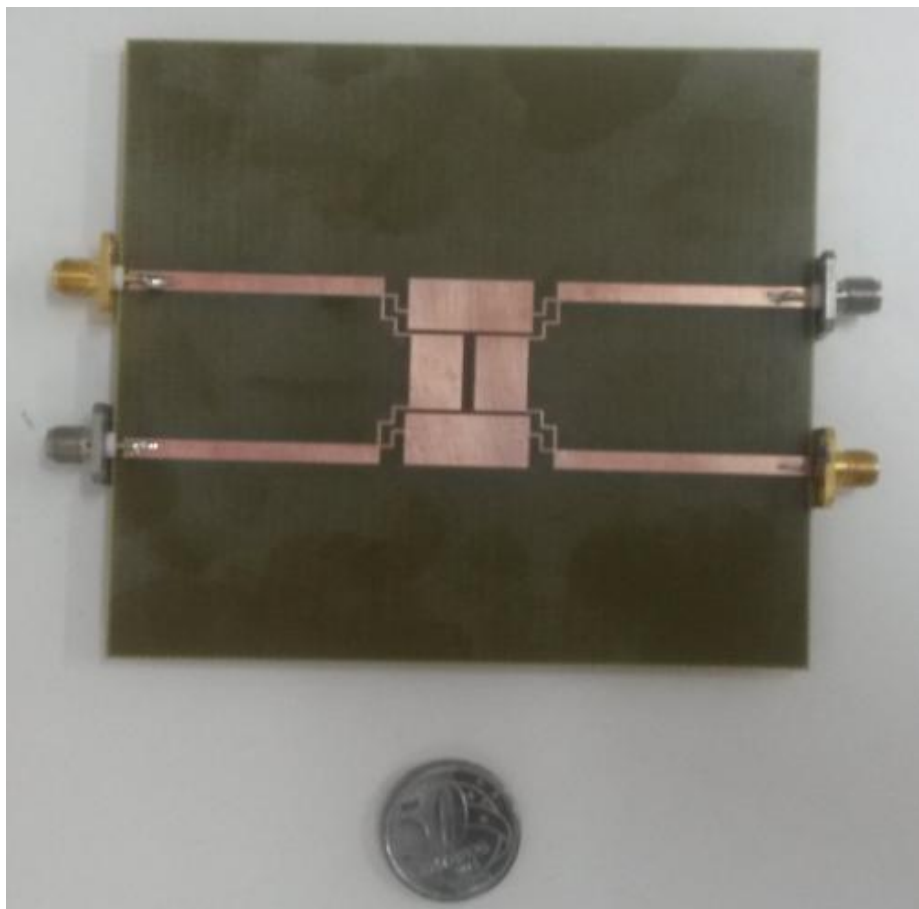
O substrato empregado na confecção do acoplador *branch-line* reduzido de 920 MHz foi o FR-4, que apresenta uma constante dielétrica de 4.5, tangente de perdas 0.003, espessura de 1.6 mm e metalização de cobre.

Terminado o processo de fabricação executado pela máquina, corrigiu-se pequenos defeitos de fabricação, lixou-se e depois limpou-se a placa para a retirada dos resíduos de cobre.

Após essa etapa, cortou-se a placa num tamanho que deixasse o acoplador centralizado e se fez a soldagem dos conectores SMA de 50Ω nas trilhas das linhas de transmissão de 50Ω das quatro portas de forma que o pino central do conector fosse soldado no centro do início dessas trilhas e o seu corpo fosse soldado nas laterais do condutor do plano terra logo abaixo do substrato. Durante a etapa de soldagem se tomou cuidado para não haver a existência de solda fria resultante, por exemplo, do resfriamento rápido, o que nesse caso poderia causar um choque térmico o que a princípio alteraria as propriedades da solda de forma a não haver um contato perfeito entre o pino do conector e a trilha.

O acoplador fabricado pode ser visto na figura 5.24 e tem dimensões mostradas na figura 5.10. É importante dizer que a menor dimensão de comprimento encontrada nesse (em nos outros acopladores não fabricados) é 0.3 mm referente a largura das trilhas de 125Ω . Já a menor distância entre trilhas foi de 0.7 mm para esse acoplador, assim ficou garantida a precisão exigida a partir do arquivo DXF uma vez que a máquina de protótipo de placa de circuito impresso possibilita a confecção de placas de circuitos impressos com largura de trilhas ou distância entre trilhas de até 0.15mm.

Figura 5.24 - Acoplador Branch-line reduzido de 920MHz fabricado.



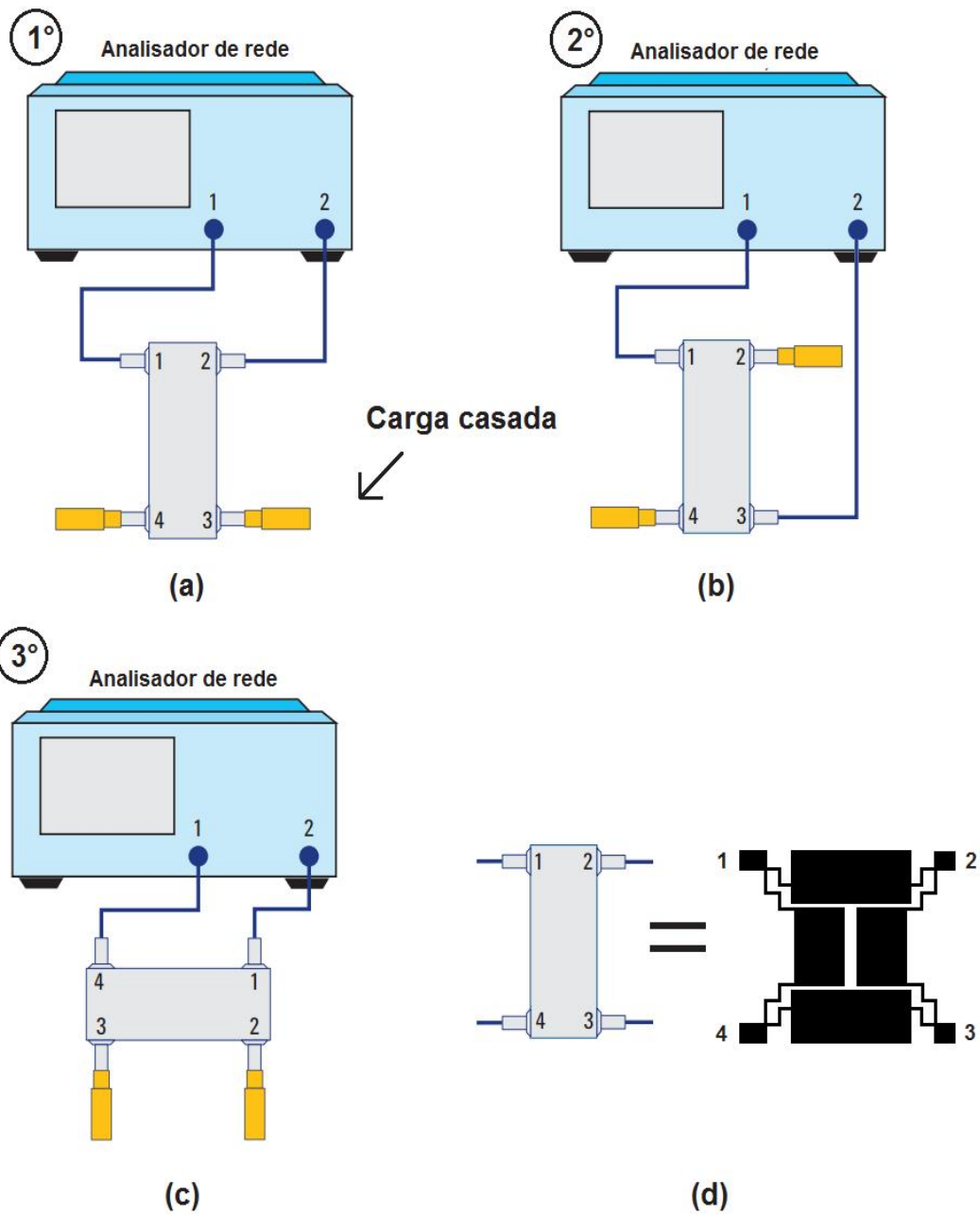
FONTE: O autor.

Após a construção do acoplador mostrado na figura 5.24, passou-se então para se fazer a medição de seus parâmetros por meio do analisador de rede vetorial (Network Analyzer) modelo E5071B do fabricante Agilent Technologies, também disponível no laboratório de Micro-ondas.

Apesar de se ter uma noção do que deveria ser feito, antes disso foi necessário se tomar um procedimento para calibrar o analisador de redes. Assim, essa calibração foi feita, na faixa de frequências de 500MHz a 1300MHz, utilizando um kit de calibração consistindo de: uma carga casada, uma carga em circuito aberto e outra em circuito fechado que foram conectadas ao analisador através de cabos SMA, posteriormente usados para a medição.

Feito a calibração, fez-se a conexão do dispositivo, medindo-se duas portas de cada vez, mantendo-se as outras duas portas conectadas a cargas casadas. Assim primeiramente foram obtidos os parâmetros S_{11} e S_{21} e posteriormente os parâmetros S_{31} e S_{41} . Na figura 5.25 é mostrada de forma esquemática a sequência seguida durante a medição.

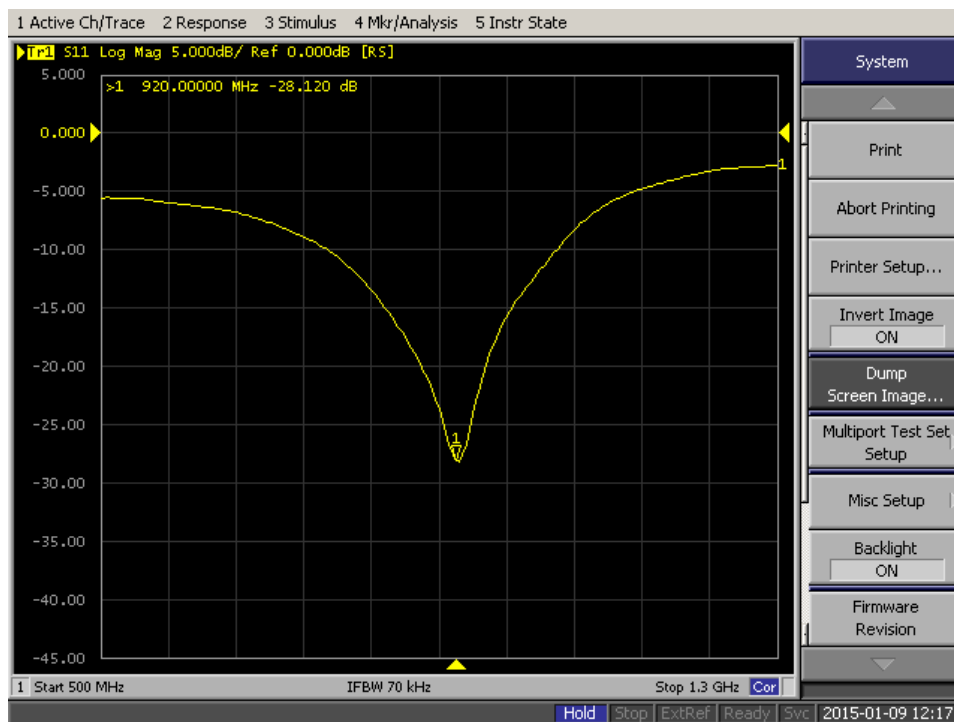
Figura 5.25 - (a) Medição de S_{11} e S_{21} , (b) medição de S_{31} , (c) medição de S_{41} , (d) Detalhamento simbólico.



