Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

PROJETO DE TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA DE RADIOFREQÜÊNCIA COM CONTROLE DA FAIXA DE PASSAGEM

ANTONIO ALVES FERREIRA JÚNIOR

AGOSTO / 2006

Projeto de transformador de impedância de radiofreqüência com controle da faixa de passagem

Antonio Alves Ferreira Júnior

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
Co-orientador: Prof. Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira

Santa Rita do Sapucaí
2006

Dissertação defendida e aprovada em 28/08/2006, pela comissão julgadora formada pelos seguintes membros:

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro / Departamento de Telecomunicações do Instituto Nacional de Telecomunicações (DTE - INATEL) (Orientador)

Prof. Dr.Wilton Ney do Amaral Pereira / Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Taubaté (DEE - UNITAU) (Co-orientador)

Prof. Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes / Departamento de Telecomunicações do Instituto Nacional de Telecomunicações (DTE - INATEL)

Prof. Dr. Pedro Paulo Leite do Prado / Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Taubaté (DEE - UNITAU)

Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira
Coordenador do Curso de Mestrado

Aos meus pais
e a uma pessoa muito
importante na minha vida,
meu filho Antônio Vinícius.

Agradecimentos

A Deus por iluminar e abençoar minha vida.

Aos meus pais, Antonio e Maria Alice, por estarem sempre me incentivando, encorajando e apoiando em todos os momentos da minha vida. São as pessoas nas quais sempre me espelhei e mais importantes na minha vida, sem eles tudo seria mais difícil. A Cássia e a Gabriela, minhas irmãs, e a Maria. A Bianca, uma pessoa importante para mim, pelo apoio, compreensão e paciência durante esse tempo, e a sua mãe. Seria impossível chegar até aqui sem todas essas pessoas.

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL - e aos seus funcionários pelo apoio e por terem cedido suas instalações. À Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações - FINATEL - e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES - pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Wilton Ney do Amaral Pereira pela incontestável e sempre dedicada orientação. Por todo seu apoio e ajuda, pelos conselhos e pela amizade. Principalmente por ter me dado esta oportunidade, por ter acreditado e confiado em mim.

Ao Prof. José Antônio Justino Ribeiro por me privilegiar com sua orientação e pelas preciosas sugestões. Por ter dedicado seu tempo ao esclarecimento de dúvidas, pelas conversas, conselhos e amizade.

Ao Prof. Carlos Nazareth Motta Marins por nortear meu caminho, pela amizade e por sempre estar me aconselhando.

Ao Prof. Rômulo Mota Volpato e ao Prof. Luis Antônio Semeão pelo apoio técnico e pelas dúvidas esclarecidas. Aos professores Carlos Alberto Ynoguti e Luciano Leonel Mendes pelas dicas e apoio.

Aos amigos Carlos Augusto, Marcelo Carneiro, Rafael Mendes (que me ajudou a construir a máquina de torcer fios), Rodrigo Barbosa, Juliano Silveira, Luciano Camilo, Eduardo Portugal, Rodrigo Otávio e Alexandre Reis, pessoas muito importantes para mim, e a todos colegas do mestrado.

Índice

Lista de Figuras **vi**

Lista de Tabelas **xii**

Lista de Abreviaturas e Siglas **xiv**

Lista de Símbolos **xvii**

1 Introdução **1**

1.1 Conceitos sobre transformador de faixa larga 1

1.2 Objetivo e motivação do trabalho 2

1.3 Metodologia empregada 4

1.4 Revisão bibliográfica 4

1.5 Atualidade do tema 6

1.6 Aplicações do dispositivo 7

1.7 Composição do trabalho 7

2 Modelo do transformador de impedâncias de faixa larga **9**

2.1 Introdução 9

2.2 Transformador convencional 10

2.3 Transformador de linha de transmissão 15

3 Procedimentos para projeto e simulações **24**

3.1 Introdução 24

3.2 Técnica de projeto 24

3.3 Simulações 25

3.3.1 Análise da resposta analítica 26
3.3.2 Análise da resposta numérica 26

4 Procedimentos de medições **30**
4.1 Introdução 30
4.2 Descrição do analisador de circuitos 30
4.2.1 Parâmetros S 32
4.3 Montagem da linha de transmissão para as medições 33
4.3.1 Medida da impedância característica 36
4.4 Montagem do transformador de faixa larga para as medições . . . 50

5 Resultados **53**
5.1 Introdução 53
5.2 Resultados para a linha de transmissão 53
5.3 Resultados para o transformador de faixa larga *unun* 69

6 Comentários e conclusões finais **78**
6.1 Comentários 78
6.2 Conclusões 79
6.3 Sugestões para trabalhos futuros 80

A Simulação da equação (2.8) **81**

B Simulação da equação (2.38) **82**

C Simulação da equação (2.29) **83**

D Simulação da resposta analítica **87**

E Programa para obtenção dos parâmetros da linha de transmissão **89**

F Trabalhos publicados referentes à dissertação **91**

Bibliografia **92**

Lista de Figuras

1.1 Dispostivos usados para as medições da Figura 1.2. À esquerda o transformador convencional, ao centro o transformador de linha de transmissão sem o núcleo de ferrite e à direita o transformador de faixa larga. 3
1.2 Efeito do alargamento da faixa de passagem do dispositivo. 3
1.3 Diagrama em blocos simplificado de um circuito amplificador de potência push-pull utilizando o transformador de linha de transmissão. 7
1.4 Diagrama em blocos simplificado do receptor óptico utilizando o transformador de linha de transmissão. 7

2.1 Esquema elétrico do transformador *unun de* 1:4. 10
2.2 Modelo do transformador convencional real. 11
2.3 Modelo do transformador convencional. 12
2.4 Perda por inserção do modelo em baixas freqüências em função de X_m. 14
2.5 Modelo do transformador de linha de transmissão unun de 1:4. . . 16
2.6 Perda por inserção em função do fator k. 20
2.7 Perda por inserção em função do fator k para variações no valor ótimo de Z_o. 21
2.8 Esquema elétrico do transformador balun de 1:4. 23
2.9 Modelo do transformador de linha de transmissão balun de 1:4. . 23

3.1 Resposta analítica obtida com o programa MATLAB®. 27
3.2 Componente do dispositivo no ADS®. 28

3.3 Circuito usado para simulação no ADS®. 28
3.4 Resposta numérica obtida com o programa ADS®. 29

4.1 Vista frontal do analisador vetorial de circuitos usado para as medições. 31
4.2 Concetores-padrão N macho para calibração do analisador de circuitos 31
4.3 Concetores-padrão N fêmea para calibração do analisador de circuitos. 31
4.4 Rede genérica de duas portas. 33
4.5 Máquina utilizada para controle das torções dos condutores que possui 1m de comprimento, 13cm de largura e 11cm de altura. . . 34
4.6 Circuito eletrônico controlador. 34
4.7 Esquema elétrico do circuito eletrônico controlador. 35
4.8 Parte móvel da máquina: a) Posição inicial, b) Posição deslocada. 36
4.9 Contagem das torções para 2 condutores. Na figura, 4 torções/cm. 36
4.10 Balun 10 a 100MHz, Balun 100 a 420MHz, adaptador 0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix/BNC macho e adaptador BNC fêmea/N macho, respectivamente. 37
4.11 Visão dos conectores do balun: a) 200Ω balanceado 0110.1475.00 plug, b) 50Ω desbalanceado 0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix. 37
4.12 Resposta da impedância de entrada em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90634/200 . FNr. EF 454/89/200, nas freqüências de 10MHz a 100MHz. 38
4.13 Resposta da impedância de entrada em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90635/200 . FNr. 208983/4, nas freqüências de 100MHz a 200MHz. 38
4.14 Resposta das partes real e imaginária da impedância de entrada em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz. 39

4.15 Resposta do módulo e do argumento da impedância de entrada em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz. 39
4.16 Resposta da perda por retorno em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90634/200 . FNr. EF 454/89/200, nas freqüências de 10MHz a 100MHz. 40
4.17 Resposta da perda por retorno em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90635/200 . FNr. 208983/4, nas freqüências de 100MHz a 200MHz. 40
4.18 Resposta da perda por retorno em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz. 41
4.19 Esquema de conexão da medida para a linha de transmissão. . . . 42
4.20 Procedimento da medida realizada em laboratório para a linha de transmissão. 42
4.21 Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada em circuito aberto, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 43
4.22 Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada em cuto-circuito, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 43
4.23 Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada com carga de 200Ω, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 43
4.24 Comparação entre o módulo de Z_{ent} medido e calculado, considerando uma carga constante de 200Ω, para a linha com cinco torções utilizando condutores nº 28AWG. 45
4.25 Comparação entre o argumento de Z_{ent} medido e calculado, considerando uma carga constante de 200Ω, para a linha com cinco torções utilizando condutores nº 28AWG. 45

4.26 Parte real da impedância de entrada com a linha em circuito aberto em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 46
4.27 Parte imaginária da impedância de entrada com a linha em circuito aberto em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 46
4.28 Parte real da impedância de entrada com a linha em curto-circuito em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 47
4.29 Parte imaginária da impedância de entrada com linha em curto-circuito em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG. 47
4.30 Procedimento adotado por [19]-[20] para medida da linha de transmissão. 49
4.31 Esquema de conexão costa-a-costa ou frente-a-frente, entre dois dispositivos idênticos. 51
4.32 Esquema de conexão da medida para o transformador unun de 1:4. 51
4.33 Procedimento da medida realizada em laboratório para o transformador unun de 1:4. 52
4.34 Medida da perda por inserção e faixa de passagem utilizando o equipamento Network Analyzer. 52

5.1 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 2 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG e nº 26AWG. 56
5.2 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 3 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG. 56
5.3 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 4 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG. 57

5.4 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 5 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG. 57
5.5 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 24AWG com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro. 58
5.6 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 26AWG com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro. 58
5.7 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 28AWG com 3, 4 e 5 torções por centímetro. 59
5.8 Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 30AWG com 3, 4 e 5 torções por centímetro. 59
5.9 Resposta analítica no $MATLAB$® para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm. 70
5.10 Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm. 70
5.11 Resposta experimental para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm. 71
5.12 Resposta analítica no $MATLAB$® para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm. 73
5.13 Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm. 73
5.14 Resposta experimental para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm. 74
5.15 Resposta analítica no $MATLAB$® para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm. 75
5.16 Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm. 75

5.17 Resposta experimental para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm. 76

Lista de Tabelas

2.1 Alguns valores da perda por inserção em função do fator k para variações no valor ótimo de Z_o. 22

5.1 Módulo da impedância característica da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 60

5.2 Módulo da impedância característica da linha em 14MHz para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções [24]. 60

5.3 Argumento da impedância característica da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 61

5.4 Fator de atenuação da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 62

5.5 Fator de fase da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 63

5.6 Velocidade de propagação da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 64

5.7 Resistência distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 65

5.8 Indutância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 66
5.9 Condutância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 67
5.10 Capacitância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções. 68
5.11 Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm. 72
5.12 Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm. . . . 74
5.13 Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm. . . . 76

Lista de Abreviaturas e Siglas

AWG *American Wire Gauge* - Calibre Americano de Fios.

ADS *Advanced Design System*, programa computacional desenvolvido pela *Agilent Technologies Co.*.

balun *balanced to unbalanced* - balanceado para desbalanceado.

HF *High Frequencies* - faixa de altas freqüências, entre 3MHz e 30MHz.

Imag identificação da parte imaginária do coeficiente de reflexão/transmissão no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

LinMag forma de apresentação do módulo do coeficiente de reflexão/transmissão no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

LogMag forma de apresentação da perda por retorno/inserção no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

Phase forma de apresentação da fase do coeficiente de reflexão/transmissão no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

Polar apresentação dos parâmetros S na forma polar no analisador de circuitos, do coeficiente de reflexão/transmissão.

Real identificação da parte real do coeficiente de reflexão/transmissão no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

SMD *Surface Mount Device* - Dispositivo de montagem de superfície.

Smith forma de apresentação da impedância complexa no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

SWR *Standing Wave Ratio* - relação de onda estacionária. Forma de apresentação do módulo do coeficiente de onda estacionária no analisador de circuitos na medição dos parâmetros S.

unun *unbalanced to unbalanced* - desbalanceado para desbalanceado.

UHF *Ultra High Frequencies* - faixa de freqüências ultra-altas, entre 300MHz e 3GHz.

VHF *Very High Frequencies* - faixa de freqüências muito altas, entre 30MHz e 300MHz.

Lista de Símbolos

a_i	sinais incidentes na rede de duas portas, com $i = 1, 2$.
A_e	área da seção transversal do núcleo especificada em milímetros quadrados (mm^2).
A_{gc}	perda por inserção entre o gerador e a impedância de carga.
A_l	fator de indutância do núcleo em nanohenrys por quadrado do número de espiras (nH/esp^2).
AL	fator de indutância em nanohenrys por quadrado do número de espiras (nH/esp^2) como especificado $ADS^{®}$.
b_i	sinais refletidos na rede de duas portas, com $i = 1, 2$.
BW	largura de faixa do transformador dada pela diferença entre as freqüências de corte superior e inferior do transformador.
C	capacitância distribuída da linha de transmissão.
C_p	capacitância do enrolamento primário presente no transformador convencional real.
C_s	capacitância do enrolamento secundário presente no transformador convencional real.
E	comprimento elétrico da linha de transmissão na nomenclatura do $ADS^{®}$.
f	freqüência de operação do transformador.
f_i	freqüência de corte inferior do transformador.
$f_{i_{-3dB}}$	freqüência do sinal da parte inferior da faixa de passagem do transformador, com nível 3dB abaixo do nível máximo.
$f_{nivelmax}$	freqüência do sinal na faixa de passagem do transformador, com nível máximo.
f_s	freqüência de corte superior do transformador.

$f_{s_{-1dB}}$ freqüência do sinal da parte superior da faixa de passagem do transformador, com nível 1dB abaixo do nível máximo.

$f_{s_{-2dB}}$ freqüência do sinal da parte superior da faixa de passagem do transformador, com nível 2dB abaixo do nível máximo.

$f_{s_{-3dB}}$ freqüência do sinal da parte superior da faixa de passagem do transformador, com nível 3dB abaixo do nível máximo.

F freqüência de referência para o cálculo do comprimento elétrico como especificado no programa ADS®.

G condutância distribuída da linha de transmissão devido à condutividade não-nula do dielétrico.

k número de onda. Fator que relaciona o comprimento da linha com o comprimento de onda.

l comprimento da linha de transmissão.

l_e comprimendo médio do percurso magnético no núcleo.

L indutância distribuída da linha de transmissão.

L_{d1} indutância de dispersão do enrolamento primário presente no transformador convencional real.

L_{d2} indutância de dispersão do enrolamento secundário presente no transformador convencional real.

L_m indutância de magnetização do enrolamento primário presente no transformador convencional real.

N número de espiras do transformador como especificado no programa ADS®.

N_p número de espiras do transformador.

P_c potência na carga.

P_g máxima potência disponível pelo gerador.

R resistência distribuída da linha de transmissão.

R_1 resistência do enrolamento primário presente no transformador convencional real.

R_2 resistência do enrolamento secundário presente no transformador convencional real.

R_c	parte real da impedância de carga.
R_g	parte real da impedância do gerador.
R_p	resistência de perda do núcleo de ferrita.
S	matriz de espalhamento.
S_{11}	coeficiente de reflexão na entrada com a saída casada, em rede de duas portas.
S_{12}	coeficiente de transmissão reverso com a entrada casada, em rede de duas portas.
S_{21}	coeficiente de transmissão direto com a saída casada, em rede de duas portas.
S_{22}	coeficiente de reflexão na saída com a entrada casada, em rede de duas portas.
S_Param	simulador de parâmetros S no program no ADS®).
$Start$	freqüencia inicial de varredura para o simulador de parâmetros S no programa ADS®).
$Step$	passo entre as freqüências inicial e final de varredura para o simulador de parâmetros S no progrmaa ADS®.
$Stop$	freqüência final de varredura para o simulador de parâmetros S no programa ADS®).
$Term$	terminação de carga ou gerador no ADS®.
v_p	velocidade de propagação da onda na linha de transmissão.
V_g	valor eficaz da força eletromotriz do gerador.
X_m	reatância de magnetização do núcleo de ferrita.
$XFERRUTH$	denominação do componente do dispositivo com modelo interno próprio no ADS®.
Z	impedância característica da linha de transmissão como especificado no ADS®.
Z'	impedância entre o condutor B e a terra com o ponto A conectado ao plano de terra na Figura 4.30.
Z''	impedância entre os condutores A e B conectados entre si e o plano de terra na Figura 4.30.

Z''' impedância entre o condutor A e a terra com o ponto B conectado ao plano de terra na Figura 4.30.

Z_1 impedância entre o condutor A e o plano de terra na Figura 4.30.

Z_2 impedância entre os condutores A e B na Figura 4.30.

Z_3 impedância entre o condutor B e o plano de terra na Figura 4.30.

Z_{AB} impedância de entrada da linha de transmissão com uma carga qualquer na Figura 4.30.

Z_c impedâncida de carga da linha de transmissão.

Z_{ca} impedância de entrada da linha de transmissão com sua extremidade aberta.

Z_{cc} impedância de entrada da linha de transmissão com sua extremidade em curto-circuito.

Z_{bal} impedância de entrada do *balun* com sua extremidade terminada com 200Ω, utilizado para as medições da linha.

$|Z_{bal}|$ módulo da impedância de entrada do *balun* com sua extremidade terminada com 200Ω, utilizado para as medições da linha.

Z_{ent} impedância de entrada da linha de transmissão com uma carga qualquer.

$|Z_{ent}|$ módulo da impedância de entrada da linha de transmissão.

Z_o impedância característica da linha de transmissão.

$|Z_o|$ módulo da impedância característica da linha de transmissão.

Z_{oot} valor ótimo da impedância característica da linha de transmissão.

α fator de atenuação da linha de transmissão em neper por metro (Np/m).

β fator de fase da linha de transmissão.

βl comprimento elétrico da linha de transmissão em radianos.

γ fator de propagação da onda na linha de transmissão.

θ argumento da impedância característica da linha de transmissão em graus.

λ comprimento de onda na linha de transmissão.

μ_r permeabilidade relativa do núcleo.

ϕ argumento da impedância de entrada da linha de transmissão em graus.

Φ argumento da impedância de entrada do *balun* em graus, com sua extremidade terminada com carga de 200Ω, utilizado para as medições da linha.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo preliminar e exploratório sobre os dispositivos transformadores de impedância de faixa larga em RF, freqüentemente utilizados em diversos circuitos eletrônicos. São empregados para acoplamento interestágios de cadeias amplificadoras, em circuitos híbridos, combinadores e divisores de sinais, *baluns*, para fins de medição, etc.. Combinam-se os conceitos do transformador convencional e do transformador de linha de transmissão, resultando no transformador de faixa larga. Esses dispositivos podem trabalhar em grande faixa de freqüências e com baixa perda por inserção. Estudou-se o dispositivo *unun* proposto por Ruthroff que possui melhor eficiência quando a relação de transformação de impedâncias for de 1 para 4. São apresentadas as técnicas de projeto, os procedimentos de medição e as análises teóricas. Utilizaram-se ferramentas computacionais como o programa $MATLAB^{®}$ para simular a resposta analítica e o consagrado programa de radiofreqüência e microondas $ADS^{®}$ da *Agilent Technologies Co.* para simular a resposta numérica. Com o analisador vetorial de redes de RF (*Network Analyzer*) obteve-se a resposta experimental, possibilitando as comparações com as previsões teóricas.

Palavras-chave: Transformador convencional, transformador de linha de transmissão, transformador de faixa larga, procedimentos de medição.

Abstract

This work presents a preliminary study about RF wideband impedance transformers devices, usually applied to electronic circuits. These devices are used in inter-stage coupling of amplifier chains, in hybrid circuits, signals combiners and dividers, baluns, special measurement conectors, etc.. By combining the concepts of the conventional transformer and transmission line transformer, wideband transformers are obtained. These devices can work in a wide frequency band with low insertion loss. The device unun proposed by Ruthroff was studied and it proved to have better efficiency when the impedance transformation ratio is 1 for 4. The design techniques, the measurement procedures and the theoretical models are presented. Computational tools are used to simulate the analytical response ($MATLAB^{®}$) and the software of radiofrequency and microwaves developed by Agilent Technologies Co. ($ADS^{®}$) was applied to simulate the numerical response. With the RF vetorial network analyzer equipment it was determined the experimental response and the corresponding results were compared.

Keywords: Conventional radio-frequency transformer, transmission line transformer, wideband transformer, radio-frequency measurements.

Capítulo 1

Introdução

Dispositivos adaptadores de impedância são freqüentemente usados em circuitos eletrônicos. Existem diversos modelos, teorias, concepções e técnicas de construção, abordados para tais dispositivos. Muitos têm sua teoria publicada em textos, outros são ainda implementados de forma empírica, sem o suporte de um modelo teórico e de uma regra de projeto. Em determinadas aplicações, deseja-se adaptação de impedâncias em ampla faixa de freqüências, da ordem de algumas oitavas, com baixa perda por inserção. O foco deste trabalho está no estudo do dispositivo transformador de impedâncias de faixa larga de desbalanceado para desbalanceado com relação de transformação de impedâncias de 1 para 4.