FONTE: O autor.

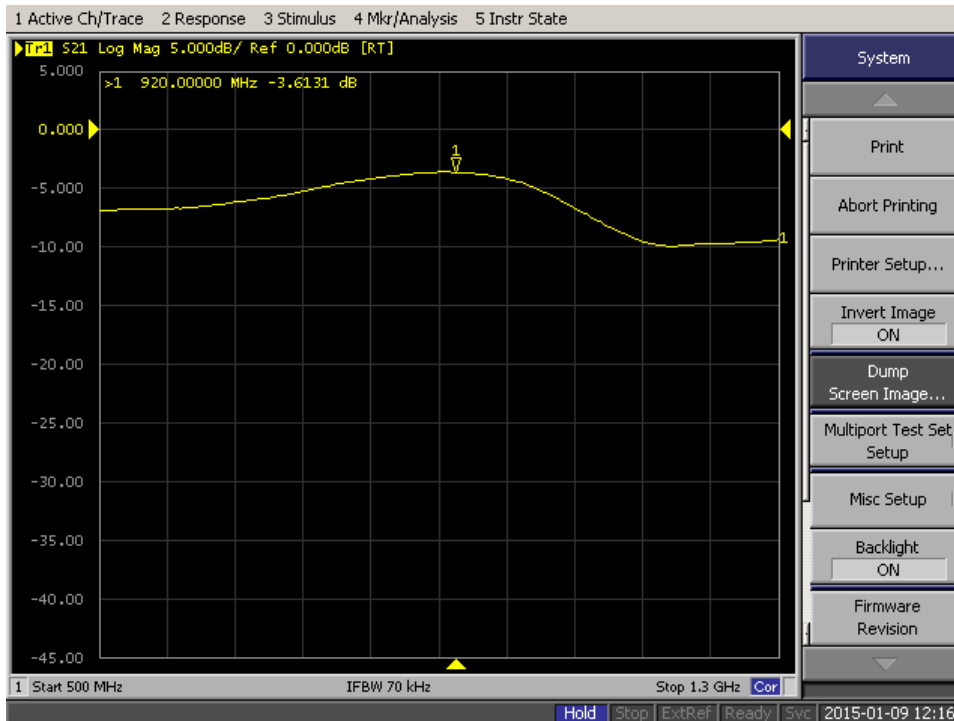
Os dados experimentais obtidos na medição diretamente da tela do analisador de redes são mostrados nas figuras 5.26, 5.27, 5.28, 5.29, 5.30 e 5.31.

Figura 5.26 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S_{11} .



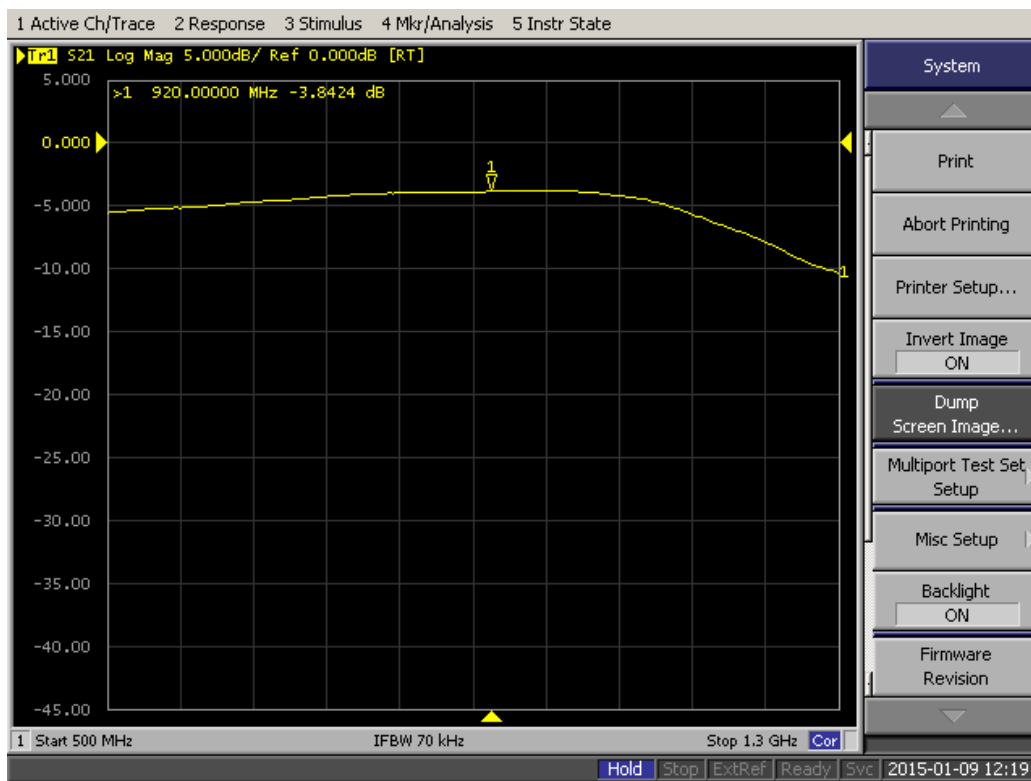
FONTE: O autor.

Figura 5.27 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S_{21} .



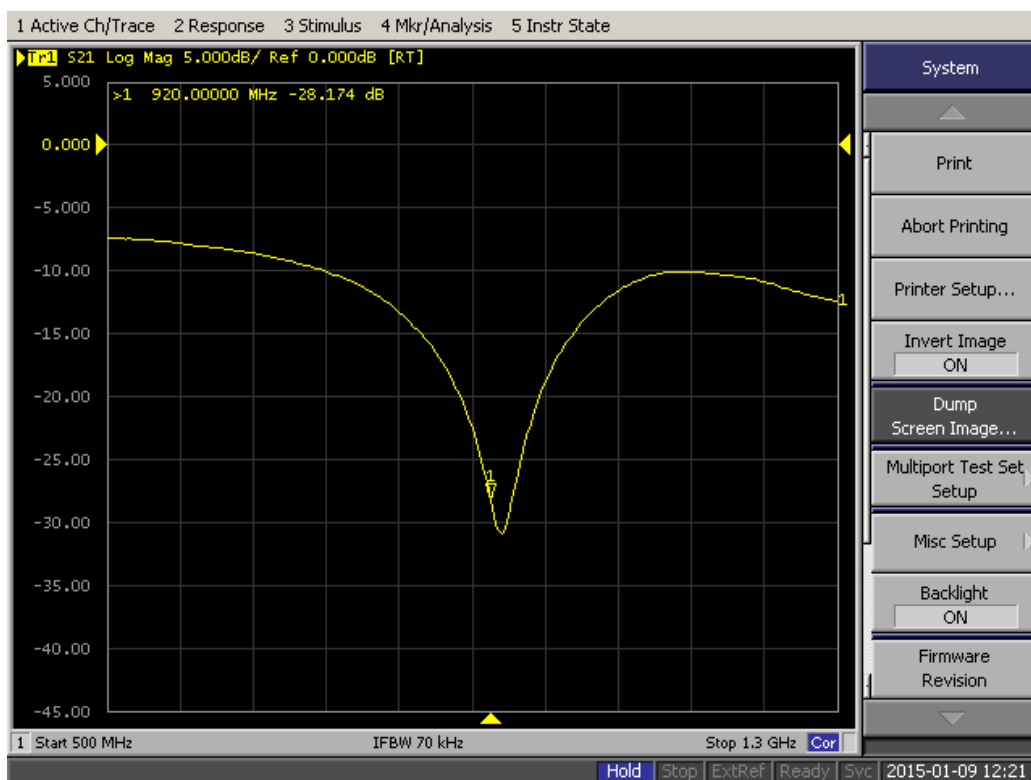
FONTE: O autor.

Figura 5.28 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S_{31} .



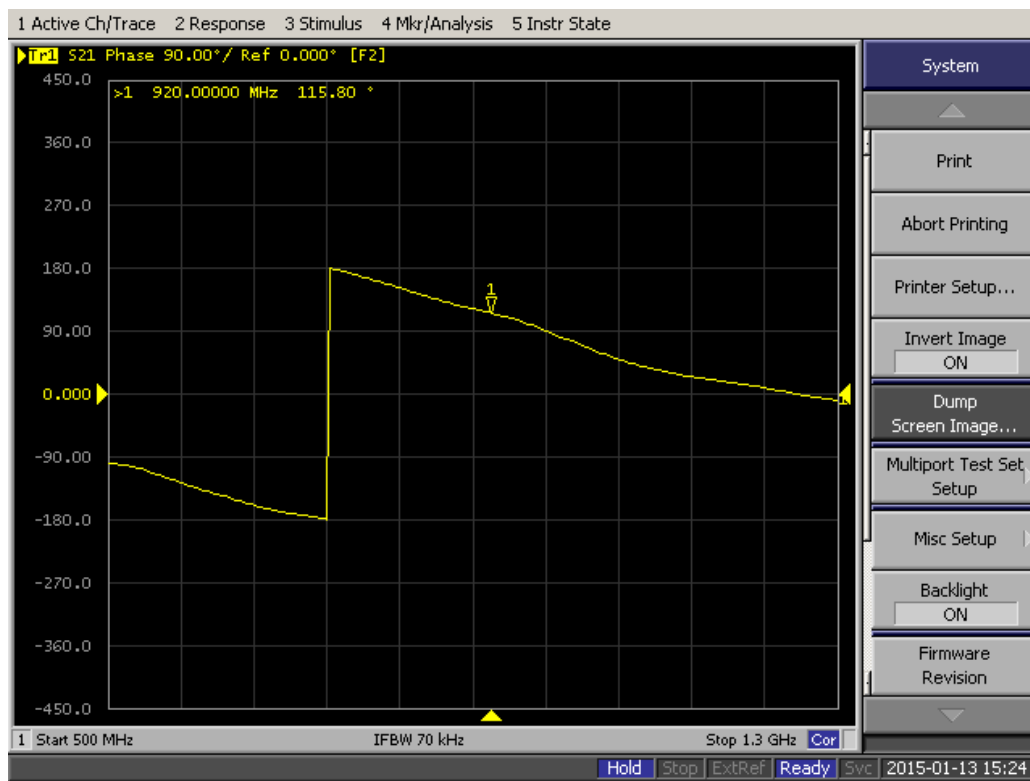
FONTE: O autor.

Figura 5.29 - Gráfico dos valores em dB medidos do parâmetro S_{41} .



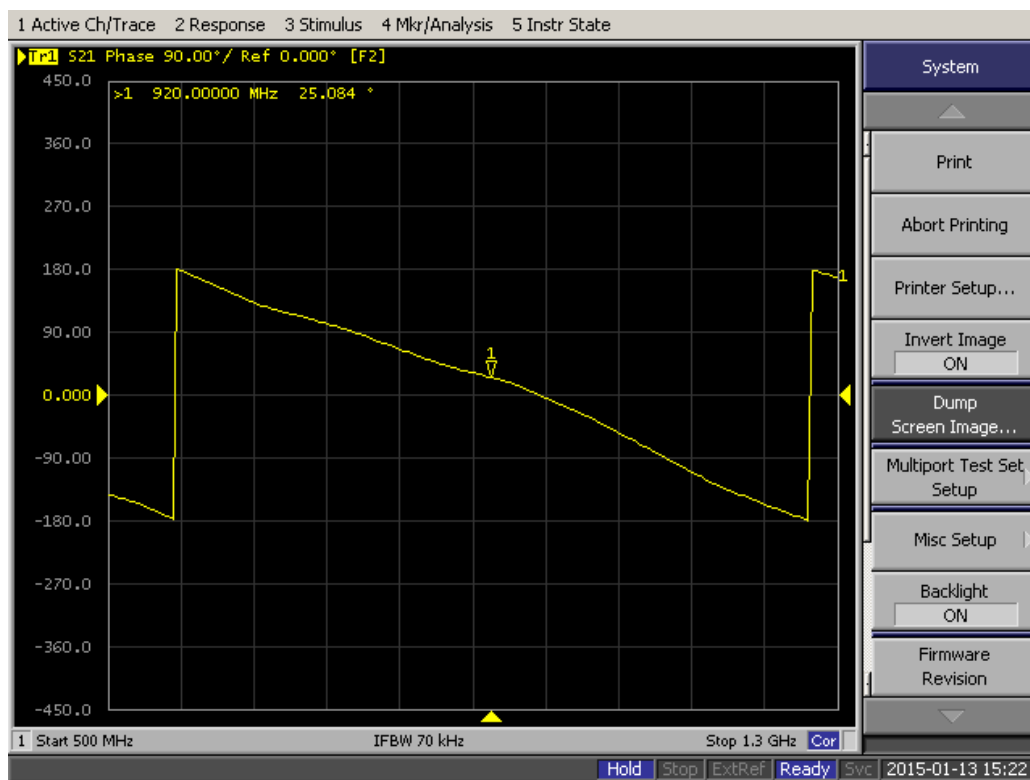
FONTE: O autor.

Figura 5.30 - Gráfico dos valores medidos em graus da fase do parâmetro S_{21} .



FONTE: O autor.

Figura 5.31 - Gráfico dos valores medidos em graus da fase do parâmetro S_{31} .

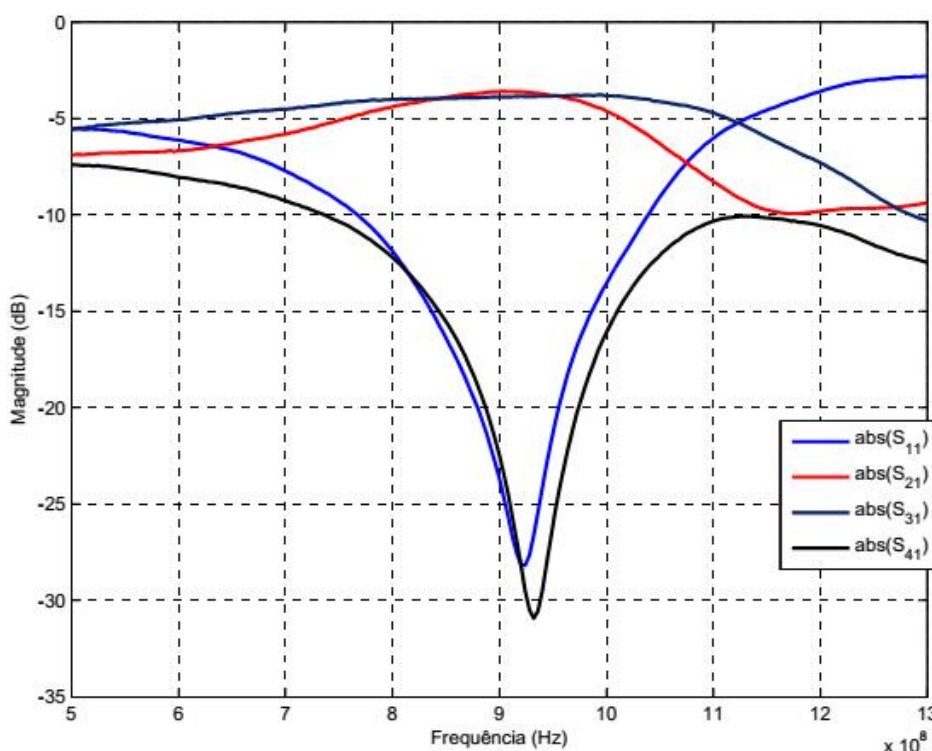


FONTE: O autor.

Na figura 5.26 é visto o perfil da amplitude em dB do parâmetro S_{11} , já nas figuras 5.27, 5.28 e 5.29 são mostrados esse mesmo perfil de amplitude para os parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} respectivamente. Já nas figuras 5.30 e 5.31 é vista a fase, em função da frequência, dos parâmetros S_{21} e S_{31} respectivamente. Assim desses gráficos podemos ver que a princípio o acoplador construído apresentou bons resultados, pois em 920 MHz, S_{21} e S_{31} ficaram em torno de -3dB enquanto que S_{11} e S_{41} ficaram abaixo de -25 dB.

Quando os dados obtidos a partir da medição de amplitude dos parâmetros S são sobrepostos em um único gráfico, obtemos a figura 5.32.

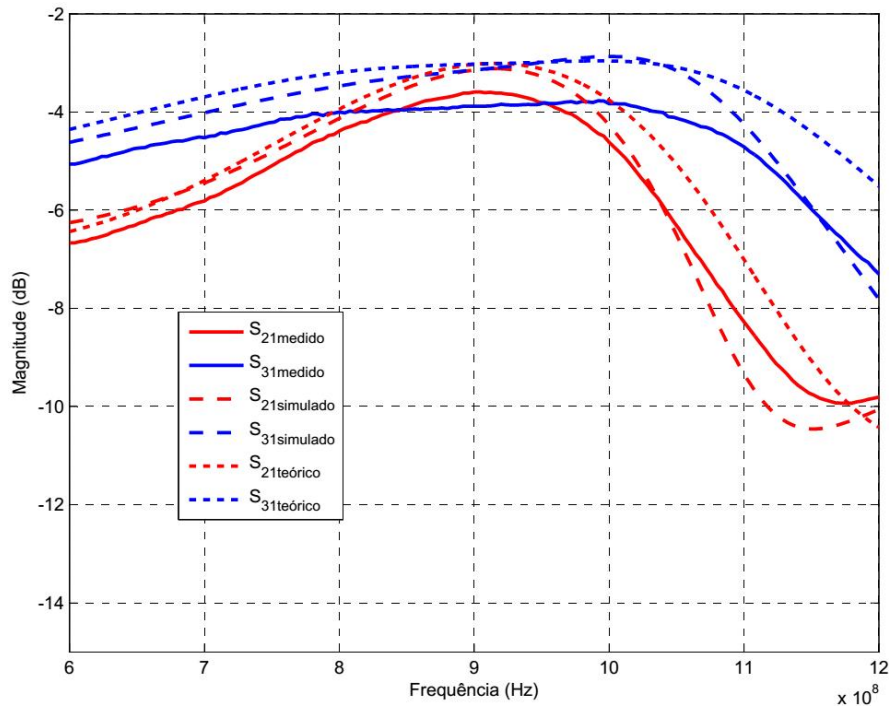
Figura 5.32 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S medidos para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.



FONTE: O autor.

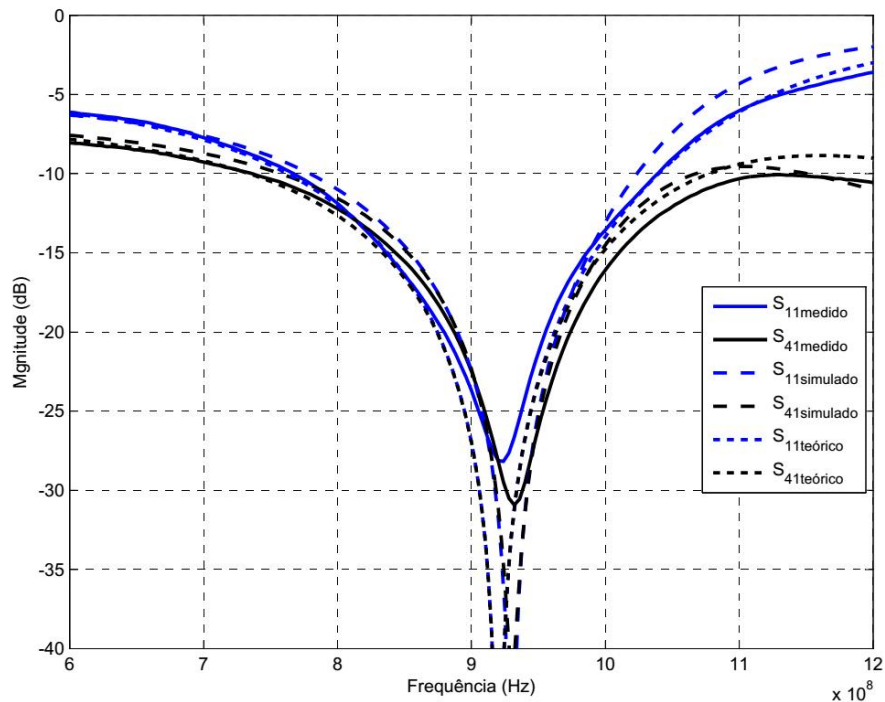
No gráfico 5.32 é mostrado como se dá a variação na frequência do valor absoluto em dB dos parâmetros S medidos para o acoplador reduzido de 920 MHz construído. Ainda com relação a figura 5.32, pode-se dizer que esta foi obtida através da exportação de todos os dados no formato CSV, gerado pelo analisador de redes, para o MATLAB, a partir de onde foi possível criá-la e editá-la. Com o intuito de fornecer uma comparação mais detalhada entre os gráficos dos valores dos parâmetros S em dB, balanço de amplitude e fase medido, simulado e teórico para o acoplador construído, são mostradas as figuras: 5.33, 5.34, 5.35 e 5.36. Nas figuras 5.33 e 5.34 são mostradas as magnitudes de: S_{11} , S_{21} , S_{31} e S_{41} , já em 5.35 e 5.36 pode ser visto respectivamente balanço de amplitude e fase.

Figura 5.33 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S_{31} e S_{21} obtidos da: medição (linhas cheias), simulação (linhas tracejadas) e análise teórica (linhas pontilhadas) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.