1.1 Conceitos sobre transformador de faixa larga

Será utilizada a definição do transformador de impedâncias de faixa larga. São utilizados dois conceitos distintos, o transformador convencional e o transformador de linha de transmissão. O acoplamento predominantemente magnético garante a transferência de energia entre o enrolamento primário e o secundário do transformador, sendo denominado acoplamento indutivo. Esse efeito influi na resposta em baixas freqüências do transformador.

O acoplamento predominantemente elétrico entre os condutores do enrolamento primário e secundário do transformador, na forma de linha de transmissão, garante a transferência de energia em altas freqüências, sendo chamado acopla-

mento capacitivo.

A combinação dos dois conceitos resulta em um único dispositivo transformador de impedâncias de faixa larga. A idéia sobre o efeito do aumento da faixa de passagem será ilustrada através de ensaios realizados em laboratório. A Figura 1.1 mostra os dispositivos usados para as medições, sendo à esquerda o transformador convencional, ao centro o transformador de linha de transmissão sem o núcleo de ferrite e à direita o transformador de faixa larga. A Figura 1.2 mostra as respostas da perda por inserção em função da freqüência para o transformador convencional, o transformador de linha de transmissão sem o núcleo de ferrite e o transformador de faixa larga resultante. No Capítulo 2 será apresentada a forma de cálculo desta perda. Usou-se para o transformador convencional núcleo de ferrite com permeabilidade relativa igual a 11, 10mm de diâmetro externo, 5mm de diâmetro interno e 3mm de largura, com quatro espiras no primário e secundário. Para o transformador de linha de transmissão sem núcleo de ferrite utilizou-se linha bifilar torcida (5 torções por centímetro) com quatro espiras envolvidas em um núcleo de ar. O transformador de faixa larga possui as mesmas características do transformador anterior com a inclusão do mesmo núcleo de ferrite usado para o transformador convencional. Foram utilizados para todos transformadores condutores n^{o} 30AWG. O objetivo foi comparar o transformador de linha de transmissão com e sem o núcleo de ferrite, responsável por acoplar energia em baixas freqüências, mostrando sua influência na resposta em baixas freqüências e conseqüentemente no aumento da faixa de passagem. Observa-se que o transformador de faixa larga possui uma largura de faixa mais ampla, dada pela combinação dos outros dois.

1.2 Objetivo e motivação do trabalho

Sendo um assunto pouco explorado e com poucas informações, o objetivo deste trabalho foi realizar um estudo preliminar e exploratório sobre os dispositivos transformadores de impedância de faixa larga. Procurou-se fazer uma condensação da teoria e estabeleceram-se procedimentos de medições e técnicas de projeto.

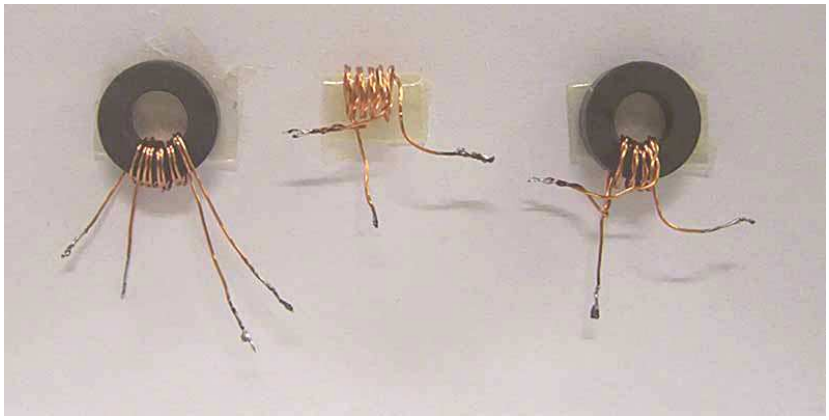


Figura 1.1: *Dispostivos usados para as medições da Figura 1.2. À esquerda o transformador convencional, ao centro o transformador de linha de transmissão sem o núcleo de ferrite e à direita o transformador de faixa larga.*

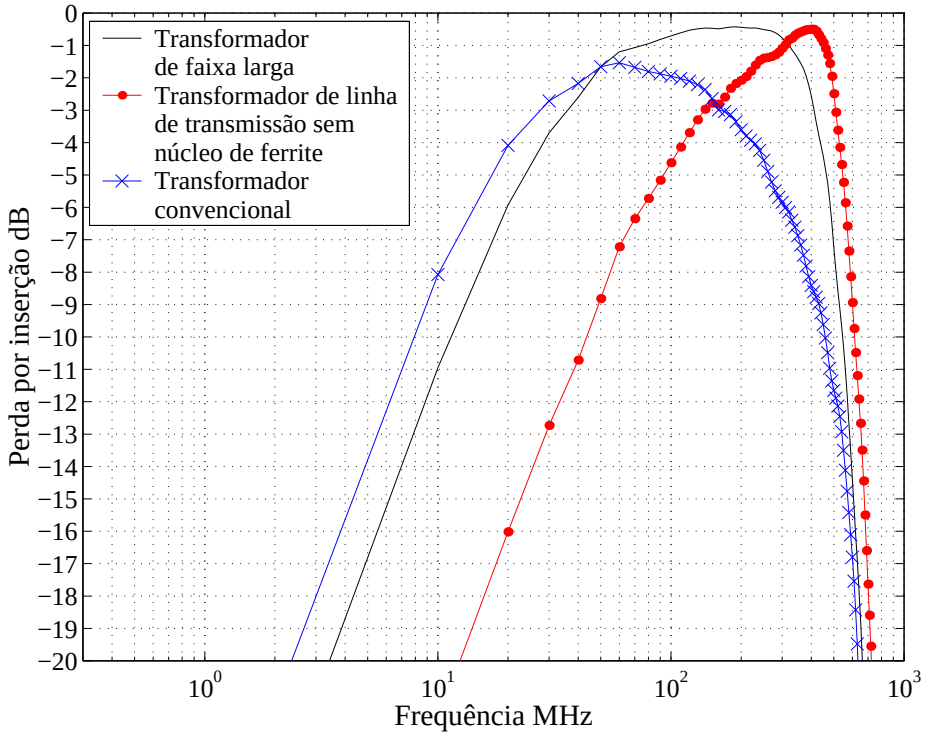


Figura 1.2: *Efeito do alargamento da faixa de passagem do dispositivo.*

Um dos estímulos para desenvolver o tema foi o fato de já ser abordado há tempos e ainda assim apresentar dificuldades para se encontrar um estudo detalhado. Encontram-se trabalhos e montagens com pouca fundamentação teórica, baseados em testes de laboratório e experiências individuais do projetista. Este trabalho propõe uma análise teórica, contornando o empirismo que normalmente envolve a construção desses dispositivos.

1.3 Metodologia empregada

Procurou-se condensar informações distribuídas em várias publicações científicas e tecnológicas sobre o tema. O ponto de partida para a escolha do modelo do dispositivo foi um dos propostos no trabalho pioneiro de Ruthroff [1], texto de referência para muitas outras publicações. Realizaram-se ensaios em laboratório, o que exigiu desenvolvimento de técnicas de medições confiáveis. Para tal propósito, foram especificados os núcleos de ferrite, os condutores, os equipamentos e acessórios relevantes ao processo, e a implementação do sistema de testes.

Compararam-se as respostas analítica, numérica e experimetal, a fim de avalizar o modelo teórico, as propostas para as medições e as técnicas de projeto. Foram utilizadas ferramentas computacionais, como o programa $MATLAB^{®}$ [2] para simular a resposta analítica, e o consagrado programa de radiofreqüência e microondas $ADS^{®}$ [3] para simular a resposta numérica. Essa plataforma possui o componente deste dispostivo com modelo interno próprio. Fez-se a comparação com a resposta experimental obtida em laboratório com o equipamento analisador vetorial de redes de RF (*Network Analyzer*).

1.4 Revisão bibliográfica

No tratamento de transformadores de impedância de faixa larga, dois trabalhos pioneiros merecem destaques. Guanella propôs um novo método de construção para transformação de impedâncias utilizando linha de transmissão [4]. Posteriormente, Ruthroff publicou seus estudos sobre o tema, utlizando linha de transmissão e núcleo de ferrite toroidal [1]. Propôs diversas configurações e aplicações, como os inversores de fase, as bobinas híbridas, as redes que convertem circuitos balanceados para desbalanceados (*BALanced to UNbalanced - balun*) com relação de transformação de unitária e que convertem circuitos desbalanceados para desbalanceados (*UNbalanced to UNbalanced - unun*) com relação de transformação de 1 para 4. Este último dispositivo é utilizado e muito referenciado pelos trabalhos publicados, sendo o foco de interesse deste estudo.

Outros autores forneceram importantes contribuições. Pitzalis [5]-[6] divulgou informações a respeito da influência da variação da impedância característica da linha de transmissão na resposta em freqüência do transformador. Também mostrou sua aplicação em amplificadores de potência de faixa larga. Krauss e Allen [7] forneceram aplicações em amplificadores de rádio móvel e equipamentos de sistemas de televisão a cabo. Blocker [8]-[9] investigou o comportamento do dispositivo para variações em alguns parâmetros do transformador. Dutta Roy [10]-[11] e Irish [12] avaliaram o desempenho do transformador com o comprimento da linha dividido em seções com diferentes valores de impedância característica.

Sevick [13]-[18] publicou experimentos práticos dos dispositivos propostos por Ruthroff e Guanella. Investigou diversas configurações para obtenção de relações de transformação maiores ou menores que 1:4, inteiras ou fracionárias, como 1:2, 1:5, 1:9, 1:16, etc., através da adição de mais condutores ou de conexões séries e paralelas. A importância dessa análise é significativa, pois pode atender a determinada especificação de projeto. Avaliou o comportamento para diferentes tipos de núcleo como o toroidal, bastão e ar, obtendo melhor eficiência com o de formato toroidal. Além da linha bifilar que envolve o núcleo, foram utilizados outros tipos de linha como os cabos coaxiais e a linha de fita. Verificou também que o dispositivo pode ser usado em aplicações para alta potência, selecionando o tamanho do núcleo e o diâmetro dos condutores.

Na verificação dos efeitos da linha de transmissão, utilizou-se, o método proposto por Sinclair [19], baseado na medida de impedâncias entre os condutores da linha e o plano de terra, sendo posteriormente referência para o livro de Terman e Pettit [20] que analisa o mesmo procedimento na forma de admitâncias. Para a medida da impedância característica, será proposta uma metodologia neste trabalho.

Lefferson [21] desenvolveu expressões para a impedância característica baseadas nos valores da permissividade e das propriedades do material isolante da linha de transmissão. Broxon e Linkhart [22] fazem a análise medindo as capacitâncias entre os condutores, levando em conta as características do material isolante en-

tre eles. Kuo [23] determina este parâmetro através da medida da impedância de entrada da linha terminada em circuito aberto ou curto-circuito, considerando a velocidade de propagação na freqüência de ressonância da linha. Esses trabalhos citam como principal referência o dispositivo *unun* de 1:4 proposto por Ruthroff [1], ressaltando o motivo da escolha do dispositivo.

1.5 Atualidade do tema

Mesmo que muitos estudos sobre o dispositivo tenham sido elaborados há décadas, o tema em análise ainda possui grande interesse. Emprega-se o dispositivo em equipamentos de comunicação de radioamadorismo, na construção dos circuitos eletrônicos e em acoplamento de antenas [24]. A Figura 1.3 ilustra a utilização do transformador de linha de transmissão em um circuito amplificador de potência em montagem simétrica (*push-pull*). O transformador T_1 converte o circuito desbalanceado de entrada em um circuito balanceado na saída (*balun*). Os transformadores de linha de transmissão T_2 e T_3 com relação de transformação de 4 para 1, transformam a impedância do gerador de 50Ω na impedância de entrada do primeiro estágio amplificador em 12,5Ω.

Modernos programas computacionais que possibilitam projeto e simulação de circuitos de altas freqüências incluem este dispositivo em suas caixas de ferramentas [3]. Dong [25] estudou a aplicação do dispostivo em sistemas receptores ópticos, como interface entre os circuitos do fotodiodo e do amplificador na entrada do receptor. A Figura 1.4 ilustra o diagrama em blocos simplificado desse receptor, mostrando a aplicação do dispositivo. Bahl empregou o dispositivo no casamento de impedância de faixa larga em circuitos de microondas [26]. Estudos recentes avaliaram o comportamento do dispositivo, além de propor uma técnica de projeto para o *unun* de 1:4. Foram avaliados também o *balun* de 1:1 e simularam em computador a bobina híbrida [27]-[29]. Outros textos fornecem informações do dispositivo na atualidade [15]-[13].

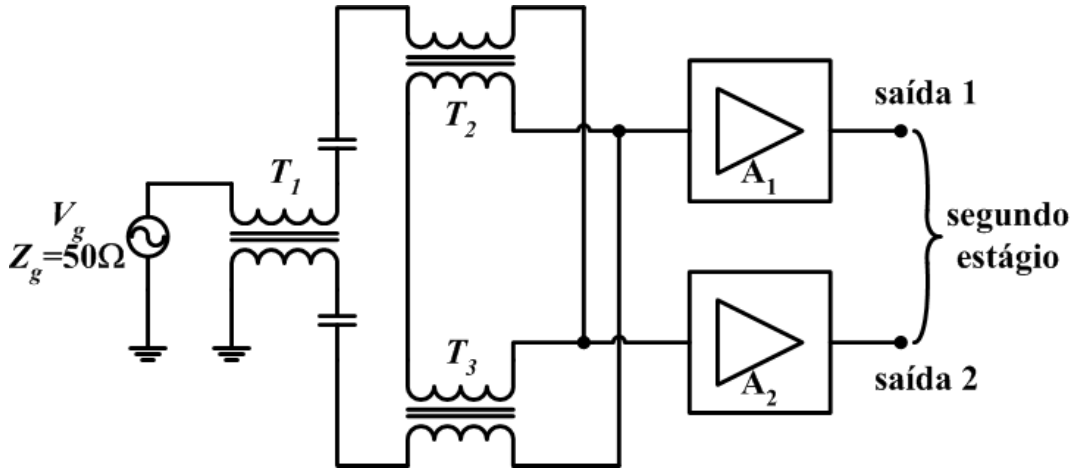


Figura 1.3: *Diagrama em blocos simplificado de um circuito amplificador de potência push-pull utilizando o transformador de linha de transmissão.*

Figura 1.4: *Diagrama em blocos simplificado do receptor óptico utilizando o transformador de linha de transmissão.*

1.6 Aplicações do dispositivo

É ampla a utilização do dispositivo na área de radiocomunicações, desde a faixa de HF até UHF, empregado para acoplamento inter-estágios de cadeias amplificadoras, em circuitos híbridos, combinadores e divisores de sinais, *baluns*, para fins de medição, etc.. Pode ser empregado em circuitos onde seja necessária uma relação de transformação de impedâncias de 1 para 4 em faixa larga. Em estágios de amplificação inter-acoplados, às vezes é necessária a ligação de um circuito de alta impedância de saída com outro de baixa impedância de entrada, sendo o dispositivo útil devido à sua relação de transformação.

1.7 Composição do trabalho

A monografia foi dividida de forma a estabelecer uma seqüência que facilitasse a apresentação segundo o critério do grau de dificuldade. No Capítulo 2, são

mostrados os modelos em baixas e altas freqüências, as equações que os representam, as suas características principais e as análises de seus desempenhos. No Capítulo 3 apresentam-se as técnicas de projeto, as simulações das equações para o modelo analítico nos programas computacionais $MATLAB^{®}$ e $ADS^{®}$. Efetua-se a simulação numérica com o modelo interno próprio desta última plataforma. No Capítulo 4 são descritas as técnicas e os procedimentos de medições para a linha de transmissão e para o tranformador de impedâncias de faixa larga. Houve conveniência de destacar os equipamentos, os acessórios os componentes e os cuidados para realização das medições. Os resultados para a linha de transmissão com seus parâmetros apresentados em gráficos e tabelas, estão no quinto capítulo. Também são destacados os resultados para o transformador de faixa larga construído sob algumas especificações, comparando-se as respostas dos modelos analítico, numérico com os valores obtidos experimentalmente. O Capítulo 6 é reservado para os comentários e as conclusões do trabalho, salientando as dificuldades encontradas e as sugestões para novos estudos. Nos anexos, mostram-se as simulações para obtenção dos gráficos e um programa para extração dos parâmetros da linha de transmissão.

Capítulo 2

Modelo do transformador de impedâncias de faixa larga

2.1 Introdução

Neste caítulo será apresentado o modelo para o transformador de impedâncias de faixa larga e suas características mais importantes. Dentre os dispositivos propostos por Ruthroff [1], escolheu-se a configuração desbalanceada para desbalanceada (*UNbalanced to UNbalanced, unun*), por ser maior a incidência de circuitos desbalanceados. Citam-se como exemplo as aplicações em amplificadores de radiofreqüência de faixa larga [30]. Consiste de um núcleo de ferrite toroidal envolvido por uma linha de transmissão bifilar torcida, com os condutores isolados por uma película de esmalte. Combinam-se os conceitos do transformador convencional e do transformador de linha de transmissão, resultando em um dispositivo de faixa larga. O primário e o secundário possuem o mesmo número de espiras e são enrolados no mesmo sentido. Apresenta melhor eficiência quando a relação de transformação de impedâncias for de 1 para 4. A Figura 2.1 apresenta o esquema elétrico do dispositivo.

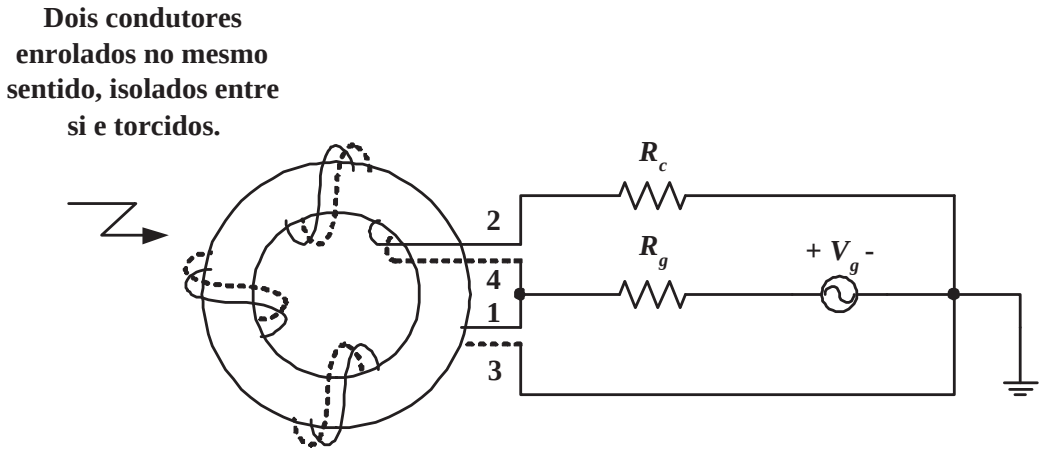


Figura 2.1: *Esquema elétrico do transformador unun de 1:4.*

2.2 Transformador convencional

Embora em altas freqüências os efeitos de capacitâncias parasitas associadas não possam ser desprezados, a transferência de energia entre o primário e o secundário do transformador ocorre principalmente através do acoplamento magnético (ou acoplamento indutivo). Emprega-se um núcleo de ferrite toroidal, que consegue confinar praticamente todo o fluxo magnético em seu interior. A resposta em altas freqüências do transformador convencional é limitada pelas perdas no núcleo, pela capacitância inter-espiras e entre os enrolamentos, e por indutâncias parasitas. A permeabilidade do núcleo diminui à medida que a freqüência aumenta [31] e a ação de transformação torna-se menos eficaz [1], [7]. Um núcleo com alta permeabilidade produz grande indutância de magnetização, comparando-se com estruturas com núcleo de ar, para mesma quantidade de espiras e mesmo espaçamento entre elas. A relação entre os dois valores é conhecida como *fator de indutância* (A_l). A vantagem é que resposta mais ampla em baixas freqüências pode ser atingida com poucas espiras. Assim, o comprimento da linha de transmissão fica menor, alcançando maiores freqüências, resultando em um aumento da faixa de passagem [1].

O circuito equivalente de um transformador convencional real pode ser o apresentado pelo modelo da Figura 2.2. São representadas as indutâncias de dispersão do primário e do secundário (L_{d1} e L_{d2}) em série com as respectivas resistências

dos enrolamentos (R_1 e R_2), e a indutância de magnetização do primário (L_m) em paralelo com a resistência de perda do núcleo (R_p) [32]. Em altas freqüências, leva-se em conta as capacitâncias dos enrolamentos do primário e secundário (C_p e C_s). Em modelos mais elaborados são consideradas ainda as capacitâncias inter-espiras e entre os enrolamentos.