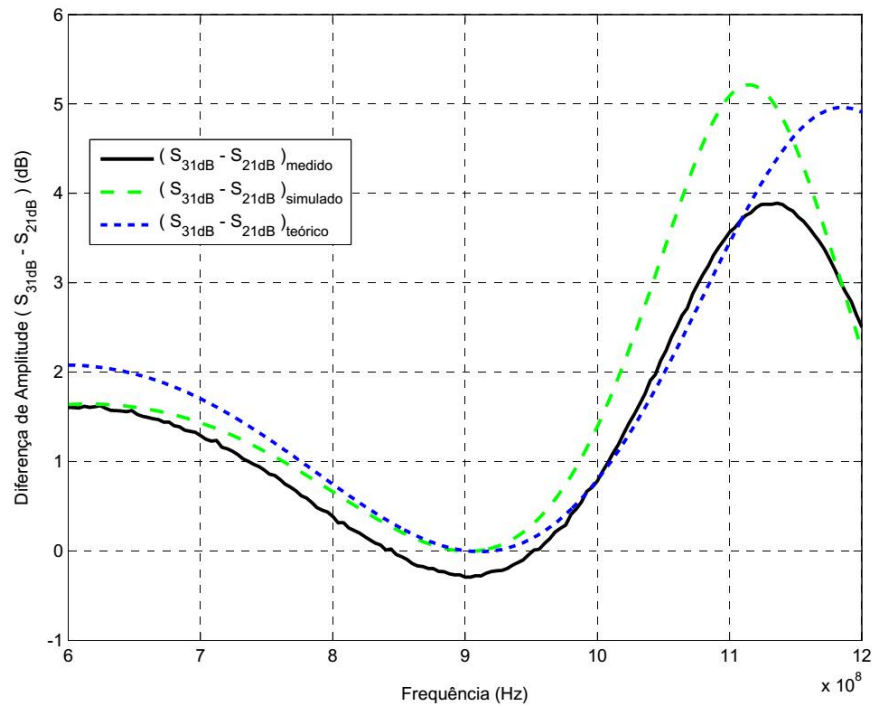
FONTE: O autor.

Figura 5.34 - Gráfico da magnitude em dB dos parâmetros S_{11} e S_{41} obtidos da: medição (linhas cheias), simulação (linhas tracejadas) e análise teórica (linhas pontilhadas) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.



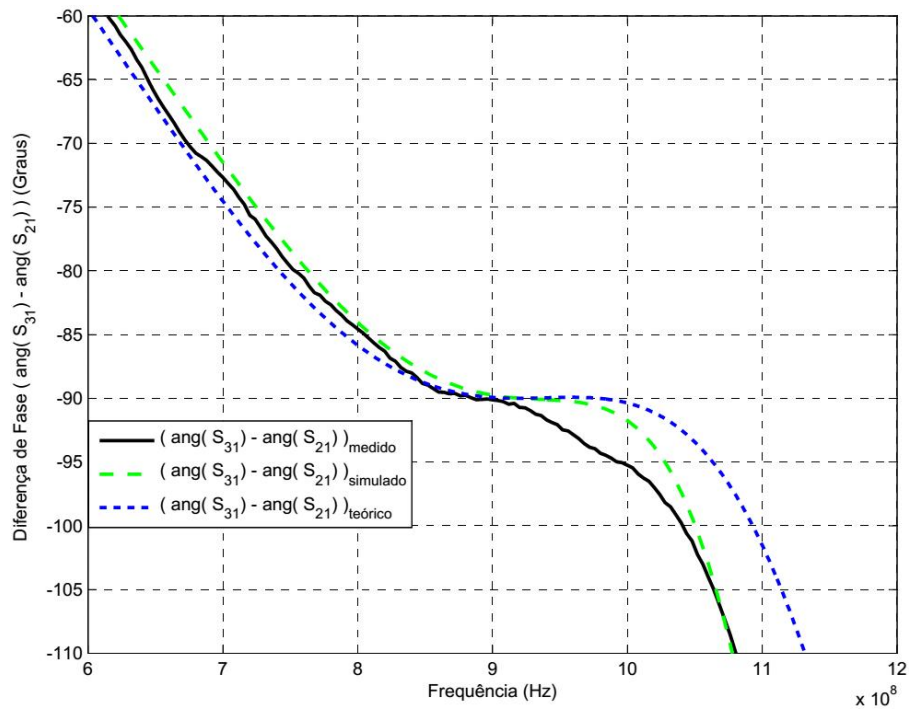
FONTE: O autor.

Figura 5.35 - Gráfico da magnitude da diferença de amplitude entre S_{31} e S_{21} obtidos da: medição (linha cheia), simulação (linha tracejada) e análise teórica (linha pontilhada) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.



FONTE: O autor.

Figura 5.36 - Gráfico da magnitude da diferença de fase entre S_{31} e S_{21} obtidos da: medição (linha cheia), simulação (linha tracejada) e análise teórica (linha pontilhada) para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz.



FONTE: O autor.

Ainda com relação aos dados obtidos na medição é possível fazer duas planilhas que nos dê uma noção mais quantitativa tal como foi feito nas seções 5.1.1 e 5.1.2 por meio das tabelas 5.7, 5.8, 5.10 e 5.11. Assim a primeira delas, referente ao desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para o acoplador reduzido de 920MHz é dada por 5.14. A segunda, dada por 5.15, mostra uma comparação entre as faixas em que o balaço de fase não seja diferente de -90° por um fator maior que 5° para o mesmo dispositivo reduzido onde são levados em conta os valores teóricos, simulados e medidos. Ainda na tabela 5.15 essa mesma comparação pode ser feita quando se deseja investigar o comportamento do acoplador de forma que o balanço de amplitude não seja maior de meio dB.

Tabela 5.14 - Comparação do Desempenho elétrico em termos dos parâmetros S_{21} , S_{31} e S_{41} para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz, contendo dados medidos, simulados e teóricos.

Acoplador		Frequência (f) [MHz]		
		$S_{21}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{31}(f)$ $= -3dB \pm 1dB$	$S_{41}(f) \leq -20dB$
Reduzido – 920MHz	Teórico	796 – 1.012	653 – 1.128	874 – 963
	Simulado	810 – 992	702 – 1.092	890 – 968
	Medido	836 – 968	800 – 1.040	888 – 972

FONTE: O autor.

Tabela 5.15 - Comparação do Desempenho elétrico em termos do balanço de fase e de amplitude para o acoplador branch-line reduzido de 920 MHz, contendo dados medidos, simulados e teóricos

Acoplador		Frequência (f) [MHz]	
		$ang(S_{31}) - ang(S_{21})$ $= -90^\circ \pm 5^\circ$	$S_{31dB} - S_{21dB}$ $= 0dB \pm 0,5dB$
Reduzido – 920MHz	Teórico	790 – 1.064	824 – 983
	Simulado	810 – 1.028	818 – 964
	Medido	800 – 1.005	788 – 985

FONTE: O autor.

A partir da tabela 5.14 pode-se observar de forma mais detalhada o que é mostrado nas figuras 5.33 e 5.34. Nela pode-se ver que as largura de bandas fracionadas em torno de 920 MHz que obedecem as condições em que: $S_{21}(f) = -3dB \pm 1dB$, $S_{31}(f) = -3dB \pm 1dB$ e $S_{41}(f) \leq 20 dB$, são respectivamente: 10,4%, 26,1% e 7% quando se considera os dados obtidos da medição. Assim, contra os 15,6%, 37,4% e 6,5%, correspondentes ao mesmo dispositivo simulado no Sonnet, pode-se reparar que houve uma perda de desempenho. Diversos fatores podem ser indicados para explicar isso; a primeira seria o truncamento da convergência na resolução do problema realizada pelo Sonnet, pois sabe-se que grande parte dos erros de simulações EM são devidas ao tamanho de células. Outra explicação reside no fato de que na

simulação não foi considerada a espessura da fita metálica e conseqüentemente suas perdas. As perdas nos metais e/ou dielétrico obedecem a tolerâncias de fabricação mais dependendo podem fazer com que a condição de unicidade dada pela equação (2.58) seja invalidada de tal forma que: $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 < 1$ e efetivamente empurre as curvas de S_{21} e S_{31} para baixo e/ou empurre as curvas de S_{11} e S_{41} para cima como pode ser notado nas figuras 5.33 e 5.34. Por fim, o processo de soldagem pode ter influência, uma vez que dependendo de como essa se dê, podem surgir descasamentos entre os conectores e as trilhas de 50Ω tornando impossível obter baixos valores para S_{11} por exemplo.

A tabela 5.15 também apresenta de forma mais precisa o que se tem nos gráficos das figuras 5.35 e 5.36. Nela pode-se ver que as larguras de bandas fracionadas em torno de 920 MHz que obedecem às condições em que: o balanço de fase fique entre -85° e -95° e o balanço de amplitude não ultrapasse 0,5dB para mais ou pra menos, são respectivamente: 23,5% e 9,6% tomando os dados obtidos da simulação e 28,3% e 13,7% quando estes são pegos da análise teórica. Os valores diferentes de balanço de fase para a simulação e análise teórica podem ser atribuídos a os possíveis problemas inerentes a simulação já citados e também ao fato de que as perdas nos metais e/ou dielétrico são desconsideradas no modelo teórico. Por último em 5.35 é possível observar que os fatores que prejudicam a respostas extraídas das medições do acoplador, mostradas nas figuras 5.33 e 5.34, tem um efeito positivo quando se quer manter a diferença de fase amplitude entre S_{31} e S_{21} dentro de alguma faixa de valores pré-estabelecida.

Quando comparado com os dados dos acopladores fornecidos por algumas das referências mostrada na figura 3.15 na seção 3.4.1 se constata que foram obtidos bons resultados. Em [25], por exemplo, é fornecido apenas que o dispositivo de 2.4 GHz teve uma diferença de fase e amplitude entre S_{31} e S_{21} dados respectivamente por: $90^\circ \pm 5$ e $x < 1dB$ sobre uma largura de banda de 2.23 – 2.53 GHz, levando uma largura de banda fracionária de 10.8% . Assim, a princípio desconsiderando a frequência de operação erros de simulação, conclui-se que o acoplador proposto nesse trabalho tem mais que o dobro (23.5%) da largura de banda fracionária para os casos em que se tem as mesmas condições. Essa constatação é feita também quando é levada em conta as referências [24] e [21]. A frequência de operação em [18] foi 1GHz e, portanto, a mais próxima de 920MHz dentre os trabalhos vistos na tabela 4.1. Nessa referência poucos dados acerca dos resultados foram fornecidos, no entanto lá foi dado que a isolamento em 1GHz seria de -35dB, enquanto que para na frequência central de operação do dispositivo fabricado nesse trabalho esse valor ficou em torno de -28dB, mais uma vez indicando que foram obtidos bons resultados

Além de ter características elétricas relativamente boas quando comparado com algumas referências é importante dizer que o acoplador *Branch-Line* reduzido de 920MHz fabricado nesse trabalho atende a faixa utilizada no sistema GSM 900, cuja o conjunto de frequências fica

na banda dos 900MHz e vai de 890MHz a 960MHz, de forma a todas as restrições impostas nas tabelas 5.14 e 5.15 ficarem satisfeitas.

6 CONCLUSÕES

Nesse trabalho apresentou-se um novo tipo de linha transmissão artificial (LTA) que pode ser aplicada na miniaturização de alguns dispositivos de micro-ondas. Aqui o dispositivo a se reduzir foi um acoplador *Branch-Line*, um componente de grande importância e largamente usados em sistemas micro-ondas modernos. Esse componente encontra algumas aplicações importantes tal como na construção de uma matriz de Butler, um tipo de circuito que defasa sinais para alimentar um dado conjunto de antenas de modo a se dar características de diretividade a esse grupo de elementos.

Baseado nas técnicas desenvolvidas nesta dissertação, dois acopladores para duas bandas diferentes (920 MHz e 2,45 GHz) foram projetados, simulados sendo o de 920 MHz fabricado e medido eletricamente. Os resultados das simulações e das medições foram comparados, obtendo-se boa concordância entre eles. Isto demonstra a validade e eficiência da técnica. Assim ao final de tudo, foi realizada a comparação entre os resultados experimentais, simulados e teóricos encontrando-se, dentro de certa precisão, uma boa concordância entre esses três.

O acoplador de 920MHz obteve uma redução de área ocupada com valor em torno dos 70%. Já o acoplador de 2.45GHz apresentou resultados satisfatórios na simulação e uma redução de área ocupada com um valor em torno dos 50%. Um terceiro acoplador, o modificado, foi apresentado na seção 4.3. A técnica empregada nesse caso tem a característica de melhorar levemente a largura de banda de um acoplador convencional sem aumentar o seu tamanho como acontece em outros métodos. Uma simulação em Sonnet foi feita para esse dispositivo comprovando a princípio os resultados teóricos obtidos.

Todos os dispositivos, fabricados ou não, são planares e implementáveis através do uso de microfitas, o que possibilita produção em larga escala tanto para as aplicações específicas mostradas nessa dissertação quanto para outras omitidas. Assim, esse trabalho oferece como contribuição uma nova possibilidade para a construção de dispositivos de *microfta* de tamanho reduzido capazes de ter uma boa performance elétricas e que sejam relativamente simples de se projetar e fabricar. Nesse caso o dispositivo foi um acoplador *branch-line*.

7 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, sugere-se:

- Investigação do comportamento de um acoplador *Branch-Line* modificado que seja reduzido por meio do uso da LTA apresentada nesse trabalho e/ou através de outras.
- Investigação da possibilidade de se usar diferentes LTAs em um único dispositivo.
- Aplicação da Técnica desenvolvida a outros dispositivos como crossovers, acopladores do tipo rat-race, filtros e divisores de potência.
- Extensão da técnica desenvolvida para aplicação em dispositivos multibanda.
- Extensão da técnica desenvolvida para aplicação em dispositivos de banda larga, tal como acopladores *Branch-line* com mais de uma seção (adicionais braços shunt) mencionadas seção 4.3.

LISTA DE PUBLICAÇÕES

Dois Artigos foram obtidos a partir desse trabalho. O primeiro deles, discutindo e apresentando o acoplador de 920MHz, nessa dissertação reduzido por meio da nova LTA composta de três linhas de transmissão conectadas em cascata, que sera submetido a revista *IEEE Microwave and Wireless Componentes Letters*. Já o segundo introduzindo e apresentando os resultados teóricos bem como os simulados para o acoplador modificado apresentado na seção 4.3 e 5.1.3 foi submetido e publicado na conferência internacional de micro-ondas e optoeletrônica (*International microwave and optoelectronics conference*, IMOC) que foi realizada na cidade de Porto de galinhas-PE, de 03 a 06 de Novembro de 2015.

Artigo publicado

1. **SILVA, L. M. ; CABRAL, Hermano Andrade** . *Synthesis of conventional Branch-Line Couplers with better electrical performance*. In: IEEE 2015 International Microwave and Optoelectronics Conference, 2015, Porto de Galinhas. Proceedings of the IEEE IMOC 2015, 2015.

Artigo a Submeter

1. **SILVA, L. M. ; CABRAL, Hermano Andrade**. *Design of Compact Quadrature Hybrid Couplers using Artificial Transmission Lines*.

REFERÊNCIAS

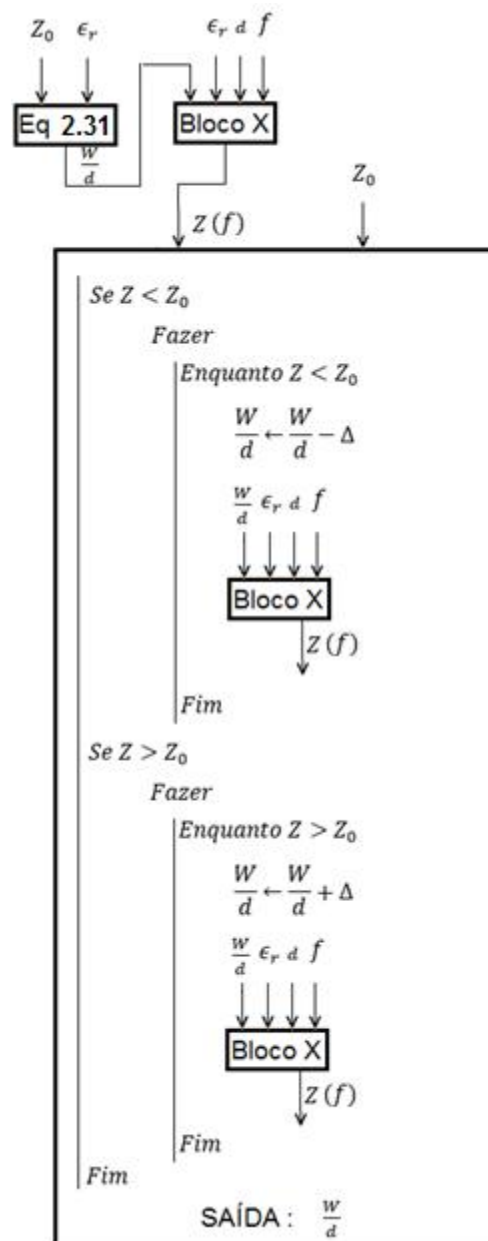
- [1] J. Bahl, P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design* J. Wiley, 2003.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave engineering* J. Wiley, 2012
- [3] R. E. Collin, *Engenharia de microondas* Guanabara Dois, 1979.
- [4] R. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong, *RF and microwave coupled-line circuits* Artech House, 2007.
- [5] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering* IEEE Press, 1992.
- [6] S. B. Cohn and R. Levy, "History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 9, pp. 1046-1054, Sept.1984.
- [7] J. Lange, "Interdigitated stripline quadrature hybrid," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 1150-1151, Dec. 1969.
- [8] W. A. Tyrell, "Hybrid circuits for microwaves," *Proc. IRE*, vol.35, pp. 1294-1306, Nov. 1947.
- [9] A. V. Räisänen and A. Lehto, *Radio engineering for wireless communication and sensor applications* Artech House, 2003.
- [10] O'Neill, Naval Air Warfare Center Weapons Dvn, U S Naval Air Systems Command, *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*, 1997.
- [11] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook* Artech House, 2005.
- [12] C.A. Balanis, and P.I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas* Morgan &Claypool Publishers, 2007.
- [13] T. N. Kaifas and J. N. Sahalos, "On the design of a single-layer wideband Butler matrix for switched-beam UMTS system applications [Wireless Corner]". *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, Vol.48, No.6, pp.193–204, Dec 2006.
- [14] C. W. Wang, T. G. Ma, and C. F. Yang, "A new planar artificial transmission line and its applications to a miniaturized butler matrix," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, No. 12, 2007.
- [15] C-Jung. Chen, "Design of Artificial Transmission Line and Low-Pass Filter Based on Aperiodic Stubs on a Microstrip Line" *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*, Vol. 4, No. 5, 2014.
- [16] K.W. Eccleston, S.H.M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race couplers". *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* Vol. 51, No. 10, 2013.
- [17] Liao, S. S., P. T. Sun, N. C. Chin, and J. T. Peng, "A novel compact-size branch-line coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 9, 2005.
- [18] K.-O. Sun, S.-J. Ho, C.-C Yen, D. Weide, "A Compact Branch-Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 8, 2005.
- [19] S-Chan. Jung, R. Negra, "A Design Methodology for Miniaturized 3-dB Branch-Line Hybrid Couplers Using Distributed Capacitors Printed in the Inner Area," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, 2008.
- [20] J. Butler and R. Lowe, "Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electron. Des.*, vol. 9, no. 8, pp. 1730–1733, Apr. 1961.
- [21] C.-W. Tang, M.-G. Chen, C.-H. Tsai, "Miniaturization of microstrip branch-line coupler with dual transmission lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008.
- [22] S. S. Liao and J. T. Peng, "Compact planar microstrip branchline couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 9, 2006.

- [23] J. Wang, B.Z. Wang, Y.-X. Guo, L.-C. Ong, S. Xiao, "A compact slow-wave microstrip branch-line coupler with high performance," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007.
- [24] H. Ghali, T.A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupled-line hybrids," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 11, 2004.
- [25] C.-W. Tang, M.-G. Chen, "Synthesizing microstrip branch-line couplers with predetermined compact size and bandwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, No. 09, 2007.
- [26] Information Administration, National Telecommunication. 1997. "Telecommunications Glossary of Telecommunications Terms". Lanham: Government Institutes.
- [27] S. R. Ahmad, F. C. Seman, "Four port Butler Matrix for switched multibeam antenna array", *IEEE Asia Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, 2005.
- [28] Y. F. Wu, J. Zhang, and S. W. Cheung, "A Compact Branch-line Directional Coupler Using Lumped-element CRLH TLs," *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Taipei*, 2013.
- [29] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, J. Wiley, 2001.
- [30] W. H. Tu and K. Chang, "Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, 2006.
- [31] W. Y. Chen, M. H. Weng, and S. J. Chang, "A new tri-band bandpass filter based on stub-loaded step-impedance resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 4, 2012.
- [32] K. Rawat and F. M. Ghannouchi, "A design methodology for miniaturized power dividers using periodically loaded slow wave structure with dual-band applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, 2009.
- [33] K. K. M. Cheng and C. Law, "A novel approach to the design and implementation of dual-band power divider," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, 2008.
- [34] C. W. Tang, and M. G. Chen, "Design of multipassband microstrip branch-line couplers with open stubs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, 2009.
- [35] K. S. Chin, K. M. Lin, Y. H. Wei, T. H. Tseng, and Y. J. Yang, "Compact dual-band branch-line and rat-race couplers with stepped impedance-stub lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, 2010.
- [36] S-C. Lin, C-Y. Yeh, "Microstrip branch-line coupler with optimized spurious suppression based on cascaded PI-type equivalent transmission lines," *Electromagnetics (iWEM), 2014 IEEE International Workshop on. IEEE*, 2014. P. 195-196.
- [37] B. F. Zong et al., "Miniaturised branch-line coupler with ultra-wide high suppression stopband," *Electronics Letters*, v. 50, n. 19, p. 1365-1367, 2014.
- [38] J. S. Wight, W. J. Chudobiak, and V. Makios, "A microstrip and stripline crossover structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-24, no. 5, 1976.
- [39] I. Sakagami, K. Sagaguti, M. Fujii, M. Tahara, and Y. Hao, "On a lumped element three-branch 3-dB coupler with Butterworth and Chebyshev characteristic," *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2004.
- [40] J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-4, 1956.
- [41] R. Levy and L. F. Lind, "Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 2, 1968.