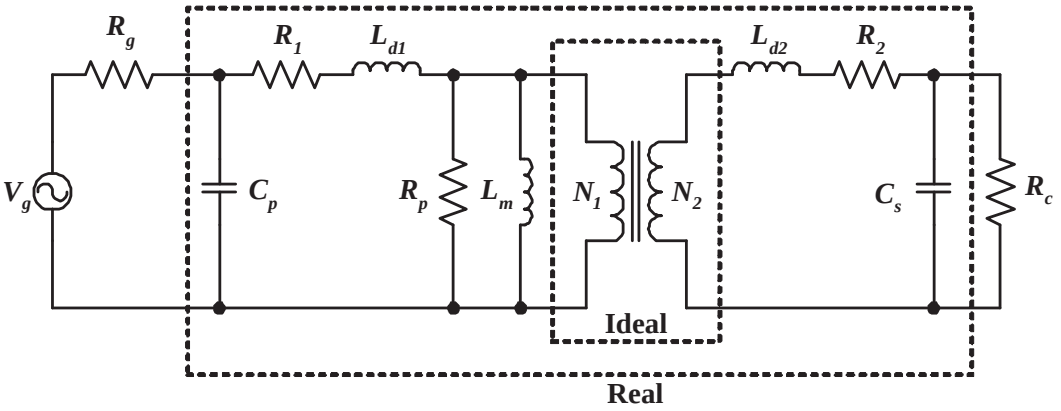


Figura 2.2: *Modelo do transformador convencional real.*

Desprezando as perdas do núcleo e considerando a influência apenas de sua indutância de magnetização, o modelo simplificado do transformador em baixas freqüências pode ser o representado na Figura 2.3 [7], [15]. A indutância série, que inclui os efeitos da dispersão do fluxo magnético e representa redução na transferência de sinais em altas freqüências, não foi levada em conta. A razão é que a resposta do transformador de linha de transmissão compensa seus efeitos. As impedâncias do gerador e da carga são supostas resistivas puras. As equações que regem o circuito foram determinadas pela análise das malhas e assumiram os formatos:

$$V_g = R_g I_1 + jX_m I_1 - jX_m I_2 = (R_g + jX_m)\, I_1 - jX_m I_2 \tag{2.1}$$

$$0 = jX_m I_2 - jX_m I_1 + R_c I_2 = -jX_m I_1 + (R_c + jX_m)\, I_2 \tag{2.2}$$

e na forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g + jX_m & -jX_m \\ -jX_m & R_g + jX_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

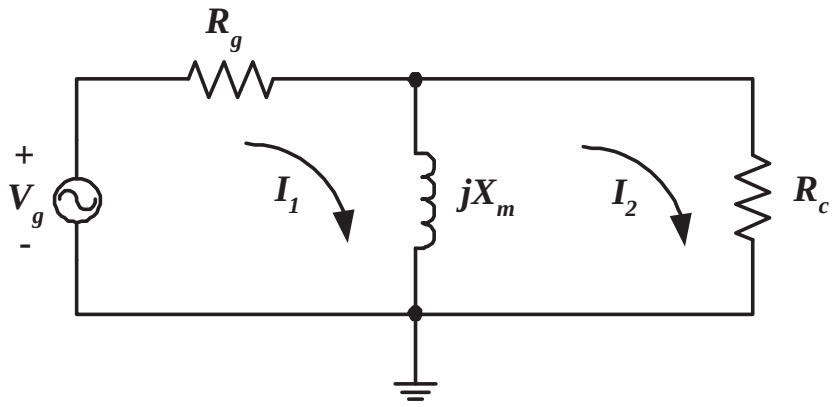


Figura 2.3: *Modelo do transformador convencional.*

Resolvendo (2.3) pelo método de Cramer para determinar I_2 e em seguida encontrar a potência na carga, tem-se

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_g + jX_m & V_g \\ -jX_m & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_g + jX_m & -jX_m \\ -jX_m & R_g + jX_m \end{vmatrix}} = \frac{jV_g X_m}{R_g R_c + jX_m (R_g + R_c)} \tag{2.4}$$

$$P_c = R_c |I_2|^2 = \frac{V_g^2 R_c X_m^2}{R_g^2 R_c^2 + X_m^2 (R_g + R_c)^2} \tag{2.5}$$

A máxima potência disponível pelo gerador é obtida supondo que esteja alimentando diretamente uma impedância igual ao conjugado de sua impedância interna, no caso $R_g = R_c$. Obtém-se:

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{4R_g} \tag{2.6}$$

Dividindo (2.6) por (2.5) encontra-se

$$\frac{P_g}{P_c} = \frac{R_g^2 R_c^2 + X_m^2 (R_g + R_c)^2}{4R_g R_c X_m^2} \tag{2.7}$$

onde P_g é a máxima potência disponível pelo gerador, P_c a potência entregue à carga. A relação entre a potência disponível pelo gerador e a potência na carga será representada por A_{gc}, denominada perda por inserção. Na condição

de máxima transferência de potência, a resposta em baixas freqüências pode ser quantificada por sua perda por inserção (A_{gc}). Obtém-se:

$$A_{gc} = \frac{R_g^2 + 4X_m^2}{4X_m^2} \tag{2.8}$$

onde R_g a impedância do gerador e X_m a reatância de magnetização, determinada por

$$X_m = 2\pi f L_m \tag{2.9}$$

onde f é a freqüência de operação do transformador, L_m é a indutância de magnetização do núcleo. Seu valor é obtido por [15]

$$L_m = 4\pi N_p^2 \mu_r \frac{A_e}{l_e} = N_p^2 A_l \tag{2.10}$$

sendo N_p o número de espiras, μ_r a permeabilidade relativa do núcleo, A_e a área da seção transversal do núcleo em milímetros quadrados (mm^2), l_e o comprimento médio do percurso magnético no núcleo em milímetros (mm) e A_l o fator de indutância do núcleo em nanohenrys por quadrado do número de espiras (nH/esp^2), fornecido pelo fabricante. Este fator pode ser calculado por

$$A_l = 4\pi \mu_r \frac{A_e}{l_e} \tag{2.11}$$

O valor da reatância X_m deve ser relacionado à impedância do gerador R_g para se obter a freqüência de corte inferior do transformador. Fazendo-se (2.8) igual a 2 (valor linear correspondente a 3dB), obtém-se

$$R_g = 2X_m \Rightarrow X_m = \frac{R_g}{2} \tag{2.12}$$

Ou seja, para determinada impedância do gerador, suposta resistiva pura, encontra-se a reatância na qual a transferência de potência será 3dB abaixo da máxima. A Figura 2.4 ilustra esta análise, mostrando a perda por inserção do modelo em baixas freqüências em função da reatância X_m. Foi obtida através da simulação de (2.8) no $MATLAB^{®}$ descrita no Anexo A. Para comparação com

a maneira de apresentação das respostas do programa $ADS^{®}$ e das medições em laboratório utilizando o equipamento analisador vetorial de circuitos, no gráfico está indicada a relação entre a potência de saída e a potência de entrada, em decibels. Essa forma de análise repete-se para as outras respostas da perda por inserção ao longo de estudo.

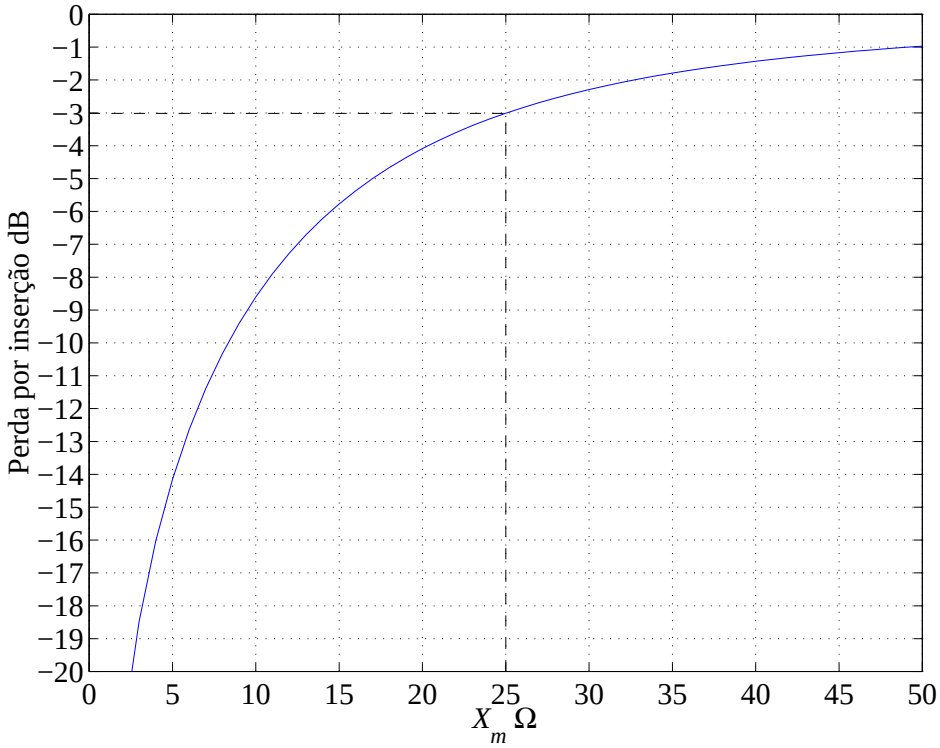


Figura 2.4: *Perda por inserção do modelo em baixas freqüências em função de* X_m.

Encontra-se a freqüência de corte inferior f_i do transformador substituindo (2.9) e (2.10) em (2.12):

$$R_g = 2(2\pi f_i N_p^2 A_l \times 10^{-9}) \tag{2.13}$$

encontrando-se

$$f_i = \frac{R_g 10^9}{4\pi N_p^2 A_l} \tag{2.14}$$

Observa-se que a freqüência de corte inferior reduz de valor à medida que o número de espiras aumenta. Outra forma de analisar esta equação seria calcular

o número de espiras para determinada freqüência de corte inferior:

$$N_p = \sqrt{\frac{R_g 10^9}{4\pi f_i A_l}} \tag{2.15}$$

Para a resposta em baixas freqüências, portanto, deve-se conhecer as características do núcleo de ferrite toroidal utilizado, como a permeabilidade, fator de indutância e a freqüência na qual os parâmetros foram especificados. Com esses dados, é possível calcular, através de (2.15), o número de espiras para a freqüência de corte inferior do transformador especificada.

2.3 Transformador de linha de transmissão

O acoplamento elétrico ou acoplamento capacitivo entre os condutores do primário e secundário do transformador, na forma de linha de transmissão, facilita a transferência de energia em altas freqüências. No transformador convencional, a resposta em altas freqüências é limitada pelas perdas do núcleo e por efeitos reativos parasitas, que podem ser compensados pela linha de transmissão bifilar torcida. O fator de acoplamento entre o primário e o secundário é próximo da unidade, correspondendo a um acoplamento cerrado. A Figura 2.5 mostra o modelo em altas freqüências do transformador de linha de transmissão *unun* de 1:4 [1]. Devido ao comprimento da linha de transmissão ser pequeno, o modelo foi considerado sem perdas [1]. As impedâncias do gerador e da carga são supostas resistivas puras. As equações que regem o circuito foram determinadas pela análise das malhas, obtendo-se

$$V_g = (I_1 + I_2)R_g + V_1 \tag{2.16}$$

$$V_g = (I_1 + I_2)R_g - V_2 + I_2 R_c \tag{2.17}$$

As equações da linha de transmissão que relacionam tensão e corrente são

$$V_1 = V_2 \cos(\beta l) + j I_2 Z_o \sin(\beta l) \tag{2.18}$$

$$I_1 = I_2 \cos(\beta l) + j \frac{V_2 \sin(\beta l)}{Z_o} \tag{2.19}$$

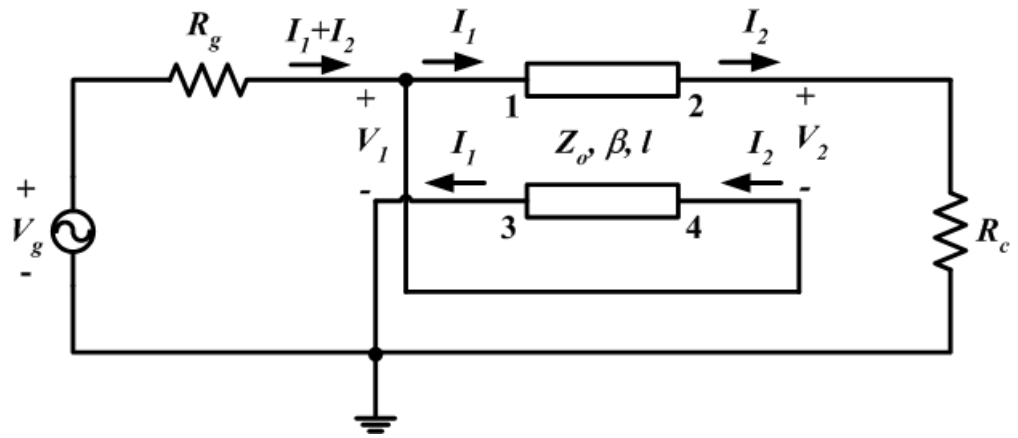


Figura 2.5: *Modelo do transformador de linha de transmissão unun de 1:4.*

Substituindo (2.18) em (2.16)

$$V_g = I_1 R_g + I_2[R_g + jZ_o \sin(\beta l)] + V_2 \cos(\beta l) \tag{2.20}$$

Reescrevendo (2.17) e (2.19)

$$V_g = I_1 R_g + I_2 R_g - V_2 + I_2 R_c = I_1 R_g + I_2(R_g + R_c) - V_2 \tag{2.21}$$

$$0 = -I_1 + I_2 \cos(\beta l) + j\frac{V_2 \sin(\beta l)}{Z_o} \tag{2.22}$$

Na forma matricial (2.20), (2.21) e (2.22) ficam organizadas como:

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_g \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & R_g + jZ_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \\ R_g & R_g + R_c & -1 \\ -1 & \cos(\beta l) & j\dfrac{\sin(\beta l)}{Z_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_2 \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

$$\left[\ A\ \right] = \left[\ B\ \right]\left[\ C\ \right] \tag{2.24}$$

A corrente I_2 pode ser determinada em (2.23) e obtém-se:

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_g & V_g & \cos(\beta l) \\ R_g & V_g & -1 \\ -1 & 0 & j\dfrac{\sin(\beta l)}{Z_o} \end{vmatrix}}{\det[B]} = \frac{V_g[(1 + \cos(\beta l)]}{\det[B]} \tag{2.25}$$

em que $\det[B]$ é o determinante do sistema:

$$\begin{aligned}\det[B] &= \begin{vmatrix} R_g & R_g + jZ_o\sin(\beta l) & \cos(\beta l) \\ R_g & R_g + R_c & -1 \\ -1 & \cos(\beta l) & j\dfrac{\sin(\beta l)}{Z_o} \end{vmatrix} \\ &= 2R_g[1+\cos(\beta l)] + j\frac{(R_gR_c + Z_o^2)\sin(\beta l)}{Z_o} + R_c\cos(\beta l) \end{aligned} \tag{2.26}$$

Substituindo (2.26) em (2.25), acha-se a corrente I_2 e logo a potência na carga:

$$I_2 = \frac{V_g([1+\cos(\beta l)]}{2R_g[1+\cos(\beta l)] + R_c\cos(\beta l) + j\dfrac{(R_gR_c + Z_o^2)\sin(\beta l)}{Z_o}} \tag{2.27}$$

$$P_c = R_c\,|I_2|^2 = \frac{V_g^2 R_c[1+\cos(\beta l)]^2}{\{2R_g[1+\cos(\beta l)] + R_c\cos(\beta l)\}^2 + \dfrac{(R_gR_c + Z_o^2)^2\sin^2(\beta l)}{Z_o^2}} \tag{2.28}$$

Dividindo a potência disponível do gerador pela potência na carga, chega-se à resposta do modelo em altas freqüências relacionada à perda por inserção

$$A_{gc} = \frac{P_g}{P_c} = \frac{\{2R_g[1+\cos(\beta l)] + R_c\cos(\beta l)\}^2 + \dfrac{(R_gR_c + Z_o^2)^2\sin^2(\beta l)}{Z_o^2}}{4R_gR_c[1+\cos(\beta l)]^2} \tag{2.29}$$

onde R_g é a impedância do gerador, R_c a impedância da carga, Z_o a impedância característica da linha de transmissão, β o fator de fase e l o comprimento da linha de transmissão. Observa-se em (2.29) a importância de se utilizar o valor ótimo de Z_o para uma resposta mais ampla em altas freqüências. Derivando (2.28) em relação a Z_o e igualando a zero, tem-se a impedância característica ótima para uma potência de saída máxima, ou seja,

$$\frac{V_g^2 R_c[1+\cos(\beta l)]^2(2Z_o - 2Z_o^{-3}R_g^2R_c^2)[-\sin^2(\beta l)]}{\left\{\{2R_g[1+\cos(\beta l)] + R_c\cos(\beta l)\}^2 + (R_g^2R_c^2 + 2R_gR_cZ_o^2 + Z_o^4)Z_o^{-2}\sin^2(\beta l)\right\}^2} = 0 \tag{2.30}$$

Resolvendo, chega-se a:

$$Z_{oot} = \sqrt{R_gR_c} \tag{2.31}$$

que conduz a uma potência de carga

$$P_c = \frac{V_g^2 R_c[1+\cos(\beta l)]^2}{4R_g^2[1+\cos(\beta l)]^2 + 4R_g R_c[1+\cos(\beta l)] + R_c^2\cos^2(\beta l)} \tag{2.32}$$

A impedância da carga para a máxima transferência de potência da entrada para a saída é encontrada derivando-se (2.32) em relação a R_c e igulando a zero. Na seqüência das operações, obtém-se:

$$\frac{U - W}{\left\{4R_g^2[1+\cos(\beta l)]^2 + 4R_g R_c[1+\cos(\beta l)] + R_c^2\cos^2(\beta l)\right\}^2} = 0 \tag{2.33}$$

onde

$$U = V_g^2[1+\cos(\beta l)]^2\left\{4R_g^2[1+\cos(\beta l)]^2 + 4R_g R_c[1+\cos(\beta l)] + R_c^2\cos^2(\beta l)\right\}$$
$$W = V_g^2 R_c[1+\cos(\beta l)]^2\left\{4R_g[1+\cos(\beta l)] + 2R_c\cos^2(\beta l)\right\}$$

$$R_c = \frac{2R_g[1+\cos(\beta l)]}{\cos(\beta l)} \tag{2.34}$$

Considerando um comprimento elétrico tal que $\beta l = 2p\pi$ com $p = 0, 1, 2, \ldots$, obtém-se o valor da impedância da carga para o casamento de impedâncias, ou a relação entre a potência disponível pelo gerador e a potência na carga igual à unidade, dada pela seguinte relação de transformação

$$R_c = 4R_g \tag{2.35}$$

É necessária uma relação de transformação de 1 para 4 entre as impedâncias do gerador e da carga. Com este resultado, pode-se estabelecer uma relação entre a impedância característica da linha e as impedâncias do gerador e da carga

$$Z_o = 2R_g = \frac{R_c}{2} \tag{2.36}$$

Procedendo à análise da influência do comprimento elétrico da linha na resposta em freqüência, substitui-se (2.35) em (2.32) e encontra-se a potência na

carga sob a condição de casamento de impedância ($R_c = 4R_g$):

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{V_g^2 4R_g[1+\cos(\beta l)]^2}{4R_g^2[1+\cos(\beta l)]^2 + 4R_g 4R_g[1+\cos(\beta l)] + 16R_g^2\cos^2(\beta l)} \\ &= \frac{4V_g^2 R_g[1+\cos(\beta l)]^2}{4R_g^2[5+6\cos(\beta l)+5\cos^2(\beta l)]} \end{aligned} \tag{2.37}$$

Dividindo a potência disponível do gerador (2.6) pela potência na carga (2.37), acha-se a perda por inserção:

$$A_{gc} = \frac{[5+6\cos(\beta l)+5\cos^2(\beta l)]}{4[1+\cos(\beta l)]^2} \tag{2.38}$$

A expressão (2.38) mostra que a resposta da perda por inserção do modelo em altas freqüências é dependente apenas do comprimento elétrico da linha. Sabe-se que $\beta = \dfrac{2\pi}{\lambda}$ e $l = k\lambda$, sendo λ o comprimento de onda, o fator k o número de onda e considerando-o igual a $0, \ldots, \dfrac{1}{4}, \dfrac{1}{2}, \dfrac{3}{4}, \ldots$, encontra-se

$$\cos(\beta l) = \cos(2\pi k) \tag{2.39}$$

De (2.38) conclui-se que a transferência de potência é nula se o comprimento da linha for igual a $\dfrac{\lambda}{2}$, e estará 1dB abaixo da transferência máxima se for igual a $\dfrac{\lambda}{4}$. Assim, quanto menor o comprimento da linha, mais ampla será a resposta em altas freqüências. A Figura 2.6 ilustra estas análises e foi obtida através da simulação de (2.38) descrita no Anexo B, mostrando a resposta da perda por inserção em função do fator k. Para uma perda por inserção de 3dB, ou seja, ponto que define a freqüência de corte superior do transformador, a linha possui comprimento igual a aproximadamente $0{,}3\lambda$. Esta relação pode ser comprovada fazendo-se (2.38) igual 2 e coincide com resultados de outros trabalhos [7].