- [42] C. Tang, and C. Tseng, and K. Hsu, "Design of Wide Passband Microstrip Branch-Line Couplers With Multiple Sections," *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*, Vol. 4, No. 7, 2014.
- [43] K.-Y. Lin and S.-S. Liao, "A miniaturized parallel-coupled microstrip filter using over-coupled and stages with symmetrical tapped-line structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, 50(9):2271-2274, 2008.
- [44] Paulo N. S Filho, Alexandre Bezearra, Antonio J. de Souza, Belfort, and Marcos T. de Melo. "Coupled Microstrip Compline Filters," *International jornal of RF and Microwave computer-Aided Engineering*, 17:110-114, 2007.
- [45] Alexandre Bezearra, Marcio F.A. de Souza, Fábio R. L. Silva, Bruno G. Oliveira, and Marcos T. de Melo. "GSM Open Loop Duplexer Filter with Internal Stubs," *Microwave and Optical Technology Letters*, 50:2422-2426, 2008.
- [46] Hermano Cabral, Saulo Gonçalves, and Marcos T. de Melo. "A Diplexer for UMTS Applications," In *Proceedings of the IMOC 2009*, pages 215-217, Belem, Brazil, 2009.
- [47] Marcio F.A. de Souza, Fábio R. L. Silva, Oliveira, Marcos T. de Melo, and Lauro R. G. S. L. Novo. "Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57:2224-2231, 2009.
- [48] Y. Kim, Y. Yoon, "Compact Multilayer Hydrid Coupler Based on Size Reduction Methods," *Progress in Electromagnetics Research Letters*, v. 51, p. 1-6, 2015.
- [49] S. Gruszczynski, K. Winseza, and K. Sachse, "Compact broadband butler matrix in multilayer technology for integrates multibeam antennas," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 11, pp. 635-636, 2007.
- [50] T. Kawai, N. Nakajima, A. Enokihara., "Broadband Branch-Line Coupler with Very Loose Coupling Utilizing Open/Short-Circuited Coupled-Transmission Lines," *Proceedings of the 44th European Microwave Conference*, 2014.
- [51] W. A. Arriola, J. Y. Lee, and I. S. Kim, "Wideband 3dB branch line coupler based on $\lambda/4$ open circuited coupled lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011.
- [52] T. Kawai, H. Taniguchi, I. Ohta, A. Enokihara, "Broadband Branch-Line Coupler with Arbitrary Power Split Ratio Utilizing Microstrip Series Stubs," *Proceedings of the 44th European Microwave Conference*, 2010.
- [53] A. Bekasiewicz, P. Kurgan, "A compact microstrip rat-race coupler constituted by nonuniform transmission lines," *Microwave Opt. Technology Lett.*, vol. 56, pp. 970-974, April 2014.
- [54] Edwards, T. C., and M. B. Steer, *Foundation of Interconnect and Microstrip Design*, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [55] Y. Wu et al., "Miniaturized arbitrary phase-difference couplers for arbitrary coupling coefficients," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 61, n. 6, p. 2317-2324, 2013.
- [56] H-R. Ahn, S. Nam, " Compact microstrip 3-dB coupled-line ring and branch-line hybrids with new symmetric equivalent circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 61, n. 3, p. 1067-1078, 2013.
- [57] M. Maleki et al., "A Compact Planar 90° Branch Line Coupler Using S-Shaped Structure Loading for Wideband Application," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, v. 28, n 7, 2013.

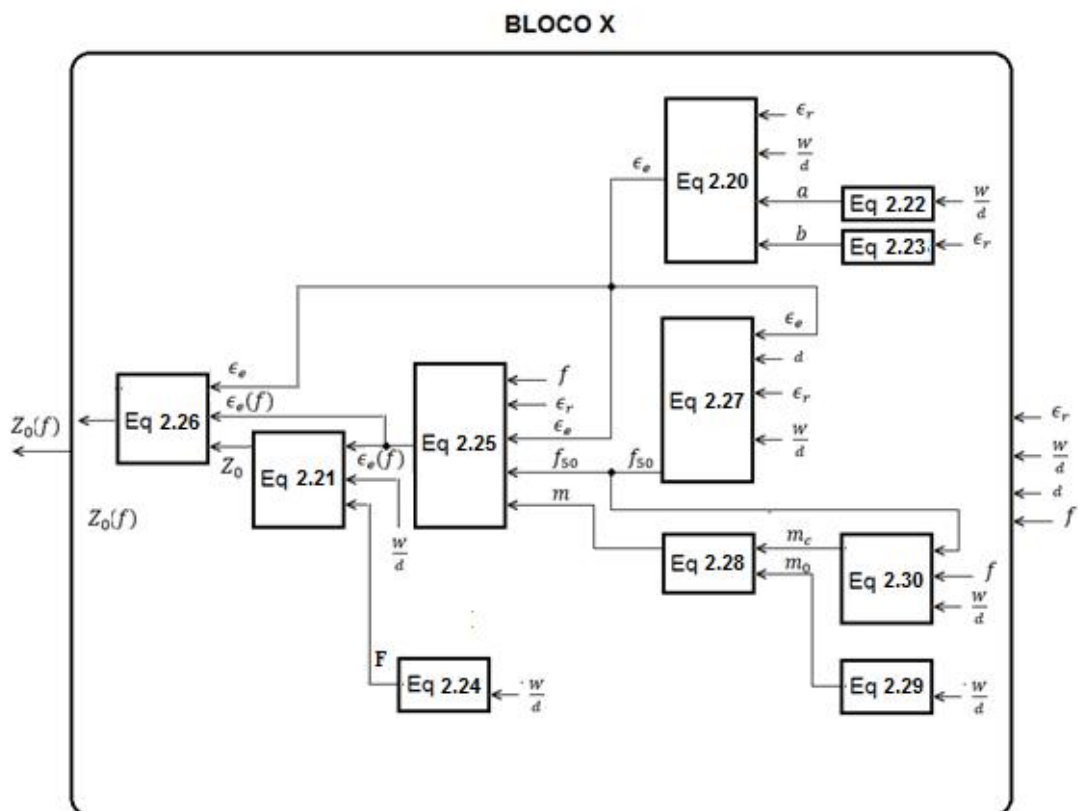
ANEXO 1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA ROTINA USADA PARA OBTER W/D .

A rotina implementada em MATLAB mencionada no capítulo 5 segue a ideia fornecida pelas ilustrações a seguir. Ela se baseia numa lógica de comparações entre valores de Z_0 , que é a impedância característica, ao qual se quer associar uma largura W/d e outra, dada por $Z_0(f)$, representando a impedância característica de uma linha de transmissão em microfita com substrato de permissividade relativa e espessura dados respectivamente por ϵ_r e d operando numa frequência f .



Nela, basicamente, se fornece uma estimativa inicial para W/d obtida a partir de Z_0 por meio da equação (2.31) (onde a frequência de operação não é considerada) e depois se inicia um processo iterativo (ilustrado abaixo) com o objeto de fazer com que quando W/d seja jogada na entrada do conjunto de equações denominada “bloco X” retorne o valor de $Z_0(f) = Z_0$ considerando (agora) a frequência de operação, permissividade relativa e espessura do substrato. Assim é escolhido um valor conveniente para Δ de forma que W/d aumente ou diminua a passos pequenos a cada interação garantido uma melhor precisão.

O bloco “X” presente na figura acima é mostrado na figura abaixo. As equações mostradas dentro dos sub-blocos são relativas ao capítulo 2 na seção 2.1.1 (Síntese de linhas de transmissão por meio de *Microfitas*).



ANEXO 2 – DEMONSTRAÇÃO DAS EQUAÇÕES (4.13) E (4.14)

Esse anexo tem o objetivo de oferecer uma justificativa para as equações (4.13) e (4.14). Isso será feito através da demonstração das mesmas, como segue:

Tomando as equações (4.8), (4.7), (4.9), (4.10), (4.11) e (4.12) temos respectivamente

$$t_1 = \frac{\pm(B^2 - (A^2 - 1)Z_1^2)Z_2(Z_1^2 + Z_2^2) \pm \sqrt{(B^2 + (A^2 - 1)Z_1^2)^2(Z_1^2 - Z_2^2)Z_2^2}}{2Z_1Z_2\left(\sqrt{B^4Z_2^2 + (A^2 - 1)^2Z_1^4Z_2^2 + B^2(Z_1^4 - 2A^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4)} + A\sqrt{B^2(Z_1^2 - Z_2^2)}\right)}$$

$$t_2 = \frac{\mp(B^2 - (A^2 - 1)Z_1^2)Z_2}{\sqrt{B^4Z_2^2 + (A^2 - 1)^2Z_1^4Z_2^2 + B^2(Z_1^4 - 2A^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4)}}$$

$$A = \cos \theta_0$$

$$B = jZ_0 \sin \theta_0$$

$$t_1 = j \tan \theta_1$$

$$t_2 = j \tan \theta_2$$

Como as equações (4.7) e (4.8) são obtidas diretamente através do software *Mathematica*, seguindo os passos descritos na seção 4.1 suas demonstrações serão omitidas, ficando apenas nesse anexo as demonstrações das equações (4.13) e (4.14).

Substituindo (4.9), (4.10) e (4.12) em (4.7) obtemos depois de algumas simplificações

$$j \tan \theta_2 = \frac{\mp(Z_1^2 - Z_0^2)Z_2(\sin \theta_0)^2}{\sqrt{(\sin \theta_0)^2} \sqrt{(Z_1^4 + Z_0^4)Z_2^2(\sin \theta_0)^2 - Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4)}}$$

Assumindo que: $\sin \theta_0 \geq 0$ então

$$\tan \theta_2 = \frac{\mp(Z_1^2 - Z_0^2)Z_2 \sin \theta_0}{\sqrt{Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2Z_1^2Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4)Z_2^2(\sin \theta_0)^2}}$$

Como queremos que: $\tan \theta_2 \geq 0$ vemos que se $Z_1 \geq Z_0$ devemos escolher o sinal de “+” (mais) na equação acima. Se agora $Z_1 \leq Z_0$ devemos escolher o sinal de “-” (menos) na referida equação. Desse modo a expressão para $\tan \theta_2$ pode ser escrita do seguinte modo:

$$\tan \theta_2 = \frac{|Z_1^2 - Z_0^2| Z_2 \sin \theta_0}{\sqrt{Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2}}$$

Logo fica demonstrada a equação (4.14).

Agora substituindo (4.9), (4.10) e (4.11) em (4.8), obtemos depois de algumas simplificações

$$j \tan \theta_1 = \frac{\pm Z_2(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2)(\sin \theta_0)^2 \pm \sqrt{Z_2^2(Z_0^2 + Z_1^2)^2(Z_1^2 - Z_2^2)^2(\sin \theta_0)^4}}{2Z_1 Z_2 \left(\cos(\theta_0) \sqrt{-Z_0^2(Z_1^2 - Z_2^2)^2(\sin \theta_0)^2} + \sqrt{(\sin \theta_0)^2} \sqrt{-Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) + (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2} \right)}$$

A equação acima pode ser reescrita da seguinte forma

$$\tan \theta_1 = \frac{\pm Z_2(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2)(\sin \theta_0)^2 \pm |Z_2(Z_0^2 + Z_1^2)(Z_1^2 - Z_2^2)(\sin \theta_0)^2|}{2Z_1 Z_2 \left(\cos(\theta_0) |Z_0(Z_1^2 - Z_2^2) \sin \theta_0| + |\sin \theta_0| \sqrt{Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2} \right)}$$

Assumindo que: $Z_0, Z_2, \sin \theta_0 \geq 0$ então

$$\tan \theta_1 = \frac{\left(\pm (Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) \pm |(Z_1^2 - Z_2^2)|(Z_0^2 + Z_1^2) \right) \sin \theta_0}{2Z_1 (\cos(\theta_0) Z_0 |(Z_1^2 - Z_2^2)| + \sqrt{\Delta})}$$

Onde $\Delta = Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2$

Como o sinal na frente do termo $|(Z_1^2 - Z_2^2)|$ pode ser escolhido de forma arbitrária, então

$$\tan \theta_1 = \frac{\left(\pm (Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) \pm (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2) \right) \sin \theta_0}{2Z_1 (\cos(\theta_0) Z_0 |(Z_1^2 - Z_2^2)| + \sqrt{\Delta})}$$

Ao contrário do que aconteceu para o sinal na frente do termo $|(Z_1^2 - Z_2^2)|$, sinal na frente do termo $(Z_1^2 - Z_0^2)$ não é arbitrário, ele é oposto ao que é usado na equação de $\tan \theta_2$, assim, do que já foi exposto na derivação da equação (4.14), se $Z_1 \geq Z_0$ devemos escolher o sinal de “-” (menos) na equação acima, assim como para $Z_1 \leq Z_0$ devemos escolher o sinal de “+” (mais).