Seguindo esta proposição, têm-se as relações:

$$\frac{0,25[5+6\cos(\beta l)+5\cos(\beta l)]}{[1+\cos(\beta l)]^2} = 2 \tag{2.40}$$

$$0,75\cos^2(\beta l) + 2,5\cos(\beta l) + 0,75 = 0 \tag{2.41}$$

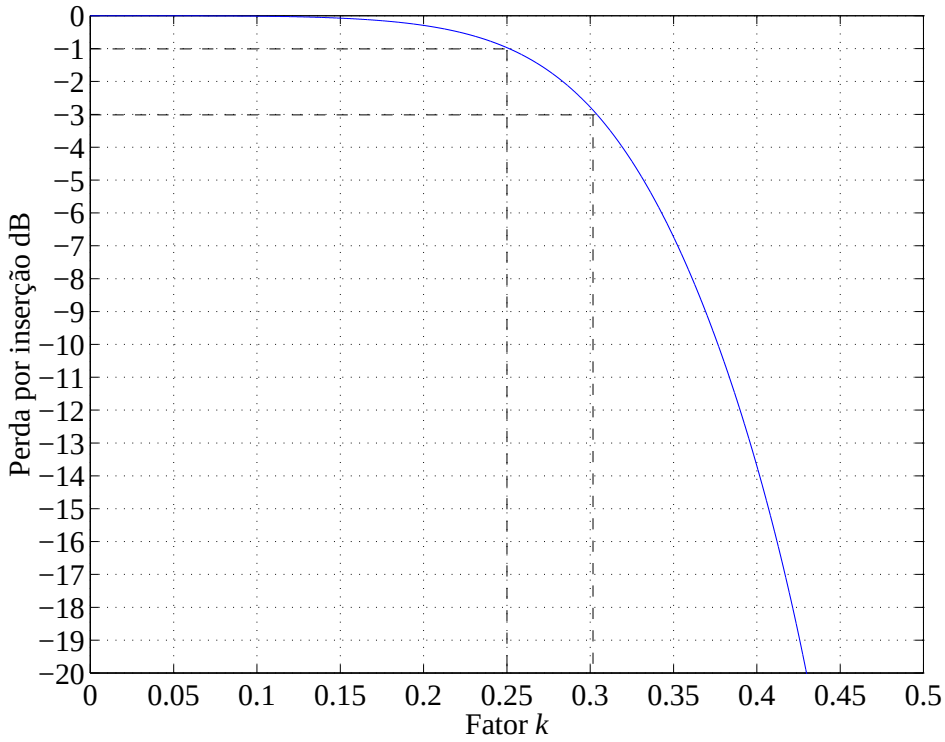


Figura 2.6: *Perda por inserção em função do fator k.*

Resolvendo e tomando para $\cos(\beta l)$ o módulo menor que a unidade, vem

$$\cos(\beta l) = \frac{-2,5 + \sqrt{4}}{2 \times 0,75} = -0,333 \tag{2.42}$$

Substituindo $\cos(\beta l)$ em (2.39)

$$2\pi k = \arccos(-0,333) = 1,91 \tag{2.43}$$

encontrando $k \cong 0,304 \cong 0,3$, verificado pela Figura 2.6.

O uso da linha de transmissão torcida permite aproximar sua impedância característica do valor ótimo necessário à faixa de passagem desejada. Este fato ficou evidenciado na análise anterior. Este objetivo é possível variando o número de torções por unidade de comprimento. Com o aumento do número de torções, a impedância diminui [7], [15], [33], sendo este efeito investigado em laboratório e apresentado neste trabalho na Seção 5.2.

Analisou-se o comportamento da perda por inserção para o valor ótimo da

impedância característica Z_{oot} e para valores maiores ou menores. Adotaram-se valores não-otimizados da impedância característica de $2Z_{oot}$ e $0,5Z_{oot}$, $3Z_{oot}$ e $0,33Z_{oot}$, $4Z_{oot}$ e $0,25Z_{oot}$, $5Z_{oot}$ e $0,2Z_{oot}$, etc.. A Figura 2.7 foi obtida através da simulação de (2.29) descrita no Anexo C. Com estes valores em função do fator k, a Tabela 2.1 resume alguns resultados. As conclusões coincidem com outros trabalhos [5]. Observa-se que para impedância característica não-otimizada, a perda por inserção aumenta, diminuindo a largura de faixa do dispositivo. Justifica-se assim o uso da linha de transmissão torcida para se aproximar do valor ótimo.

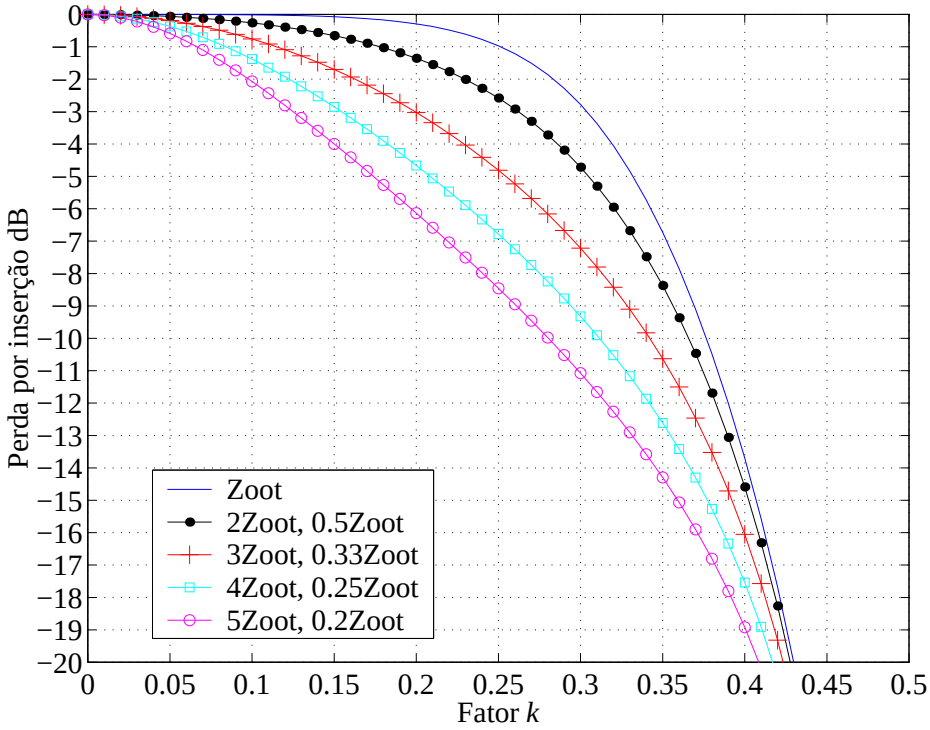


Figura 2.7: *Perda por inserção em função do fator k para variações no valor ótimo de Z_o.*

É possível calcular o comprimento da linha de transmissão para determinada perda por inserção na freqüência de corte superior, para valores ótimos ou não da impedância característica, por

$$l = k\lambda = k\frac{v_p}{f_s} \tag{2.44}$$

onde λ o comprimento de onda, v_p a velocidade de propagação da onda, f_s a freqüência de corte superior do transformador, l comprimento da linha de trans-

Tabela 2.1: *Alguns valores da perda por inserção em função do fator k para variações no valor ótimo de Z_o.*

A_{gc} dB	Z_{oot}				
	1	2 , 0,5	3 , 0,33	4 , 0,25	5 , 0,2
k					
0	0	0	0	0	0
0,05	-0,0007	-0,0615	-0,1901	-0,3677	-0,5867
0,1	-0,0121	-0,2619	-0,7572	-1,3797	-2,0706
0,15	-0,0726	-0,6554	-1,6979	-2,8546	-4,0006
0,2	-0,2925	-1,3564	-3,0278	-4,6619	-6,1386
0,25	-0,9691	-2,5828	-4,8112	-6,7812	-8,4572
0,3	-2,7812	-4,7171	-7,2141	-9,3234	-11,0752
0,35	-6,7294	-8,3732	-10,6284	-12,6128	-14,2968
0,4	-13,6978	-14,5876	-16,0498	-17,5382	-18,9204
0,45	-26,0018	-26,2397	-26,7130	-27,3112	-27,9788
0,5	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$

missão, k o valor encontrado na Figura 2.7 para o cálculo do comprimento da linha. Desejando-se uma perda por inserção para determinada impedância característica, acha-se o valor de k correspondente na Figura 2.7. Substituem-se os valores de k, da freqüência de corte superior f_s desejada e de v_p em (2.44), determinando-se o comprimento da linha que atenda a especificação do projeto.

Como foco principal do estudo, foi abordado o modelo do dispositivo na condição transformador de circuito desbalanceado para desbalanceado de 1:4 (*unun*). Fazendo uma modificação na conexão do circuito elétrico, o dispositivo pode transformar redes balanceadas para desabalanceadas (*balun*) com relação de transformação de 1:4. O esquema elétrico e o modelo em altas freqüências do transformador de linha de transmissão *balun* de 1:4 estão ilustrados nas Figuras 2.8 e 2.9.

Fazendo a análise de malhas para o equacionamento do circuito, encontram-se (2.16) e (2.17). Portanto, as mesmas condições que satisfazem o modelo do transformador *unun* são válidas para o *balun*, possuindo a mesma relação de transformação de impedâncias de 1 para 4 e as mesmas respostas em baixas e em altas freqüências [15].

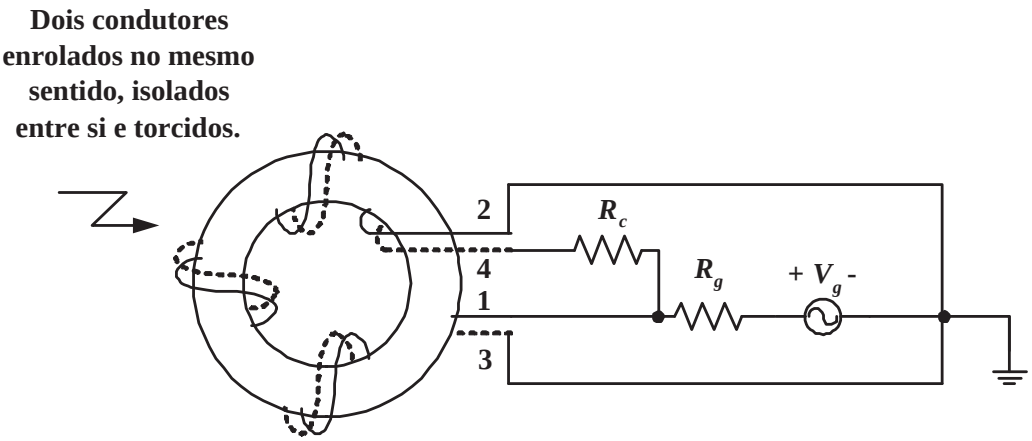


Figura 2.8: *Esquema elétrico do transformador balun de 1:4.*

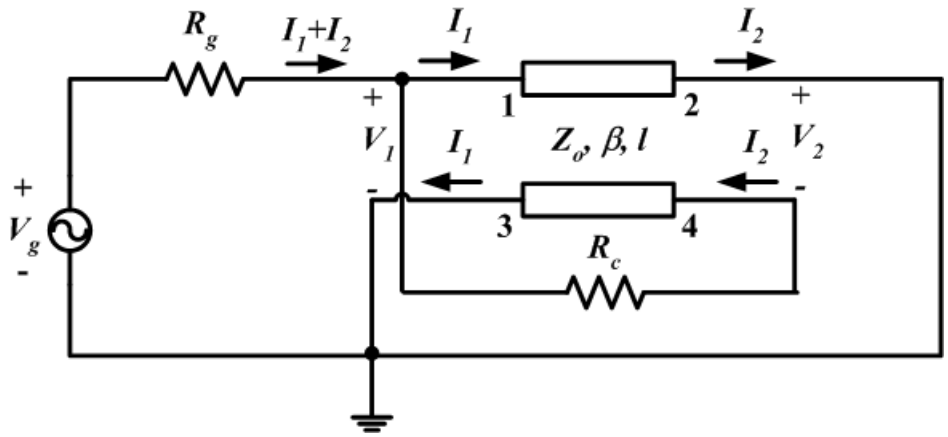


Figura 2.9: *Modelo do transformador de linha de transmissão balun de 1:4.*

Capítulo 3

Procedimentos para projeto e simulações

3.1 Introdução

Neste capítulo, será apresentada a técnica de projeto proposta para o transformador de impedâncias de faixa larga *unun* de 1:4 e as simulações das respostas analítica e numérica do modelo. Será feito um exemplo com o objetivo de avalizar o desenvolvimento do modelo teórico e a técnica de projeto. Em seguida, compara-se a resposta analítica utilizando o programa computacional $MATLAB$® e a resposta numérica obtida com o simulador de circuitos em radiofreqüência e microondas ADS®.

3.2 Técnica de projeto

Para a resposta em baixas freqüências, deve-se conhecer as características do núcleo de ferrite utilizado, como o fator de indutância A_l e a freqüência na qual os parâmetros foram especificados. Com esses dados, é possível determinar os parâmetros relativos à resposta em baixas freqüências. Com essas informações e a impedância interna do gerador (R_g), estabelece-se a freqüência de corte inferior do transformador (f_i) e em (2.15) reproduzida a seguir para facilitar o acompanhamento, obtém-se o número de espiras (N_p) necessárias:

$$N_p = \sqrt{\frac{R_g 10^9}{4\pi f_i A_l}} \tag{3.1}$$

Para a resposta em altas freqüências, deve-se conhecer as características da linha de transmissão, como a sua impedância característica Z_o, a velocidade de propagação v_p e o fator de fase β, na freqüência de operação. Com os valores da impedância do gerador (R_g) e da impedância de carga (R_c), chega-se ao valor teórico ótimo da impedância característica (Z_{oot}) através de (2.31) reproduzida a seguir para facilitar o acompanhamento:

$$Z_{oot} = \sqrt{R_g R_c} \tag{3.2}$$

Estabelece-se determinada freqüência superior f_s e com os parâmetros determinados da linha, obtém-se o valor verdadeiro da impedância característica Z_o, da velocidade de propagação v_p e do fator de fase β. Usando o valor real de Z_o, verifica-se a diferença em relação a Z_{oot} e propõe-se determinada perda por inserção para f_s. Através da Figura 2.7 encontra-se o valor de k para Z_o e a perda por inserção. Conhecendo-se k, v_p e f_s, calcula-se, através de (2.44) reproduzida a seguir para facilitar o acompanhamento, o comprimento da linha l necessário para atender as especificações anteriores:

$$l = k\lambda = k\frac{v_p}{f_s} \tag{3.3}$$

3.3 Simulações

Foi feita a simulação da resposta do modelo por métodos analítico e numérico. Foi considerado o dispositivo operando em freqüências desde a faixa de HF até o limite superior da faixa de VHF, com freqüências de corte em 3MHz a 300MHz e impedâncias da fonte e da carga iguais a 50Ω e 200Ω.

Para resposta em baixas freqüências, o núcleo com $A_l = 4,2\text{nH/esp}^2$, calculou-se o número de espiras através de (2.15), encontrou-se $N_p \cong 17,77$. Em altas freqüências, através de (2.31), encontrou-se $Z_{oot} = 100\Omega$. Para $f_{s_{-3dB}}$ =300MHz,

a linha possui $Z_o = Z_{oot}$, $v_p = 1,8 \times 10^8$m/s e $\beta = \dfrac{2\pi}{\lambda} = \dfrac{2\pi f_s}{v_p} \cong 10,472$rad/m. Pela Figura 2.7, na curva Z_{oot} para perda por inserção de 3dB, obteve-se $k \cong 0,304$. Em (2.44) com os valores de k, v_p e f_s, encontrou-se $l \cong$0,182m.

Este conjunto de valores serão substituídos nas equações dos modelos em baixas e em altas freqüências, obtendo-se a resposta analítica. Substituindo no simulador de circuitos, encontra-se a resposta numérica. Na prática, é importante observar as dimensões do núcleo e da linha utilizados, ou seja, se com o l calculado consegue-se obter o N_p desejado. Portanto, deve haver um compromisso entre esses dois parâmetros.

3.3.1 Análise da resposta analítica

Para simular a resposta analítica utilizou-se o programa $MATLAB$® [2]. Foram combinadas as respostas da perda por inserção em função da freqüência dos modelos em baixas e em altas freqüências. As simulações das equações (2.8) e (2.29) são descritas no Anexo D, respectivamente, reproduzidas a seguir para facilitar o acompanhamento:

$$A_{gc} = \frac{R_g^2 + 4X_m^2}{4X_m^2} \tag{3.4}$$

$$A_{gc} = \frac{\{2R_g[1 + \cos(\beta l)] + R_c \cos(\beta l)\}^2 + \dfrac{(R_g R_c + Z_o^2)^2 \sin^2(\beta l)}{Z_o^2}}{4R_g R_c[1 + \cos(\beta l)]^2} \tag{3.5}$$

Substituindo os valores do exemplo de projeto nas equações anteriores, obteve-se a resposta analítica mostrada na Figura 3.1. Os valores da perda por inserção para as freqüências de 3MHz e 300MHZ foram de -3,010dB e -3,005dB, respectivamente.

3.3.2 Análise da resposta numérica

A simulação da resposta numérica foi feita com o programa ADS® (*Advanced Design System*) da *Agilent Technologies Co.* [3]. Esse programa simula circuitos e dispositivos na área de radiofreqüência e microondas próximos dos seus

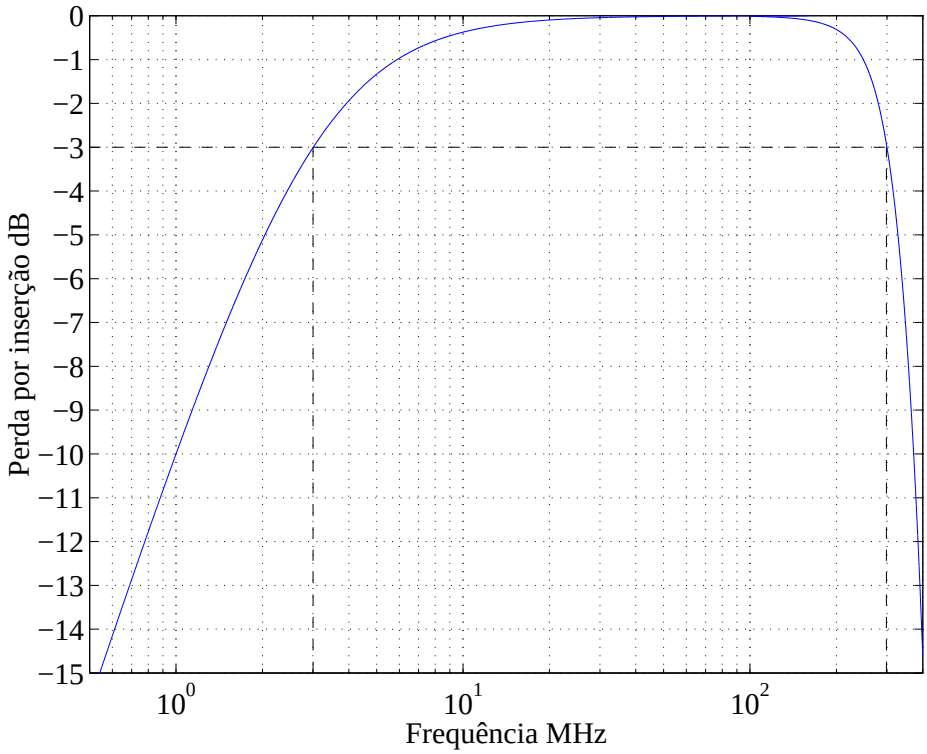


Figura 3.1: *Resposta analítica obtida com o programa MATLAB®.*

funcionamentos reais. Para o dispositivo proposto, o programa possui em sua fonte o componente com seu modelo interno próprio. O dispositivo denominado $XFERRUTH$ é ilustrado pela Figura 3.2, que mostra os parâmetros que devem ser ajustados, sendo N o número de espiras, AL o fator de indutância, Z a impedância característica da linha, E o seu comprimento elétrico e F a freqüência de referência para o cálculo do comprimento. Para efetuar a simulação do componente do dispositivo com as respostas em função dos parâmetros S, associa-se o simluador de parâmetros S_Param, ajustando-se a freqüencia inicial ($Start$) e a final ($Stop$) de varredura, e o passo ($Step$) entre elas. As impedâncias da fonte e da carga são representadas por uma terminação específica denominada $Term$, ajustando o valor da impedância Z. A Figura 3.3 ilustra o circuito usado. Ajustaram-se os parâmetros com os valores do projeto proposto, sendo $N \cong 17,77$, $AL = 4,2\text{nH/esp}^2$, $Z = 100\Omega$, $E = \beta l \cong 1,905\text{rad} \cong 109,15°$ e $F = 300\text{MHz}$, as terminações de fonte $Z = 50\Omega$ e de carga 200Ω, e as freqüências $Start$ =0Hz, $Stop = 350\text{MHz}$ e $Step = 1\text{kHz}$. Simulou-se o circuito e analisou-se a resposta da perda por inserção em função da freqüencia através do parâmetro

S_{21}, ilustrada pela Figura 3.4. As perdas por inserção para as freqüências de 3MHz e 300MHZ foram de -3,010dB e -3,020dB, respectivamente.

Comparando as respostas analítica e numérica, observa-se grande concordância entre os valores. As técnicas de medições e os resultados experimentais são apresentadas nas Seções 4.3 e 5.3, concluindo a validade das proposições.

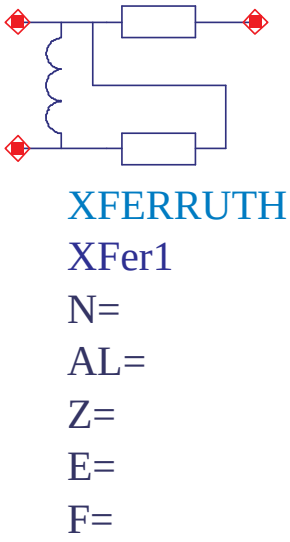


Figura 3.2: *Componente do dispositivo no ADS®.*

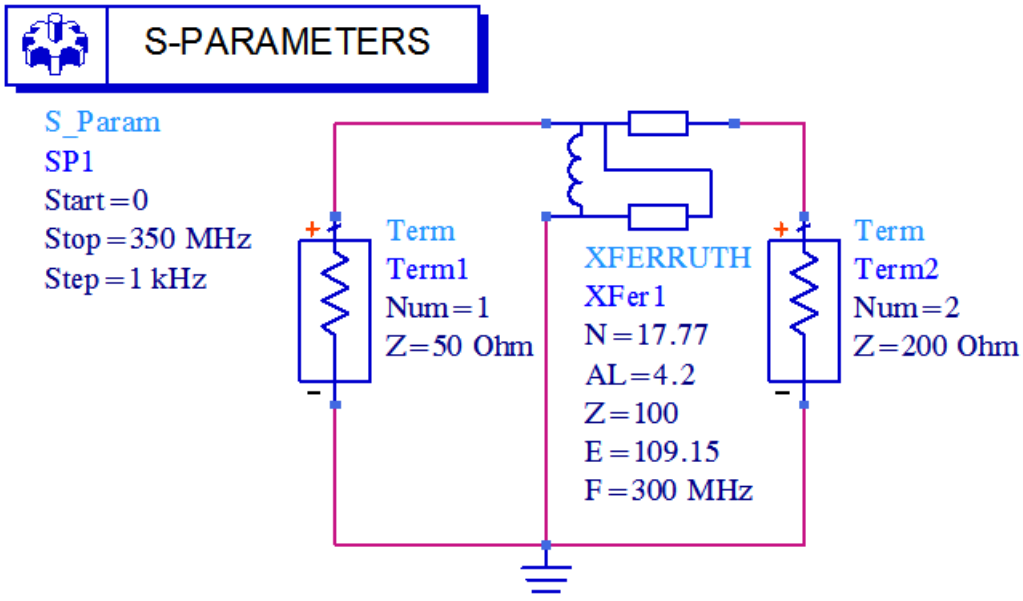


Figura 3.3: *Circuito usado para simulação no ADS®.*

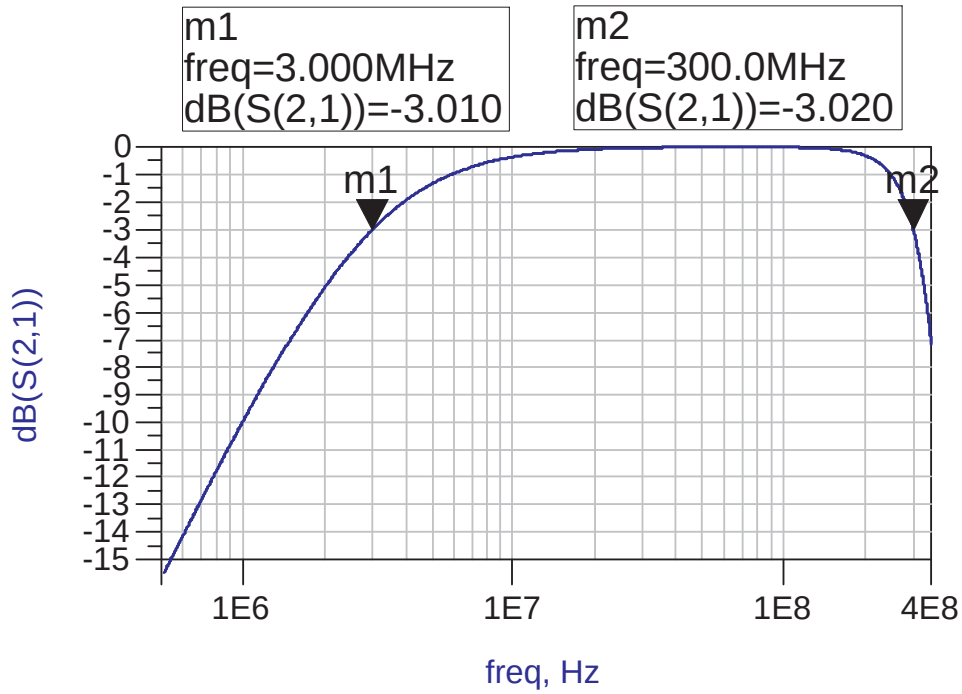


Figura 3.4: *Resposta numérica obtida com o programa ADS®.*

Capítulo 4

Procedimentos de medições

4.1 Introdução

Neste capítulo são abordados os procedimentos de medições para obtenção das respostas experimentais dos dipositivos analisados. As técnicas foram validadas por ensaios em laboratório. Foram realizadas diversas medidas, comparando-se valores, possibilitando a obtenção de resultados aceitáveis. Foi possível propôr técnicas para medir tais dispositivos e o objetivo deste capítulo é informar sobre os procedimentos e as soluções encontradas.

4.2 Descrição do analisador de circuitos

O principal equipamento utilizado para as medições foi um analisador de redes vetorial de RF, modelo *Advantest R3765CG*, mostrado na Figura 4.1. O equipamento possui dois terminais de teste com conectores N fêmea e impedâncias de 50Ω desbalanceadas. Para a calibração do equipamento, são utilizados os conectores-padrão em aberto, em curto-circuito e carga 50Ω do tipo N macho, modelos *8810B1*, *8807C* e *2510B6*, respectivamente, ou N fêmea modelos *8809B1*, *8806C* e *2510A6*, da *Maury Microwave Corporation*. Esses componentes são mostrados nas Figuras 4.2 e 4.3.

O equipamento efetua as medições através dos parâmetros da matriz de espalhamento, aplicando um sinal com varredura na faixa de freqüências desejada.

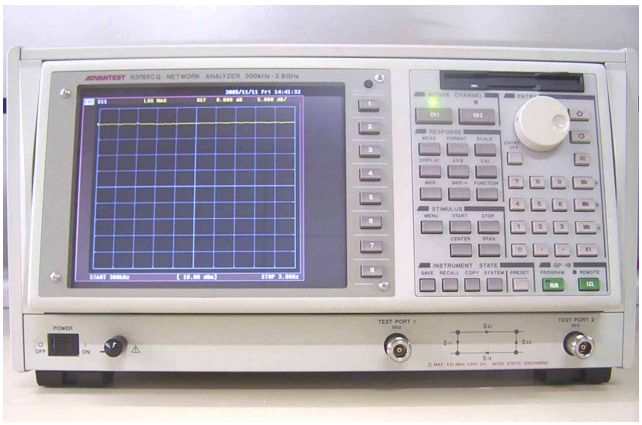


Figura 4.1: *Vista frontal do analisador vetorial de circuitos usado para as medições.*

Figura 4.2: *Concetores-padrão N macho para calibração do analisador de circuitos*

Figura 4.3: *Concetores-padrão N fêmea para calibração do analisador de circuitos.*

O nível de referência padronizado do equipamento é de 10dBm. Analisam-se as características de transmissão (faixa de passagem, perda por inserção, fase, etc.) e reflexão (coeficiente de reflexão, perda por retorno, coeficiente de onda estacionária, impedância, etc.). A análise também pode ser feita apenas em uma freqüência com o sinal de varredura desligado e sintonia no valor de interesse.

Efetua-se a calibração do equipamento na faixa de freqüências desejada, mi-

nimizando o erro da medição. Desejando-se uma medida fora de uma faixa já calibrada, é necessário refazer os ajustes para atender aquele ponto de interesse. A calibração pode ser feita em um dos terminais de teste ou em ambos. No primeiro caso, é feita através dos conectores-padrão, ajustando-se as freqüências inicial e final de varredura, analisando apenas o parâmetro S_{11} ou S_{22}, dependendo do terminal de teste que será usado. No segundo caso, é necessário, além dos conectores-padrão, um cabo padronizado de passagem (*through-cable*) e podem ser analisados os parâmetros S_{11}, S_{12}, S_{21} e S_{22}. Quando for necessária a utilização de um cabo para conectar o equipamento ao dispositivo, é possível diminuir o seu efeito na medida, calibrando o equipamento em conjunto com o cabo.

Os parâmetros S podem ser medidos em vários formatos. São descritas as principais apresentações do equipamento. Nos formatos *Real* e *Imag*, medem-se a parte real e a parte imaginária do coeficiente de reflexão/transmissão. Em *LinMag* e *Phase*, apresentam-se o módulo e o argumento do coeficiente de reflexão/transmissão separadamente. Na forma *Polar* mede-se o coeficiente de reflexão/transmissão, apresentando módulo e argumento em conjunto. O módulo do coeficiente de onda estacionária pode ser medido em *SWR*, e em *LogMag* a perda por retorno/inserção. Na opção *Smith* mede-se a impedância complexa, destacando-se suas partes real e imaginária na carta de Smith. Explicita o correspondente elemento reativo na freqüência de teste.

4.2.1 Parâmetros *S*

Os parâmetros S podem ser definidos a partir das grandezas da Figura 4.4, uma rede genérica de duas portas e quatro terminais [34]-[36]. Os sinais incidentes nos acessos são identificados por a_i e os que saem desses acessos são b_i, com $i = 1, 2$.

Para uma estrutura linear ou linear por partes, as equações que regem o modelo são,

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{4.1}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{4.2}$$

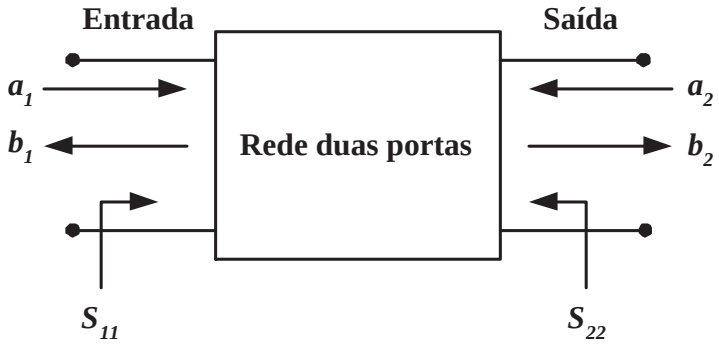


Figura 4.4: *Rede genérica de duas portas.*

Na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$[b] = [S]\,[a] \tag{4.4}$$

onde os parâmetros têm os seguintes significados:

$S_{11} = \left.\dfrac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$ ≡ coeficiente de reflexão na entrada com a saída casada.

$S_{12} = \left.\dfrac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$ ≡ coeficiente de transmissão reverso com a entrada casada.

$S_{21} = \left.\dfrac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}$ ≡ coeficiente de transmissão direto com a saída casada.

$S_{22} = \left.\dfrac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}$ ≡ coeficiente de reflexão na saída com a entrada casada.

4.3 Montagem da linha de transmissão para as medições

Para as medições relativas à impedância característica da linha de transmissão foi necessária uma uniformidade e precisão das torções nos condutores em todo seu comprimento, visto que esse parâmetro varia com o número de torções por unidade de comprimento. Depois, estabeleceram-se procedimentos que contornassem as dificuldades de medir uma linha balanceada em equipamentos desbalanceados.

Desenvolveu-se uma máquina controlada por um circuito eletrônico, para que os condutores da linha fossem regularmente torcidos em toda sua extensão e pudesse ser feito um controle do número de torções por unidade de comprimento. As Figuras 4.5, 4.6 e 4.7 mostram, respectivamente, uma visão da máquina construída, da montagem do circuito eletrônico e do esquema elétrico do circuito controlador. O circuito controla dois motores de passo fixados a um suporte, em extremidades opostas. Cada ponta dos condutores é fixada em um motor. Através de comando manual, os motores giram na mesma velocidade, em sentidos opostos, torcendo os condutores. Os motores podem girar tanto no sentido horário como no sentido anti-horário.

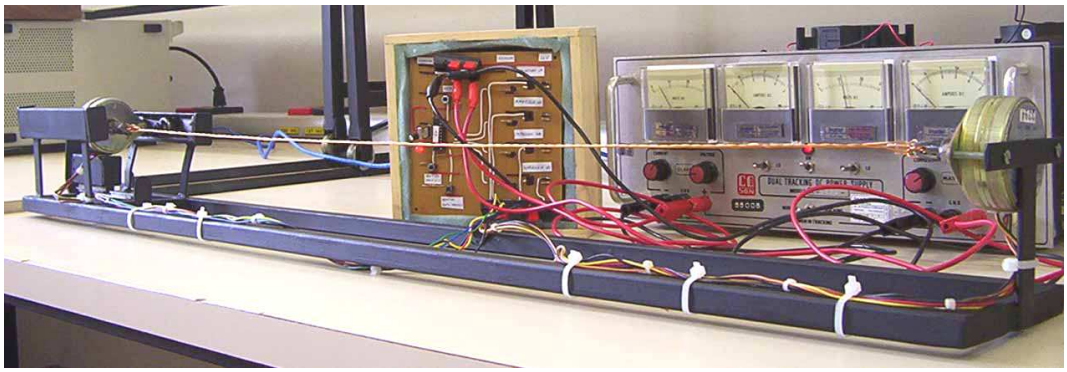


Figura 4.5: *Máquina utilizada para controle das torções dos condutores que possui 1m de comprimento, 13cm de largura e 11cm de altura.*

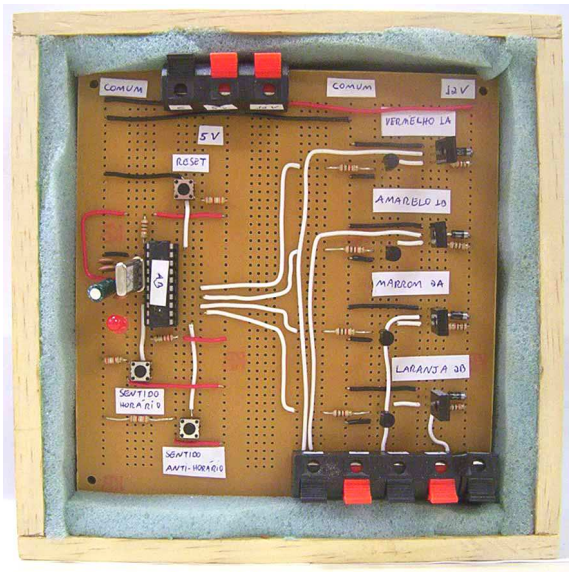


Figura 4.6: *Circuito eletrônico controlador.*

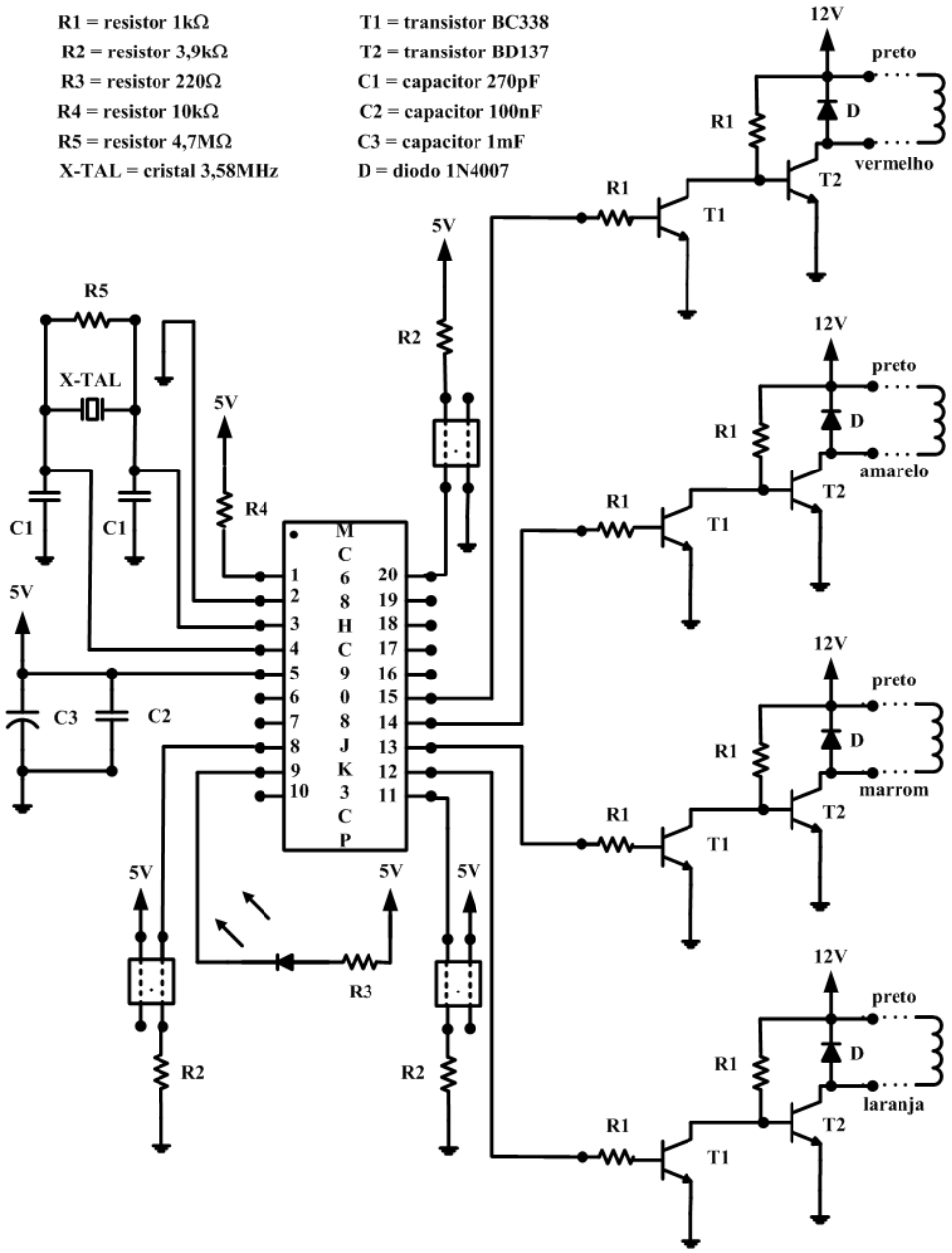
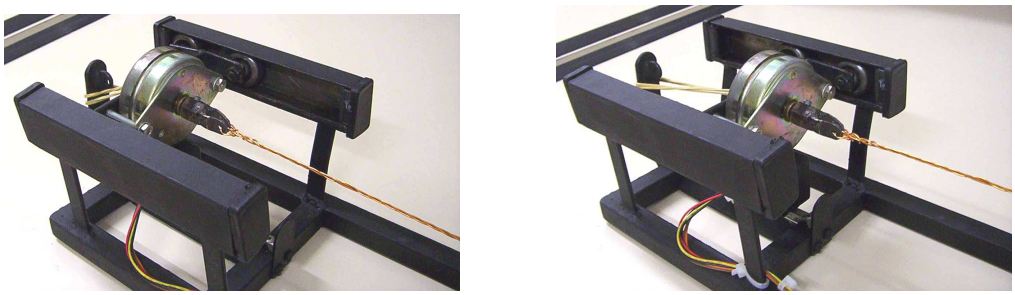


Figura 4.7: *Esquema elétrico do circuito eletrônico controlador.*

O motor em uma das extremidades do suporte é móvel e mantido sob tensão para garantir que a linha fique uniforme e em posição horizontal. À medida que os condutores são torcidos, o comprimento da linha vai diminuindo, deslocando a parte móvel, evitando o seu rompimento. A Figura 4.8 mostra a parte móvel em suas posições inicial e deslocada. Quando o número de torções por unidade de comprimento atinge o valor desejado, desligam-se os motores e faz-se a contagem das torções (Figura 4.9).



(a) (b)

Figura 4.8: *Parte móvel da máquina: a) Posição inicial, b) Posição deslocada.*

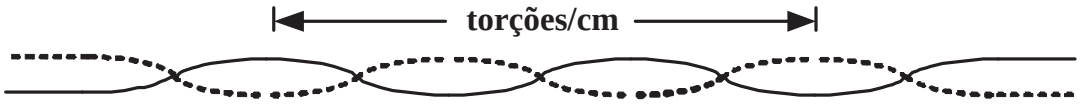


Figura 4.9: *Contagem das torções para 2 condutores. Na figura, 4 torções/cm.*

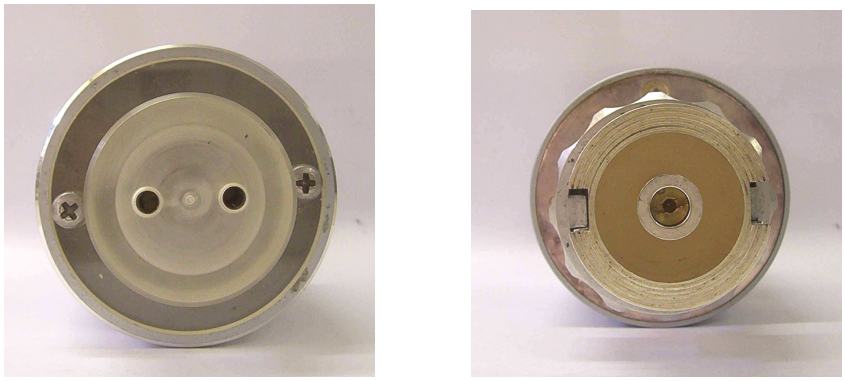
4.3.1 Medida da impedância característica

A maioria dos equipamentos de medição possui terminais desbalanceados e a linha de transmissão utilizada é balanceada. Foi necessário contornar este obstáculo para efetuar a medida da impedância característica e determinar seus parâmetros. Utilizou-se um *balun* e foram testados alguns tipos, como o *balun* de três fios com relação de transformação de 1:1, e o *balun* de dois fios também de 1:1. Foi necessário estabelecer condições para que influenciassem muito pouco nas medidas.