Os resultados possíveis para $\pm(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) \pm (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2)$ são esquematizados abaixo

1. $+(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) + (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2) = 2(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)$
2. $+(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) - (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2) = 2Z_1^2(Z_2^2 - Z_0^2)$
3. $-(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) + (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2) = -2Z_1^2(Z_2^2 - Z_0^2)$
4. $-(Z_1^2 - Z_0^2)(Z_1^2 + Z_2^2) - (Z_1^2 - Z_2^2)(Z_0^2 + Z_1^2) = -2(Z_1^4 - Z_0^2 Z_2^2)$

Como os casos 3 e 4 são relativos a condição em que $Z_1 \geq Z_0$, vemos que quando: $Z_1 \geq Z_0 > Z_2$ apenas o caso 3 retorna valores positivos. Os casos 1 e 2 são relativos a condição em que $Z_1 \leq Z_0$, assim quando $Z_1 \leq Z_0 < Z_2$ apenas o caso 2 retorna valores positivos. Assim uma equação para $\tan \theta_1$ que retorne apenas valores positivos é dada por:

$$\tan \theta_1 = \frac{\sin \theta_0}{Z_1(\cos(\theta_0)Z_0 |Z_1^2 - Z_2^2| + \sqrt{\Delta})} \begin{cases} Z_1^2(Z_0^2 - Z_2^2) & \text{se } Z_1 \geq Z_0 > Z_2 \\ Z_1^2(Z_2^2 - Z_0^2) & \text{se } Z_1 < Z_0 < Z_2 \end{cases}$$

A equação acima pode ser reescrita da seguinte forma

$$\tan \theta_1 = \frac{|Z_0^2 - Z_2^2| Z_1 \sin \theta_0}{\sqrt{Z_0^2(Z_1^4 - 2(\cos \theta_0)^2 Z_1^2 Z_2^2 + Z_2^4) - (Z_1^4 + Z_0^4) Z_2^2 (\sin \theta_0)^2 + |Z_1^2 - Z_2^2| Z_0 \cos \theta_0}}$$

Assim fica demonstrada a equação (4.13). É importante notar que ele vale para os casos em que $Z_1 \geq Z_0 > Z_2$ ou $Z_1 \leq Z_0 < Z_2$.

ANEXO 3 – DESCRIÇÃO DOS PASSOS ADOTADOS PARA A CONSTRUÇÃO DE DISPOSITIVOS PLANARES EM MICROFITA USADO A MÁQUINA DE PROTOTIPAGEM DESCRITA NA SEÇÃO 5.2

O passo a passo do procedimento de fabricação do dispositivo é descrito a seguir. O processo é basicamente composto por duas fases bem determinadas; a primeira é o tratamento do arquivo .dxf, enquanto que a segunda é a fabricação dos dispositivos em si por meio do uso deste arquivo .dxf.

1. Devido ao fato do software da máquina PCB Prototype (PCAN , versão 5.4.4) ser uma versão antiga, este apenas interage com o Sonnet versão 9.52 de modo que se for utilizado uma versão posterior do Sonnet ou CST, é necessário exportar o arquivo .dxf, que contém todos os parâmetros do circuito, e importá-lo para o Sonnet 9.52.

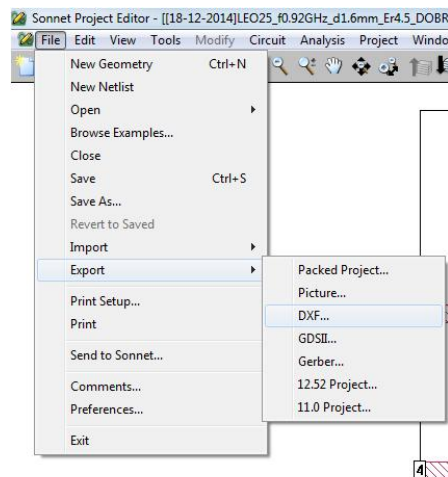


Fig. 1 – Exportação do arquivo .dxf do Sonnet 11.54

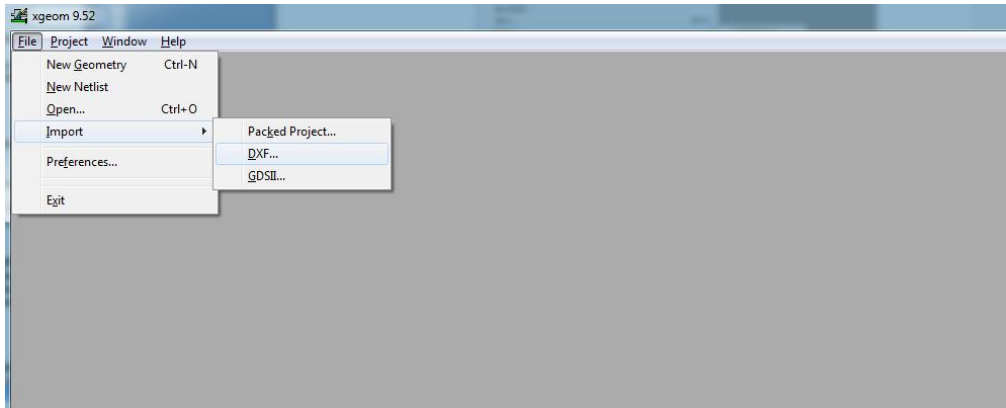


Fig. 2 - Importação de arquivo .dxf no Sonnet 9.52

- Depois do passo 1, é observado que o layout importado apresentará falhas no encaixe no grid. Para corrigir isso pode-se reduzir o tamanho da célula da caixa para um valor bem pequeno (em torno de 0.00001) indo em **Circuit** → **Box** e colocando nos campos **Cell Size no eixo X e Y** o valor de 0.00001.

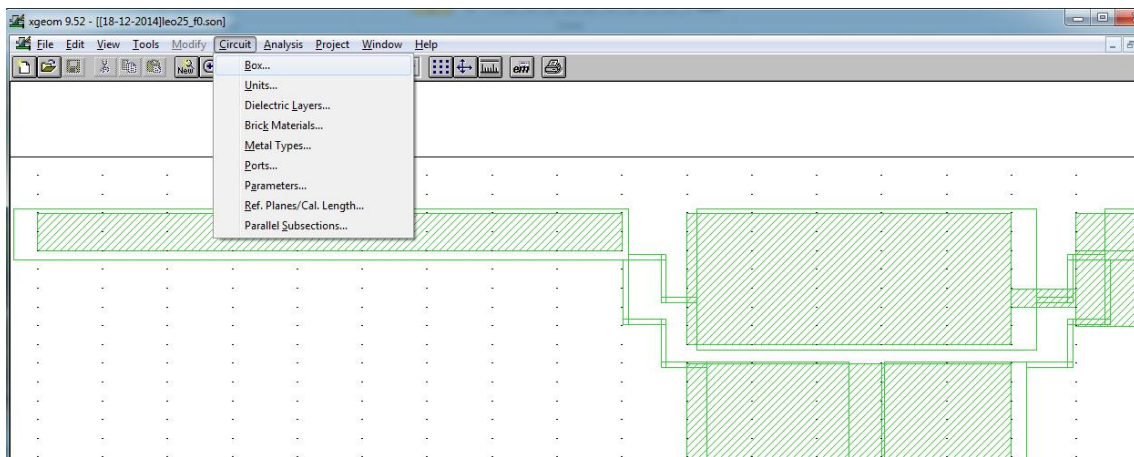


Fig. 3 - Circuito importado com falhas

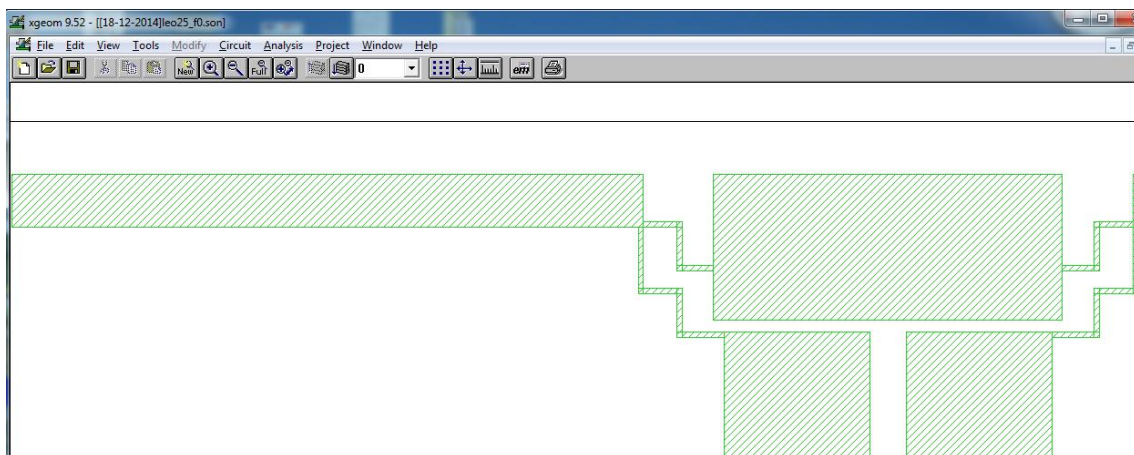


Fig. 4 - Falhas corrigidas após redução do tamanho da célula

3. Agora devemos tornar toda a figura um único polígono indo em, **Edit → Select All** e logo em seguida fazer, **Edit → Merge Polygons**.

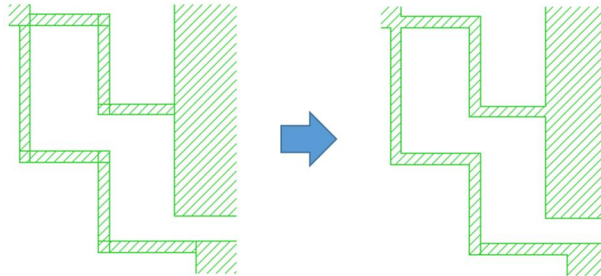


Fig. 5 - Layout após o merge

4. Em seguida exportamos o arquivo .dxf do Sonnet 9.52 para uso no software da máquina de protótipos. Nesse ponto valem as mesmas instruções ilustradas na figura 1.
5. Abre-se o programa PCB PROTOTYPE, e em seguida se faz o seguinte ajuste, **File → System Setup**, e em **Machine Style**, escolhe-se o modelo EP2006H (Referente a máquina existente no laboratório)
6. No PCB PROTOTYPE, se faz o seguinte ajuste, **File → Gerber Format**, e marca-se a opção **Copper Fill** e desmarca-se a opção **Overlap Delete** além de se escolher as unidades métricas em **Gerber e Aperture units**.
7. Importa-se o arquivo .dxf do Sonnet 9.52 por meio da opção **DXF to Gerber**. Em Seguida aparecem as opções de camadas (layers), assim deve-se somente selecionar a primeira camada (TOP LAYER), como mostrado na figura 6.