Optou-se pelos dispositivos *Rohde & Schwarz Impedanzwandler Impedance Transformer*, sendo um para a faixa de 10MHz a 100MHz, *Type BSI . BN 90634/200 . FNr. EF 454/89/200* e outro especificado para 100MHz a 420MHz, *Type BSI . BN 90635/200 . FNr. 208983/4*. Ambos têm terminais de 50Ω desbalanceado com conector *0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix* e 200Ω balanceado com conector *0110.1475.00 plug*. Foi necessário utilizar um adaptador *Rohde & Schwarz FH 431.6079* com conectores *0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix*/BNC macho e um BNC fêmea/N macho. As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram os dispositivos e os conectores.

Mediu-se a impedância complexa de entrada na apresentação *Smith* (com o parâmetro S_{11}) no lado de 50Ω desbalanceado do *balun* e no lado balanceado ter-

Figura 4.10: *Balun 10 a 100MHz, Balun 100 a 420MHz, adaptador 0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix/BNC macho e adaptador BNC fêmea/N macho, respectivamente.*



(a) (b)

Figura 4.11: *Visão dos conectores do balun: a) 200Ω balanceado 0110.1475.00 plug, b) 50Ω desbalanceado 0018.2205.00 screw-in assembly-dezifix.*

minado com 200Ω (relação de transformação de 1 para 4). A faixa de freqüências de avaliação foi de 10MHz a 100MHz para o primeiro dispositivo e de 100MHz a 200MHz para o segundo dispositivo, em pontos de 10MHz em 10MHz. As Figuras 4.12 e 4.13 mostram as medidas para a impedância de entrada em função da freqüência para cada dispositivo, e as Figuras 4.14 e 4.15, os gráficos correspondentes em coordenadas retangulares. A primeira mostra a variação das partes real e imaginária das impedâncias em função da freqüência. A segunda, o com-

portamento do módulo e do argumento das impedâncias em função da freqüência. O módulo da impedância é próxima de 50Ω, com a parte real próxima de 50Ω e a parte imaginária com valor muito pequeno, cerca de uma ordem de grandeza menor. Ou seja, os pontos medidos estão praticamente todos no centro da carta de Smith.

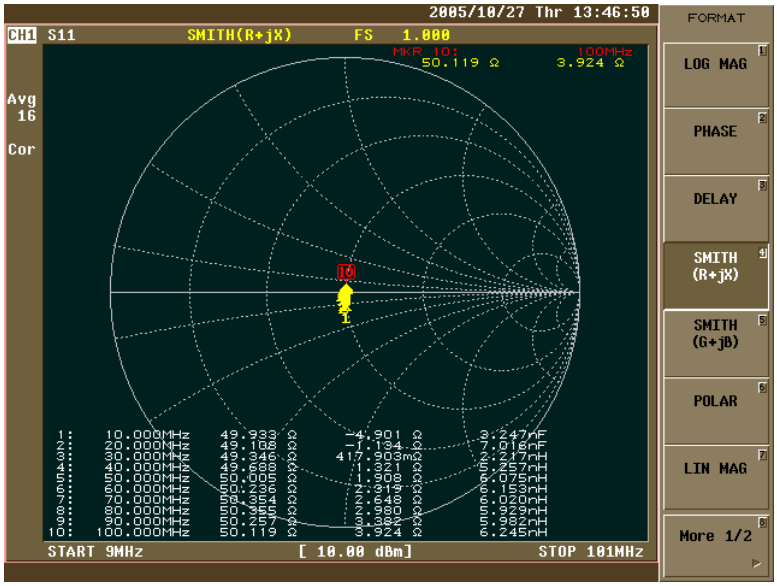


Figura 4.12: *Resposta da impedância de entrada em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90634/200 . FNr. EF 454/89/200, nas freqüências de 10MHz a 100MHz.*

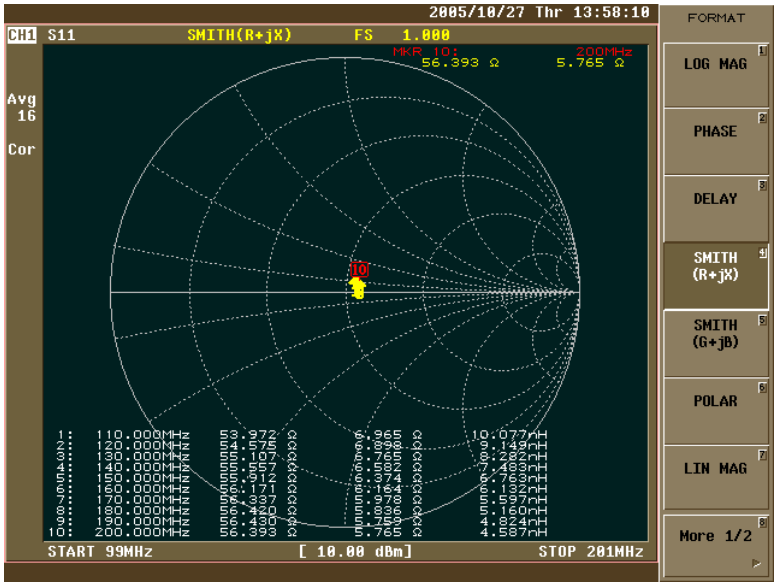


Figura 4.13: *Resposta da impedância de entrada em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90635/200 . FNr. 208983/4, nas freqüências de 100MHz a 200MHz.*

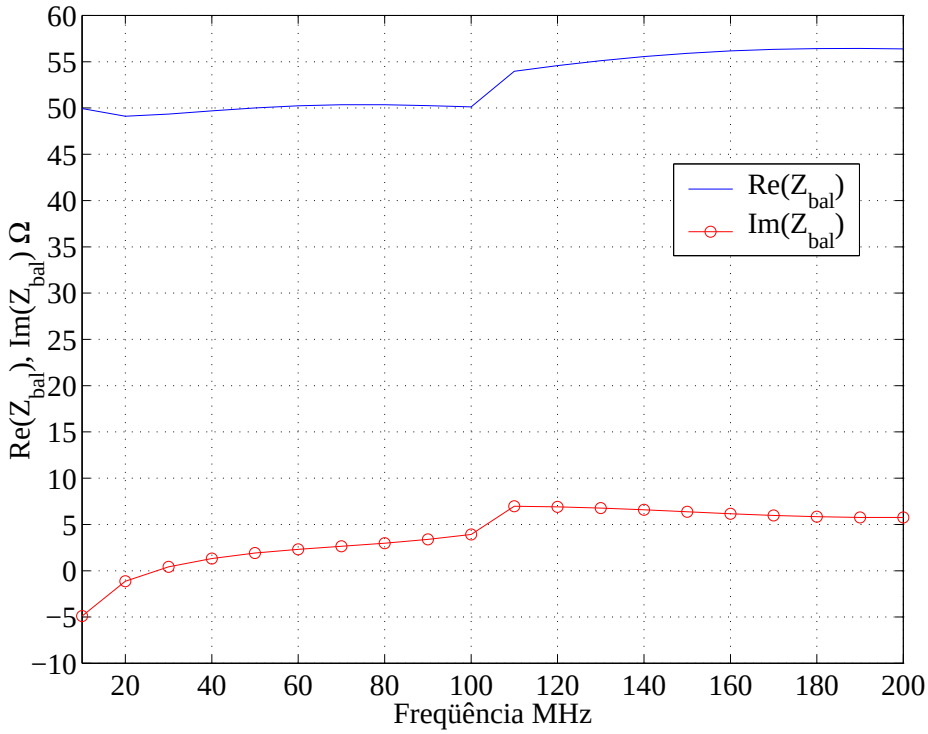


Figura 4.14: *Resposta das partes real e imaginária da impedância de entrada em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz.*

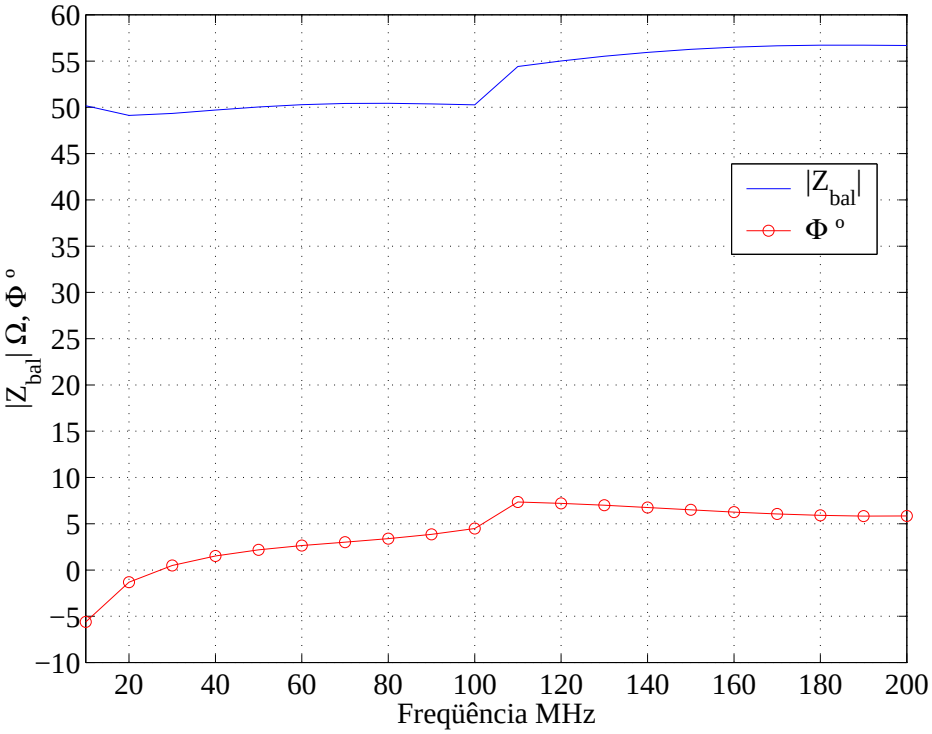


Figura 4.15: *Resposta do módulo e do argumento da impedância de entrada em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz.*

Na opção *LogMag* (com o parâmetro S_{11}) avaliou-se a perda de retorno em função da freqüência para cada dispositivo terminado com 200Ω, nas mesmas faixas de freqüências. Os resultados dessas medições são mostrados nas Figuras 4.16 e 4.17, e a Figura 4.18 mostra o gráfico correspondente ao comportamento dos dois. Na faixa avaliada, o sinal refletido está entre 22dB e 42dB abaixo do sinal incidente na carga. Estes valores indicam um bom casamento de impedância, uma vez que implica menos de 0,7% de potência refletida.

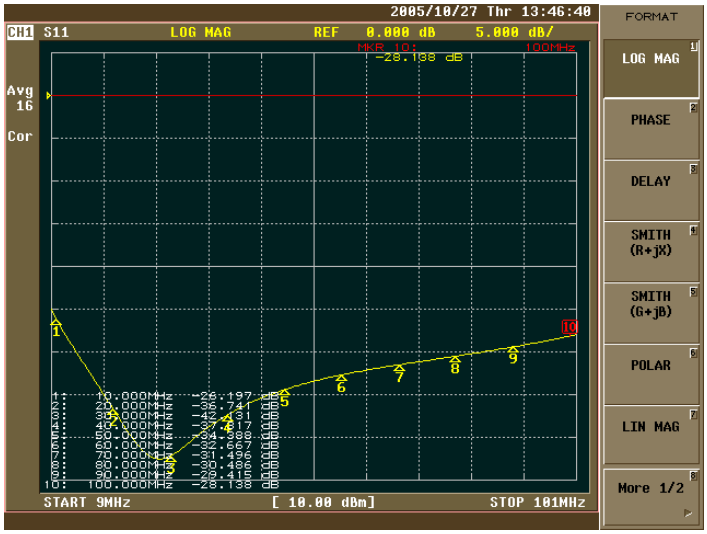


Figura 4.16: *Resposta da perda por retorno em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90634/200 . FNr. EF 454/89/200, nas freqüências de 10MHz a 100MHz.*

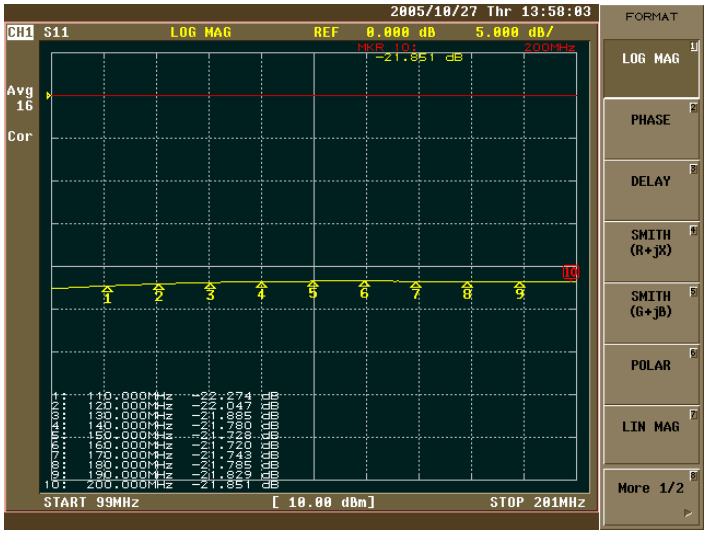


Figura 4.17: *Resposta da perda por retorno em função da freqüência para o balun Type BSI . BN 90635/200 . FNr. 208983/4, nas freqüências de 100MHz a 200MHz.*

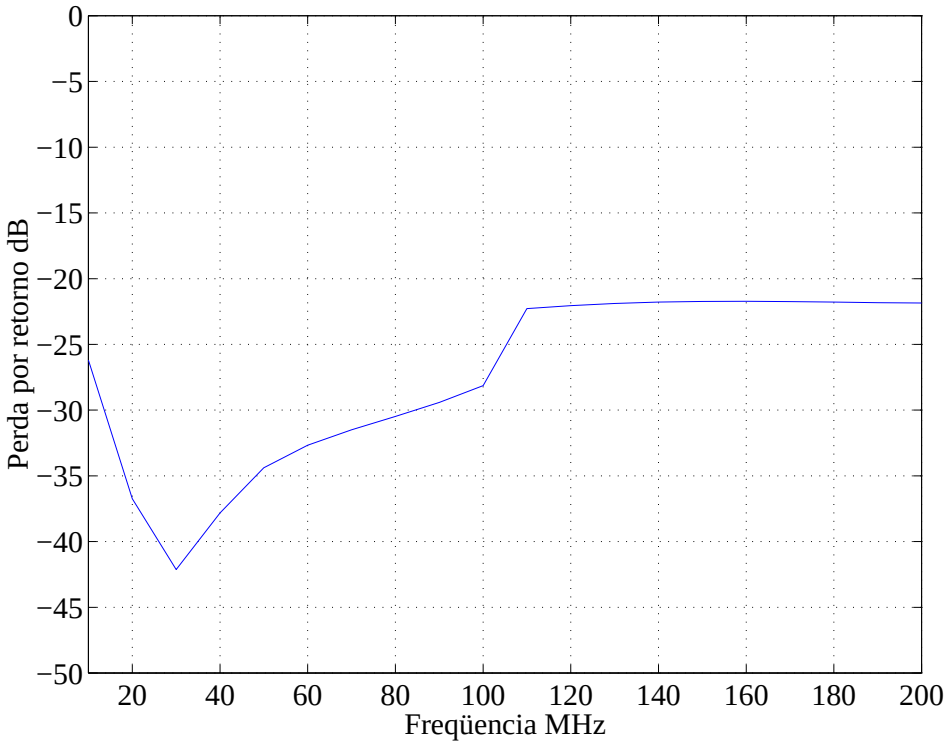


Figura 4.18: *Resposta da perda por retorno em função da freqüência para os dispositivos balun, nas freqüências de 10MHz a 200MHz.*

Conectando a linha no lado balanceado do *balun*, realizou-se a medida. Testou-se a continuidade dos condutores para verificar se não ocorreu um curto-circuito entre eles, causado pelo esmagamento do esmalte durante o processo de torção, ou para verificar se houve rompimento do condutor. Calibrou-se o equipamento em uma porta em conjunto com o *balun*, ou seja, a calibração ocorreu no lado balanceado, minimizando a sua influência. Não foram utilizados os conectores-padrão para esta calibração devido aos terminais do *balun* não serem de mesmo tipo. Um segmento bem pequeno de fio de cobre foi o curto-circuito, a carga um resistor para montagem de superfície (*SMD*) de 200Ω, devido à relação de transformação de 4. A faixa de freqüências da calibração foi a de operação dos *baluns*. Analisaram-se as características de reflexão através do parâmetro S_{11}. Foi medida na forma de apresentação *Smith* a impedância complexa de entrada, no lado de 50Ω desbalanceado do *balun*, com a outra extremidade da linha terminada em aberto, em curto-circuito e com carga de 200Ω. O valor lido deve ser multiplicado por 4 devido à relação de transformação do dispositivo, visto que a linha

está conectada no lado da impedência de 200Ω. As Figuras 4.19 e 4.20 ilustram os esquemas de conexão. As Figuras 4.21, 4.22 e 4.23 exemplificam a tela do equipamento para uma das medidas de impedâncias de entrada com a linha terminada em circuito aberto, em curto-cricuito e com carga de 200Ω. Empregou-se a linha com cinco torções utilizando condutores nº 28AWG. O equipamento apresenta impedância na forma complexa, informando para cada freqüência selecionada as partes real e imaginária.

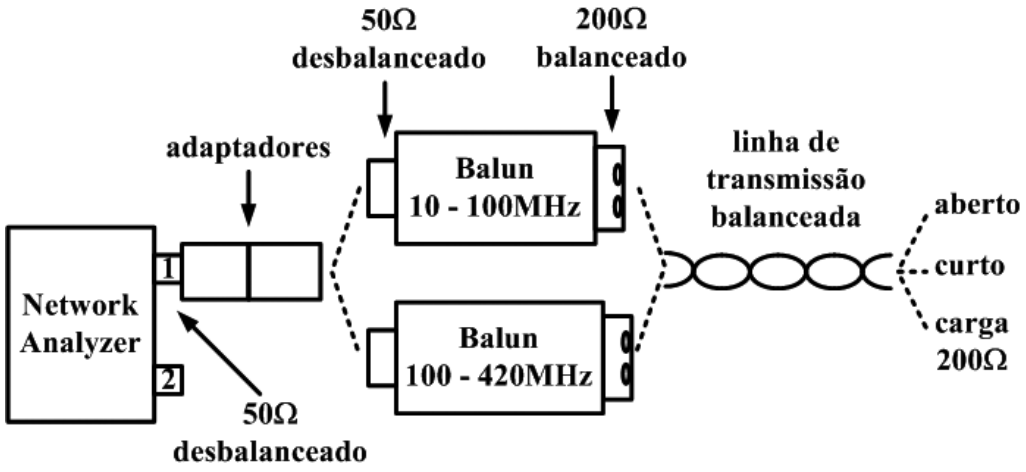


Figura 4.19: *Esquema de conexão da medida para a linha de transmissão.*

Figura 4.20: *Procedimento da medida realizada em laboratório para a linha de transmissão.*

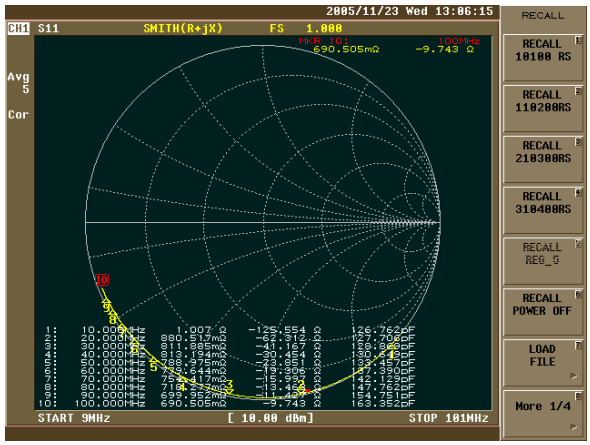


Figura 4.21: *Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada em circuito aberto, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

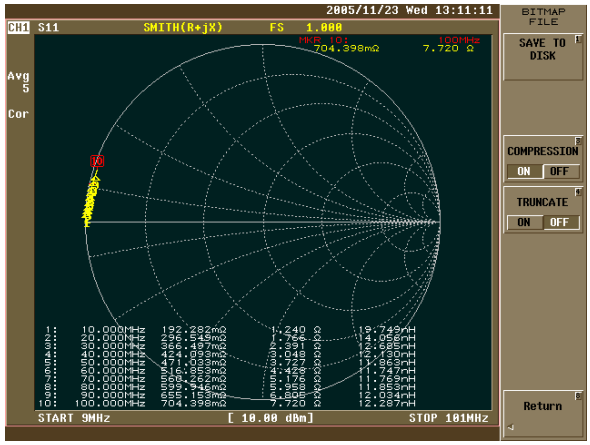


Figura 4.22: *Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada em cuto-circuito, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

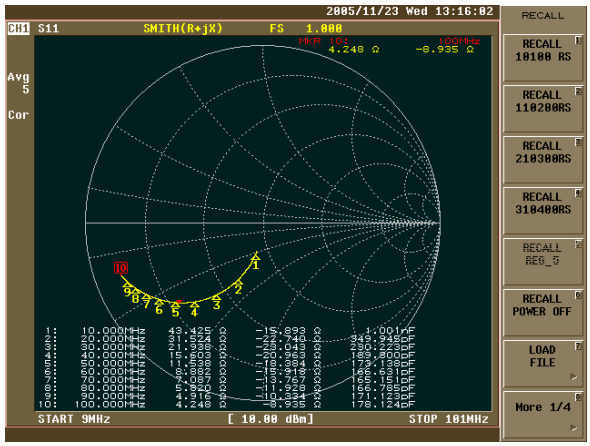


Figura 4.23: *Medida da impedância de entrada na faixa de 10MHz a 100MHz para a linha terminada com carga de 200Ω, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

Com esses valores, a impedância característica pode ser encontrada pela teoria de linha de transmissão [35]-[41] como

$$Z_o = \sqrt{Z_{ca} Z_{cc}} \tag{4.5}$$

onde Z_{ca} e Z_{cc} são as impedâncias de entrada com a linha terminada em circuito aberto e em curto-circuito. A medição com a carga foi realizada para conferir os resultados anteriores, obtidos sob as condições em aberto e em curto-circuito. Para isto, aplicou-se a equação da impedância de entrada da linha [35]-[41]:

$$Z_{ent} = Z_o \left[\frac{Z_c + Z_o \tanh(\gamma l)}{Z_o + Z_c \tanh(\gamma l)} \right] \tag{4.6}$$

onde Z_c é a impedâncida da carga, γ o fator de propagação da onda, l o comprimento da linha, em conjunto com a relação [35]-[41]

$$\tanh(\gamma l) = \sqrt{\frac{Z_{cc}}{Z_{ca}}} \tag{4.7}$$

Substitui-se (4.5) e (4.7) em (4.6) com os valores medidos de Z_{ca}, Z_{cc}. Aplica-se Z_c de 200Ω, calcula-se o Z_{ent} e compara-se com o valor medido com a mesma carga de 200Ω. Como exemplo, as Figuras 4.24 e 4.25 mostram as comparações entre os módulos e os argumentos de Z_{ent} medidos e os calculados em função da freqüência para a linha especificada. Foram comprovadas as medidas para a linha terminada em aberto e em curto-circuito e o mesmo ocorreu para todas medidas realizadas.

Em linhas terminadas em curto-circuito e em circuito aberto ocorrem ressonâncias série e paralelo, conforme o comprimento analisado em relação ao comprimento de onda. Este fato pode ser observado nos levantamentos experimentais das partes reais e imaginárias para as duas situações, utilizando a mesma linha anterior. As Figuras 4.26, 4.27, 4.28 e 4.29 mostram, respectivamente, as partes real e imaginária das impedâncias de entrada com a extremidade da linha em circuito aberto e em curto-circuito.

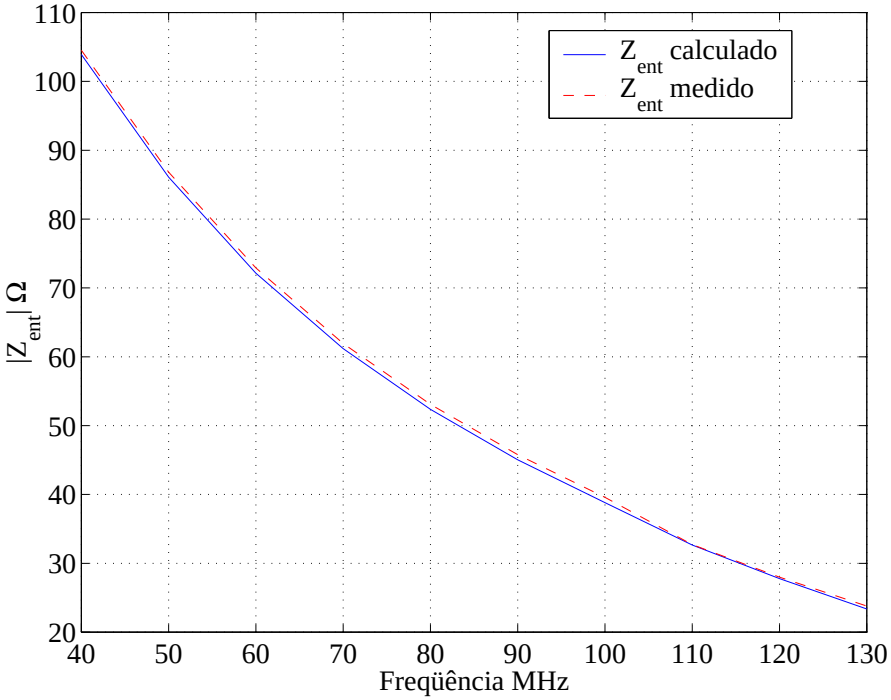


Figura 4.24: *Comparação entre o módulo de Z_{ent} medido e calculado, considerando uma carga constante de 200Ω, para a linha com cinco torções utilizando condutores nº 28AWG.*

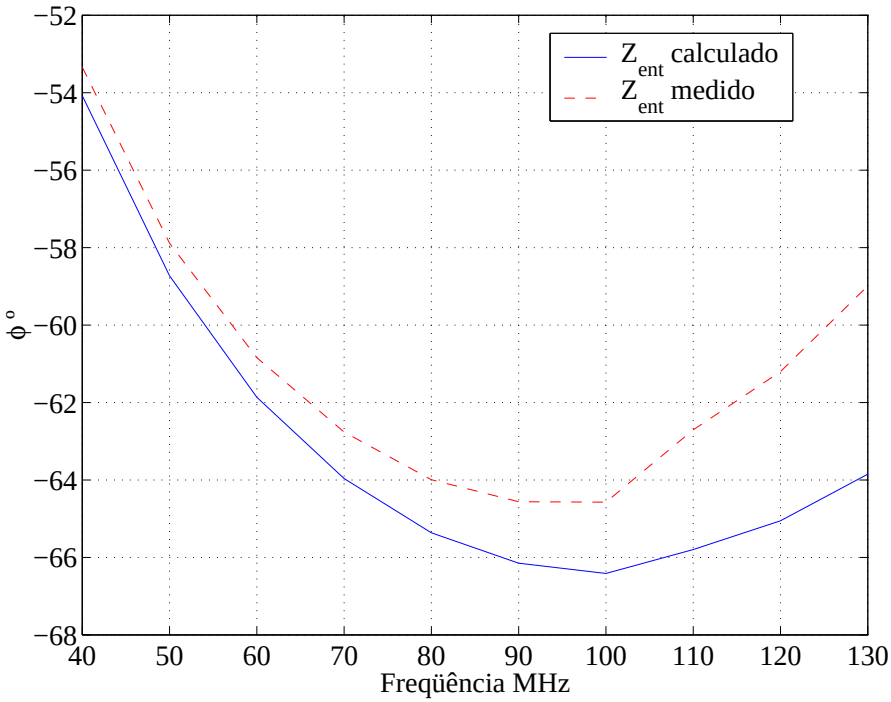


Figura 4.25: *Comparação entre o argumento de Z_{ent} medido e calculado, considerando uma carga constante de 200Ω, para a linha com cinco torções utilizando condutores nº 28AWG.*

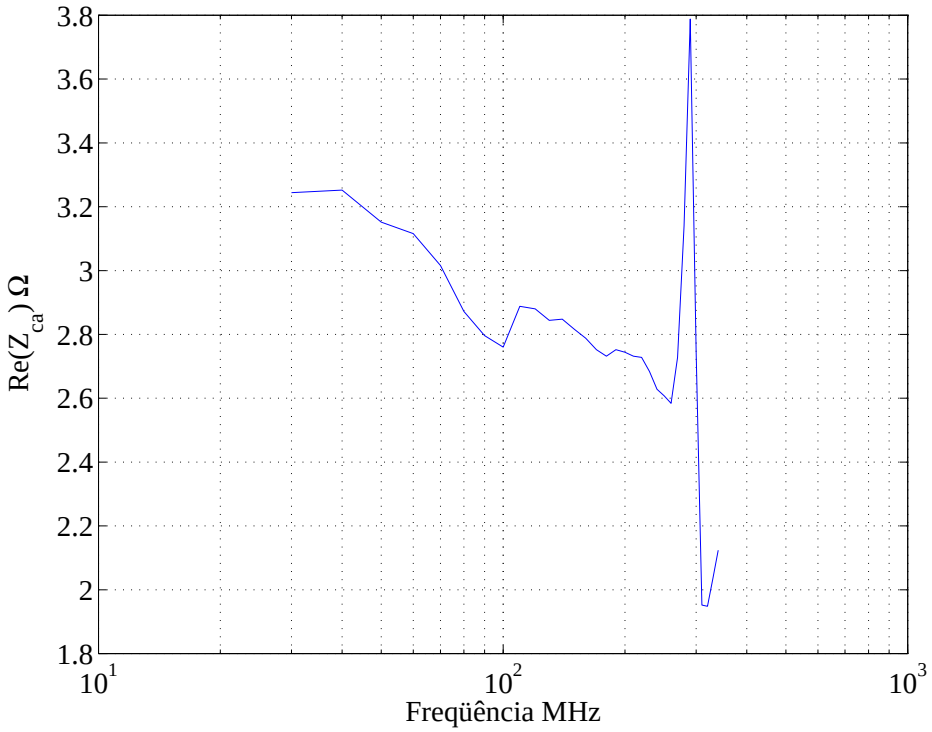


Figura 4.26: *Parte real da impedância de entrada com a linha em circuito aberto em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

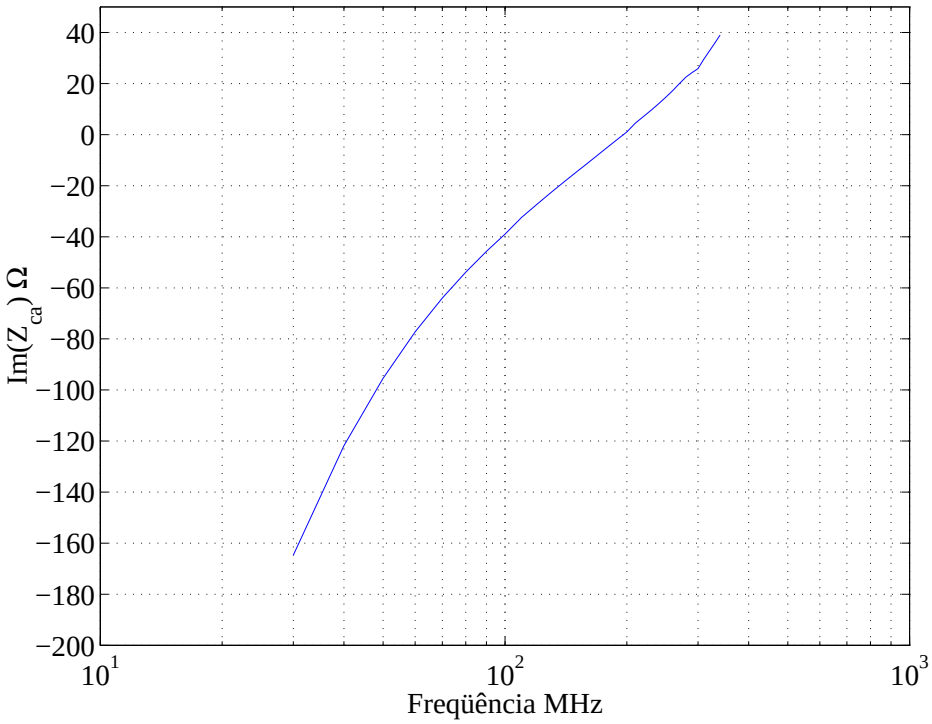


Figura 4.27: *Parte imaginária da impedância de entrada com a linha em circuito aberto em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

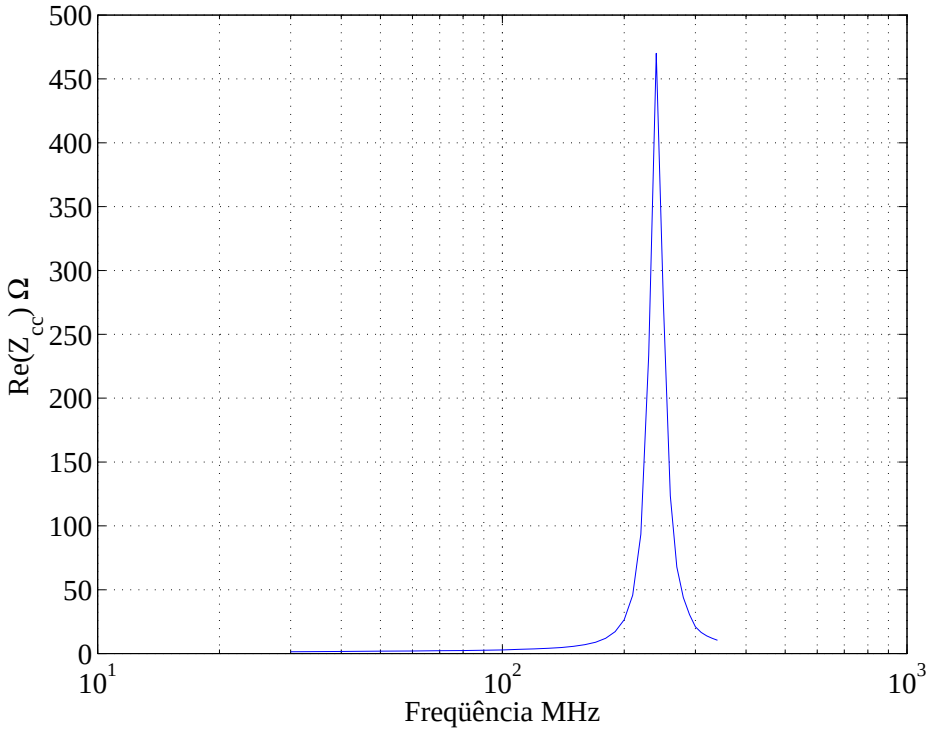


Figura 4.28: *Parte real da impedância de entrada com a linha em curto-circuito em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

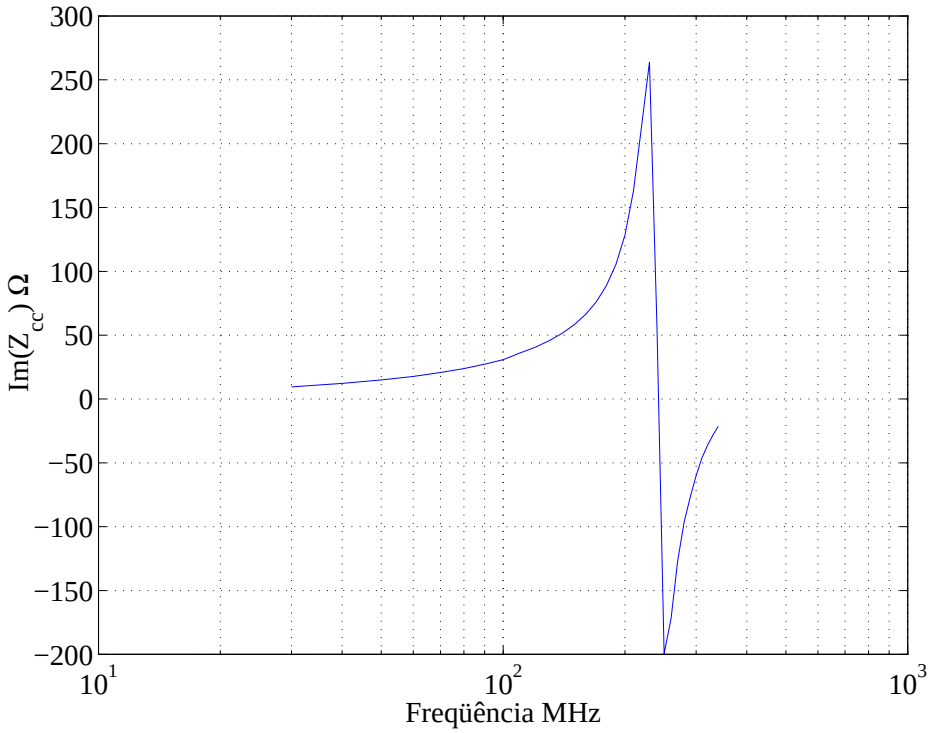


Figura 4.29: *Parte imaginária da impedância de entrada com linha em curto-circuito em função da freqüência, com 5 torções utilizando condutores nº 28AWG.*

Na linha terminada em circuito aberto, a primeira ressonância ocorre para reatância total nula e na linha em curto-circuito para a condição de máxima impedância [41]. Nas proximidades das condições de ressonância, há grande crescimento na impedância para uma medição e decréscimo na impedância na outra condição. Em linhas ideais, uma impedância tende para o infinito e a outra para zero, com taxas de variação diferentes. Portanto, pequenas diferenças na freqüência para uma ou outra medição conduzem a erros significativos nos parâmetros deduzidos para a linha. Isto implica a necessidade de evitar experiências próximas dessas condições.

A primeira ressonância ocorria sempre na freqüência onde o comprimento da linha é $\frac{\lambda}{4}$, sendo λ o comprimento de onda. Portanto, esta análise deve ser feita evitando-se medir nas freqüências onde o comprimento da linha é mútilplo deste valor. Isto foi verificado por

$$l = k\lambda = k\frac{v_p}{f} \tag{4.8}$$

onde l é o comprimento da linha de transmissão, $k = 0, \ldots, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, \ldots$, v_p a velocidade de propagação da onda e f a freqüência. Se a velocidade de propagação for desconhecida, é possível determiná-la fazendo uma medida prévia na linha para extração dos seus parâmetros. Foi desenvolvido um programa computacional para obtenção de valores como o módulo e argumento da impedância característica Z_o, o fator de atenuação α, o fator de fase β, o fator de propagação γ, a velocidade de propagação, a resistência R, a condutância G, a indutância L e a capacitância C distribuídas (Anexo E).

Existem procedimentos clássicos para medição das características do dispositivo analisado que podem ser usados para comparar resultados [19]-[20]. O método consiste em medir as impedâncias entre os dois condutores suspensos em relação ao plano de terra, contornando o problema do balanceamento (Figura 4.30). A impedância de entrada da linha Z_{AB} é encontrada pelo circuito equivalente da figura

$$Z_{AB} = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \tag{4.9}$$

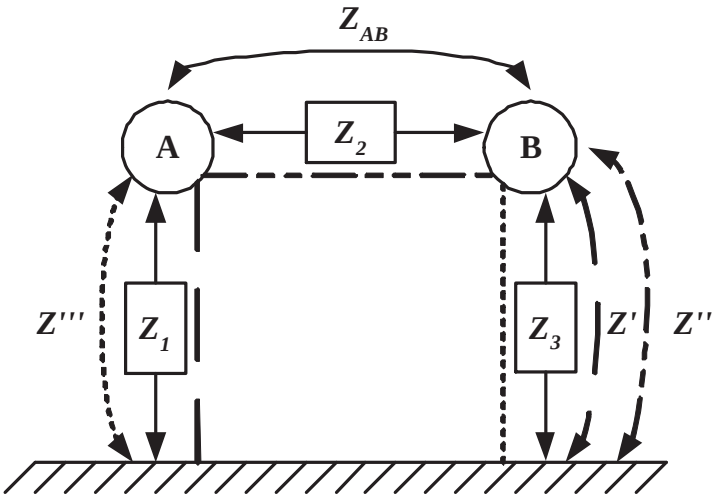


Figura 4.30: *Procedimento adotado por [19]-[20] para medida da linha de transmissão.*

e emprega três etapas da seguinte forma:

- aterra-se o ponto A, curto-circuitando a impedância Z_1, e mede-se a impedância da linha entre o condutor B e a terra, chamada Z'

$$Z' = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \tag{4.10}$$

- coloca-se a impedância Z_2 em curto-circuito unindo os pontos A e B, e mede-se a impedância deste ponto para a terra, chamada Z''

$$Z'' = \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3} \tag{4.11}$$

- aterra-se o ponto B, curto-circuitando a impedância Z_3, e mede-se a impedância da linha entre o condutor A e a terra, chamada Z'''

$$Z''' = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \tag{4.12}$$

Combinando (4.10), (4.11) e (4.12)

$$Z_1 = \frac{2Z'Z''Z'''}{Z'Z'' + Z'Z''' - Z''Z'''} \tag{4.13}$$

$$Z_2 = \frac{2Z'Z''Z'''}{Z'Z'' + Z''Z''' - Z'Z'''} \tag{4.14}$$

$$Z_3 = \frac{2Z'Z''Z'''}{Z'Z''' + Z''Z''' - Z'Z''} \tag{4.15}$$

Portanto, (4.9) fica:

$$Z_{AB} = \frac{4Z'^2Z''Z'''^2}{2Z'^2Z''Z'''(Z' + Z'' + Z''') - (Z'^2Z''^2 + Z'^2Z'''^2 + Z''^2Z'''^2)} \tag{4.16}$$

Se a linha for balanceada, tem-se que $Z_1 = Z_3$ e $Z' = Z'''$, então (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16) ficam:

$$Z_1 = Z_3 = 2Z'' \tag{4.17}$$

$$Z_2 = \frac{2Z'Z''}{2Z'' - Z'} \tag{4.18}$$

$$Z_{AB} = \frac{2Z_1Z_2}{2Z_1 + Z_2} = \frac{4Z'Z''}{4Z'' - Z'} \tag{4.19}$$

As equações anteriores fornecem os valores dos elementos do circuito Z_1, Z_2, Z_3 e Z_{AB}. Da mesma maneira, analisam-se as características de reflexão através do parâmetro S_{11}, medindo-se Z_{AB} com a outra extremidade da linha terminada em aberto, em curto-circuito e com carga de 50Ω. Calculou-se a impedância característica por (4.5), podendo ser verificado por (4.6). O procedimento foi corroborado com outros processos divulgados [20].