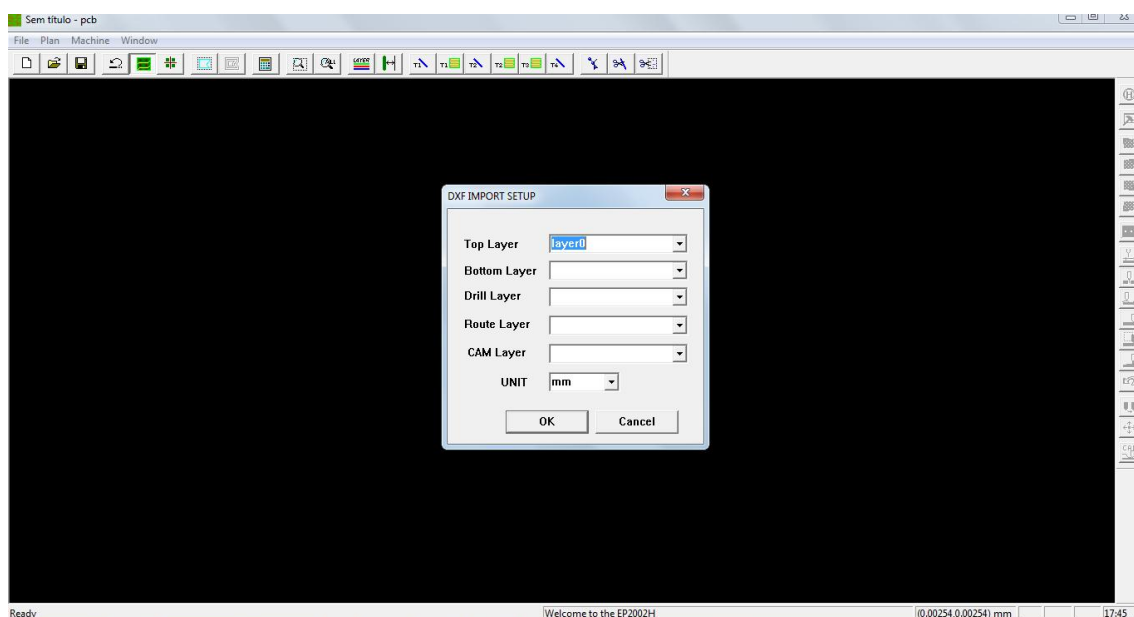


Fig. 6 - Selecionando apenas a primeira camada

8. Liga-se a máquina, clica-se no botão “Arrange Area” (6º na barra de ferramentas horizontal que fica em cima) e em seguida aperta-se o botão “HOME” como mostrado na figura 7.

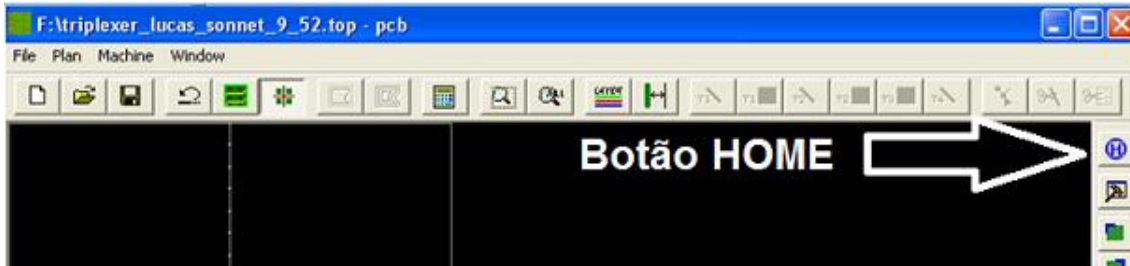


Fig. 7 - Conexão com a máquina

9. Posicionamento do laminado na máquina . A partir daí, por meio dos botões que significam os cantos (Figura 8), identifica-se os limites onde o laminado tem que estar posicionado. Após a identificação, prender a placa com a fita de modo que o fio vermelho faça contato (Figura 9).

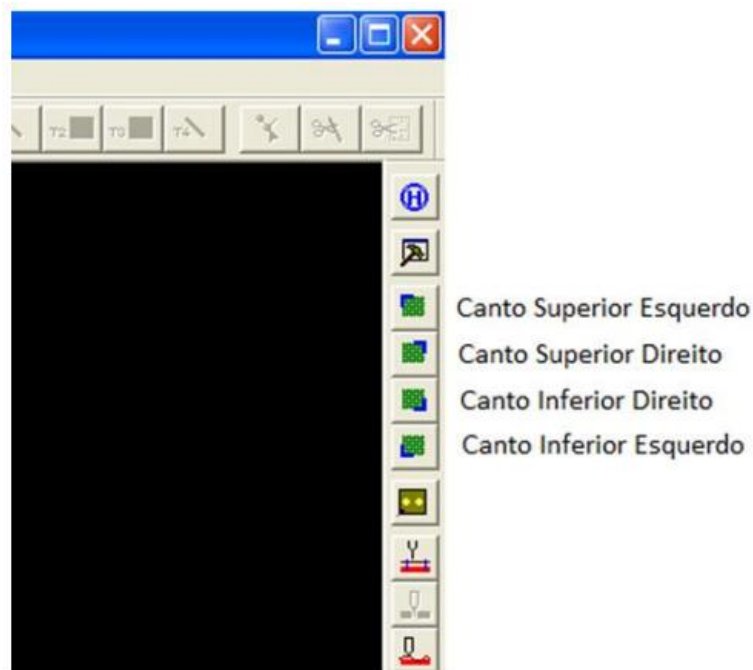


Fig. 8 – Indicação dos limites da estrutura

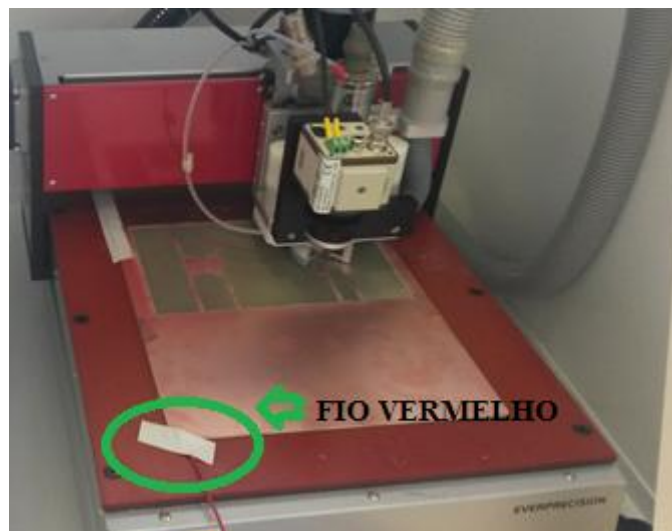


Fig. 9 - Laminado Preso com o fio de referência

10. Análise da superfície da placa. Clica-se em **Surface Inspect** (Figura 10), a máquina exigirá que se coloque uma broca para teste. Após a inserção da broca (nesse ponto recomendável colocar a amarela), será feito uma teste de continuidade, **que consiste em pegar a garra do jacaré que esta presa ao fio vermelho e tocar a broca**. Uma janela aparece na tela para indicar que o teste de continuidade foi realizado com sucesso (Figura 11), caso contrário aparecerá a palavra **FAIL** (Figura 12).



Fig. 10 - Botão para análise de superfície

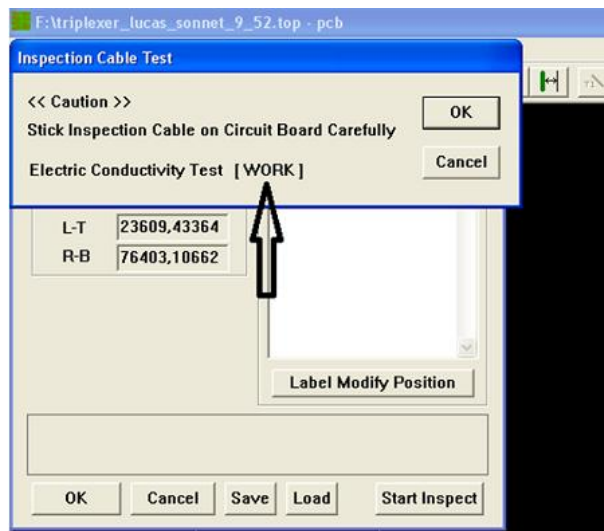


Fig. 11 - Teste para continuidade realizado com sucesso

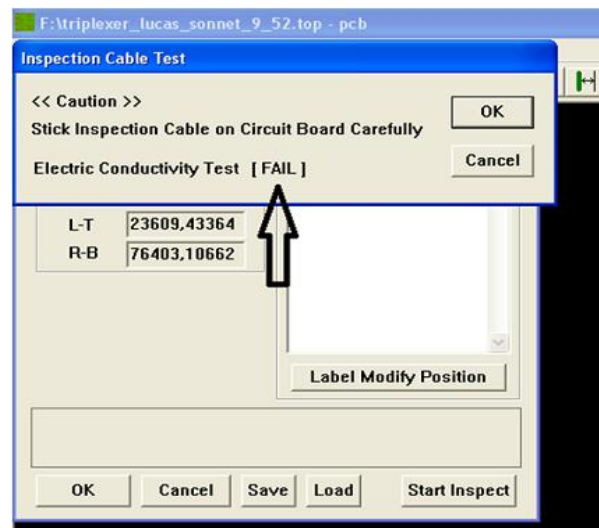


Fig. 12 - Teste de continuidade fracassou. Problema de mal contato no fio.

É importante notar que o passo de análise do “surface inspect” aparece em 10mm. A diminuição desse passo pode ser a solução de alguma mensagem de erro que em alguns casos pode aparecer quando se dar a ordem pra iniciar o corte da placa (botão Engrave). Também é recomendável salvar os dados do Surface inspect antes de clicar em “ok” e seguir para o próximo passo.

11. Clica-se no botão **Calculate**, para o cálculo de brocas e após o processo (que pode demorar um pouco) clica-se em **Engrave** (Figura 13). Nesse ponto a máquina vai pedir pela broca amarela (que já foi colocada no passo anterior), assim se dar “ok” na janela que aparecer e ela começa o corte. Durante o processo em algum ponto é requisitado troca de brocas (que possivelmente, pedira pela broca vermelha e pôr fim a azul). Na Figura 14 é mostrado o Software pedindo a brocas que precisa. É importante está bastante atento ao fato de que **durante o processo de corte deve-se ligar o aspirador de pó!**



Fig. 13 - Botão para fabricar

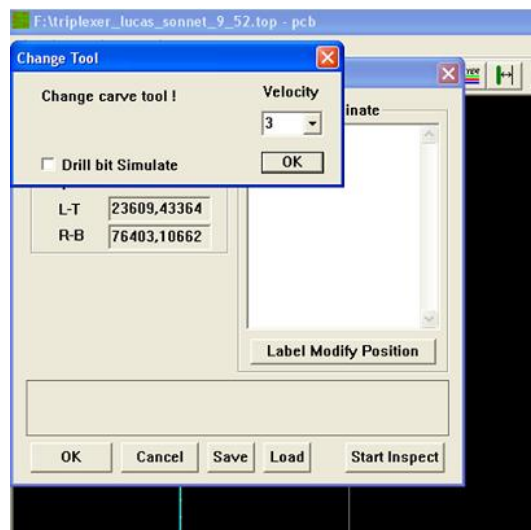


Fig. 14 - Mensagem requisitando troca de brocas