4.4 Montagem do transformador de faixa larga para as medições

São apresentadas as técnicas de medição para os transformadores de impedância de faixa larga estudados. As impedâncias dos terminais de teste do analisador de circuitos são 50Ω desbalanceadas. O dispositivo *unun* possui ambos terminais desbalanceados e uma relação de transformação de 1:4. Foi necessário fazer a conversão de volta utilizando outro dispositivo idêntico para realização das medidas, ou seja, 1:4 – 4:1. Este procedimento é chamado de costa-a-costa ou frente-a-frente. As Figuras 4.31, 4.32 e 4.33 ilustram as formas de conexão. O analisador

de circuitos foi calibrado em ambos terminais de teste em conjunto com os cabos, minimizando seus efeitos. Analisaram-se as características de transmissão, como a perda por inserção e a faixa de passagem, através do parâmetro S_{21} no formato *LogMag*. A Figura 4.34 mostra o equipamento exemplificando uma medida. Para determinação da faixa de passagem, marca-se o ponto onde o nível do sinal possui transferência máxima, que também indica a perda por inserção introduzida, e encontram-se os pontos à esquerda e à direita que estão 3dB abaixo deste valor. Para medição do dispositivo *balun*, o procedimento é o mesmo do *unun*. Novamente, deve-se usar dois dispositivos idênticos, conectando-se os terminais balanceados entre si, e os terminais desbalanceados nos terminais de teste do analisador de circuitos.

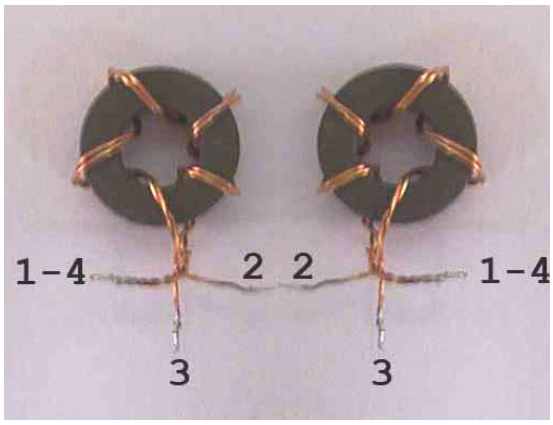


Figura 4.31: *Esquema de conexão costa-a-costa ou frente-a-frente, entre dois dispositivos idênticos.*

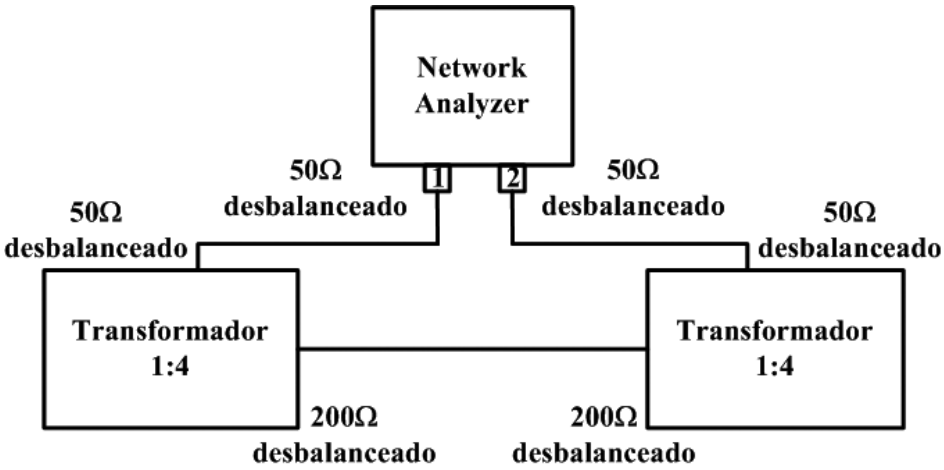


Figura 4.32: *Esquema de conexão da medida para o transformador unun de 1:4.*

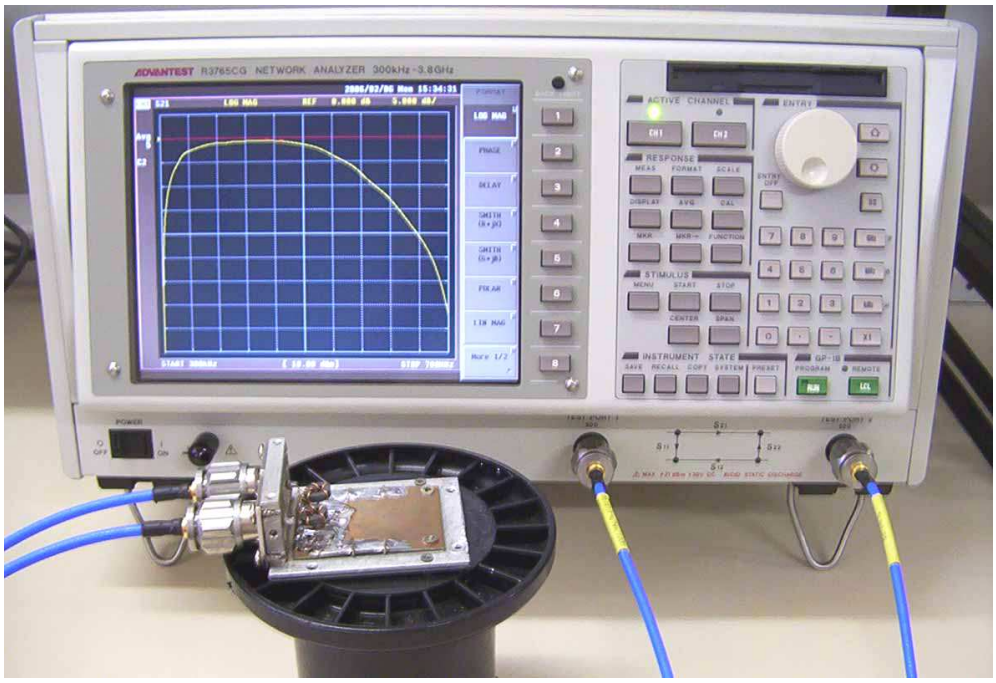


Figura 4.33: *Procedimento da medida realizada em laboratório para o transformador unun de 1:4.*

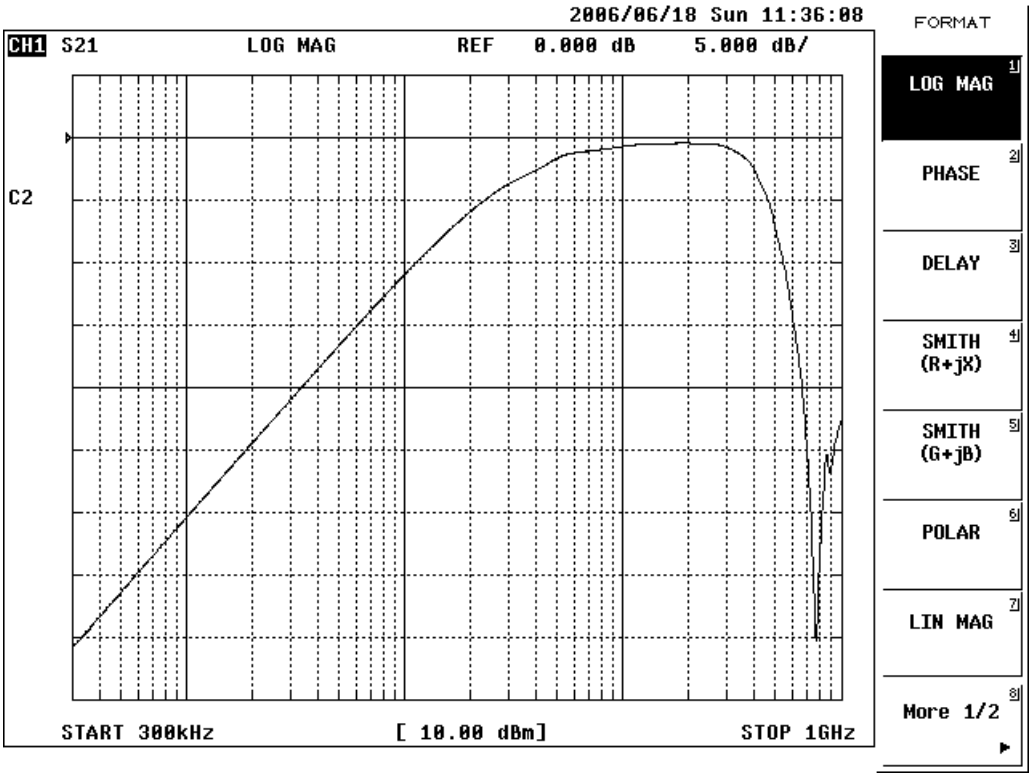


Figura 4.34: *Medida da perda por inserção e faixa de passagem utilizando o equipamento Network Analyzer.*

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais para a impedância característica e os parâmetros da linha de transmissão, necessários para projeto do transformador. Para o transformador de faixa larga são apresentados os resultados comparativos entre as respostas dos modelos analítico no $MATLAB$®, numérico no ADS® e experimental, a fim de avalizar o modelo matemático e a técnica de projeto proposta. Para facilitar as comparações, destacam-se os valores encontrados sob diversas condições de teste.

5.2 Resultados para a linha de transmissão

Os resultados da impedância característica da linha de transmissão foram obtidos através da medida proposta na Seção 4.3. As medições foram realizadas na linha bifilar torcida, variando-se o diâmetro dos condutores e o número de torções por centímetro. Os condutores utilizados foram nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, de cobre e isolados por uma película de esmalte, para a linha de transmissão com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro. O comprimento da linha foi 20cm e a faixa de freqüências foi de 40MHz a 130MHz com intervalos de 10MHz entre os valores. Nas freqüências acima de 130MHz, a linha começava a entrar em ressonância, não sendo confiáveis os valores medidos.

As Figuras 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4 mostram, respectivamente, a comparação do módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro, trocando-se para cada caso, o diâmetro dos condutores. As Figuras 5.5, 5.6, 5.7 e 5.8 mostram, respectivamente, a comparação do módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, variando-se o número de torções por centímetro. Estes resultados também são mostrados na Tabela 5.1. Não foram realizadas medidas com duas torções para os condutores nº 28AWG e nº 30AWG por estes serem finos, dificultando o manuseio da linha de transmissão. Algumas publicações fornecem valores medidos da impedância característica na freqüência de 14MHz mostrados na Tabela 5.2, para uma linha bifilar utilizando condutores de cobre esmaltado com as respectivas torções por centímetro [24]. Comparando os valores obtidos neste trabalho com os divulgados, observa-se concordância entre os resultados, visto que as medidas foram avaliadas em freqüências diferentes.

Observando as figuras, percebe-se uma desigualdade no espaçamento e na inclinação entre as curvas. Por mais que se tenha tentado aproximar-se da perfeição na construção da linha de transmissão e na obtenção da uniformidade nas torções em toda extensão da linha, pode ocorrer alguma torção fora do padrão ou alguma imperfeição do próprio condutor. Outra possibilidade foi o fato de a torção ser cerrada ou frouxa, ou seja, o mesmo número de torções por centímetro ser conseqüência de torções cerradas ou frouxas. Por último, ocorrem efeitos parasitas durante as medições, com associação de valores indesejáveis.

Analisando os resultados, observou-se que ao se reduzir o diâmetro dos condutores, para um mesmo número de torções por centímetro e para mesma freqüência, o módulo da impedância característica aumenta de valor. Aumentando o número de torções por centímetro, para um mesmo condutor e para mesma freqüência, o módulo da impedância característica reduz-se. Diferentes resultados podem ser obtidos para outros tipos de condutores e de materiais isolantes.

A capacitância entre os condutores paralelos diminui com a redução de seu diâmetro. Por outro lado, na linha torcida, têm-se menor influência da indutância

externa dos condutores. Assim, a redução no diâmetro, para mesmo número de torções e mesma freqüência, ocasiona aumento na impedância característica. Mantendo o diâmetro e para mesma freqüência, aumentando o número de torções, aumenta-se a capacitância e reduz-se mais ainda o efeito da indutância externa. Portanto, há um decréscimo na impedância característica.

Considerando na linha torcida a pequena influência da indutância externa, em altas freqüências tem-se uma contribuição significativa da resistência dos condutores. Seu valor cresce aproximadamente com a raiz quadrada da freqüência por causa do efeito pelicular [39]. No denominador da equação de Z_o, aparece o termo ωC, que cresce mais rápido do que a resistência. Portanto, há um decréscimo da impedância característica com a freqüência. A quantificação matemática do fato deve levar em conta também o efeito de proximidade dos condutores, que tem forte influência no valor final da resistência [40].

Os outros parâmetros das linhas de transmissão, como o argumento da impedância característica, o fator de atenuação, o fator de fase, a velocidade de propagação, a resistência distribuída, a indutância distribuída, a condutância distribuída e a capacitância distribuída, foram determinados e apresentados nas Tabelas 5.3, 5.4, 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 e 5.10 respectivamente. Estes parâmetros foram obtidos por métodos clássicos divulgados nos textos especializados [41] e o programa é apresentado no Anexo E.

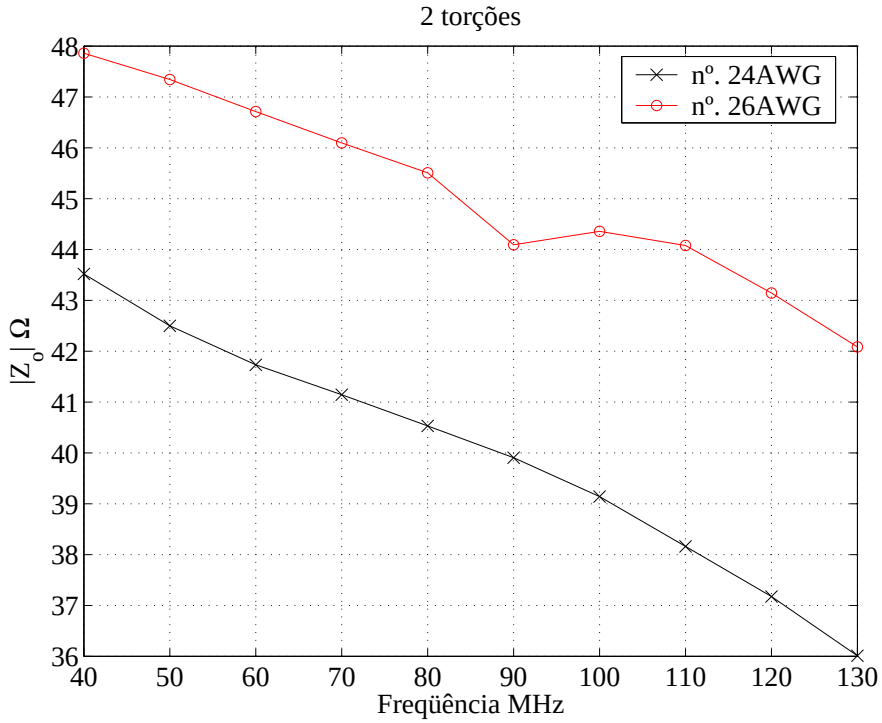


Figura 5.1: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 2 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG e nº 26AWG.*

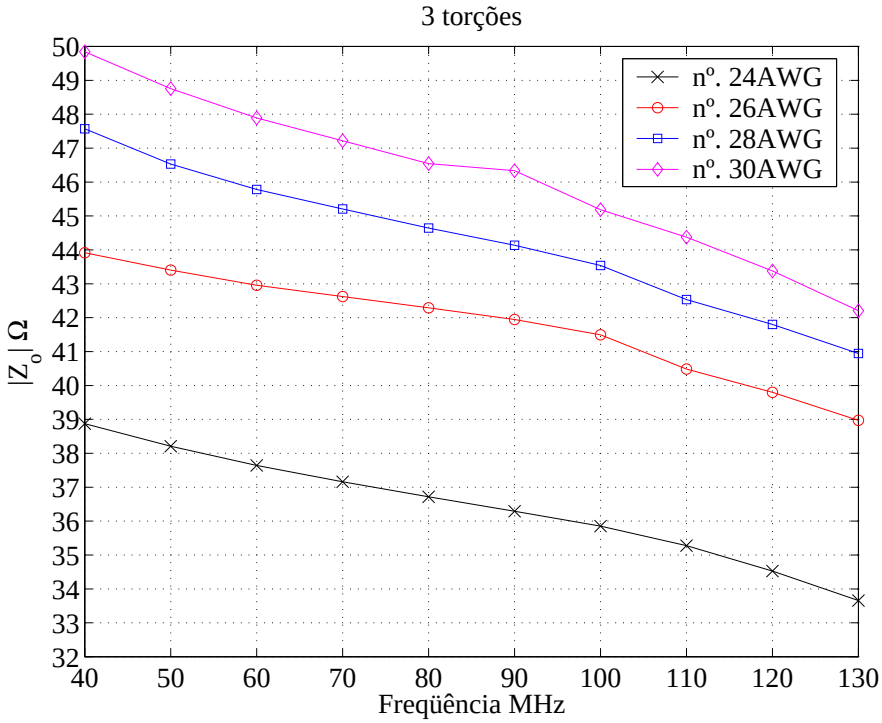


Figura 5.2: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 3 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG.*

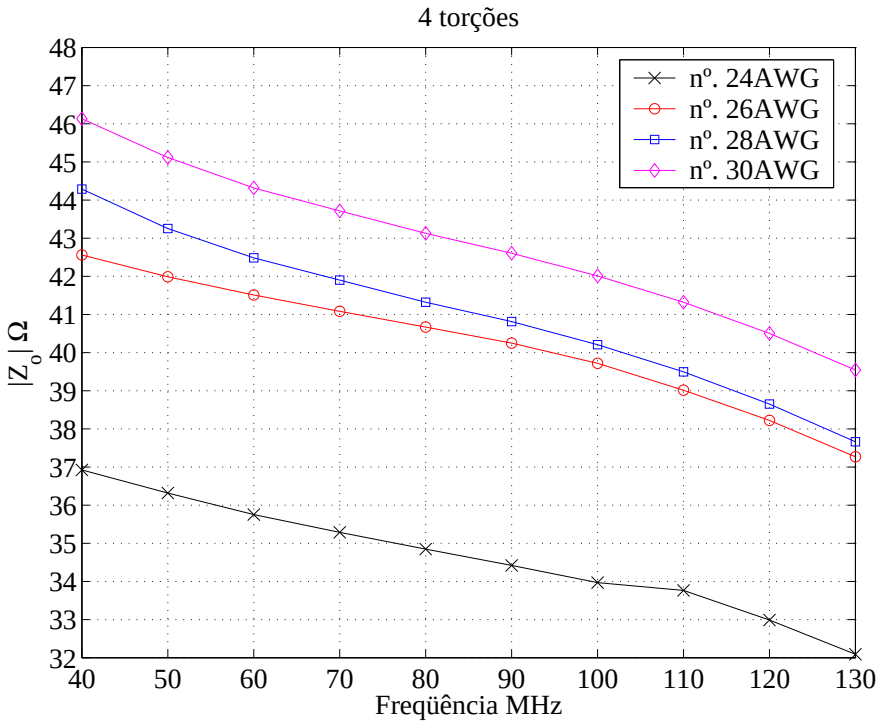


Figura 5.3: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 4 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG.*

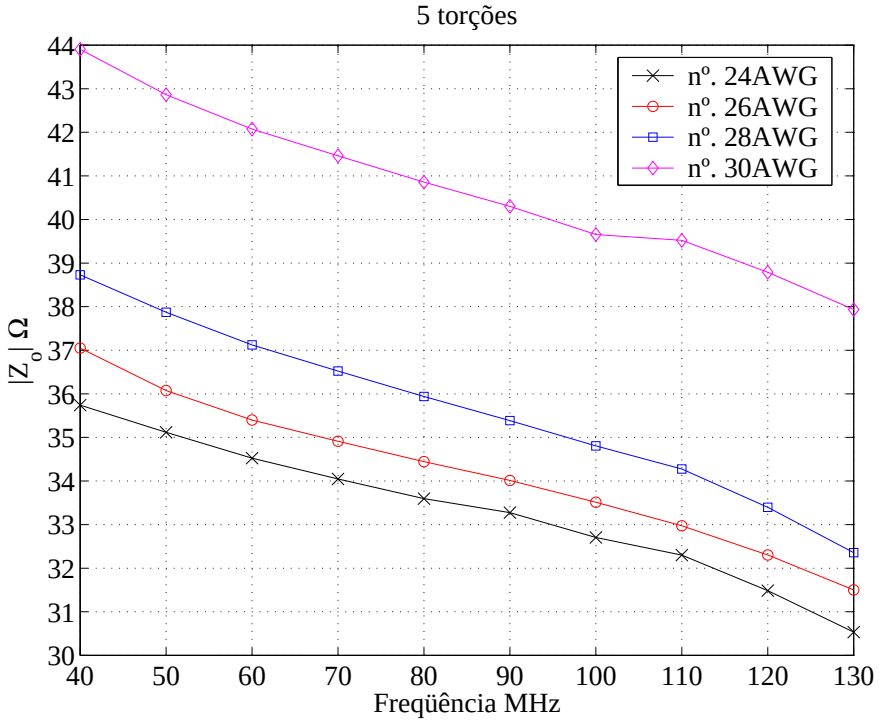


Figura 5.4: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha com 5 torções por centímetro para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG.*

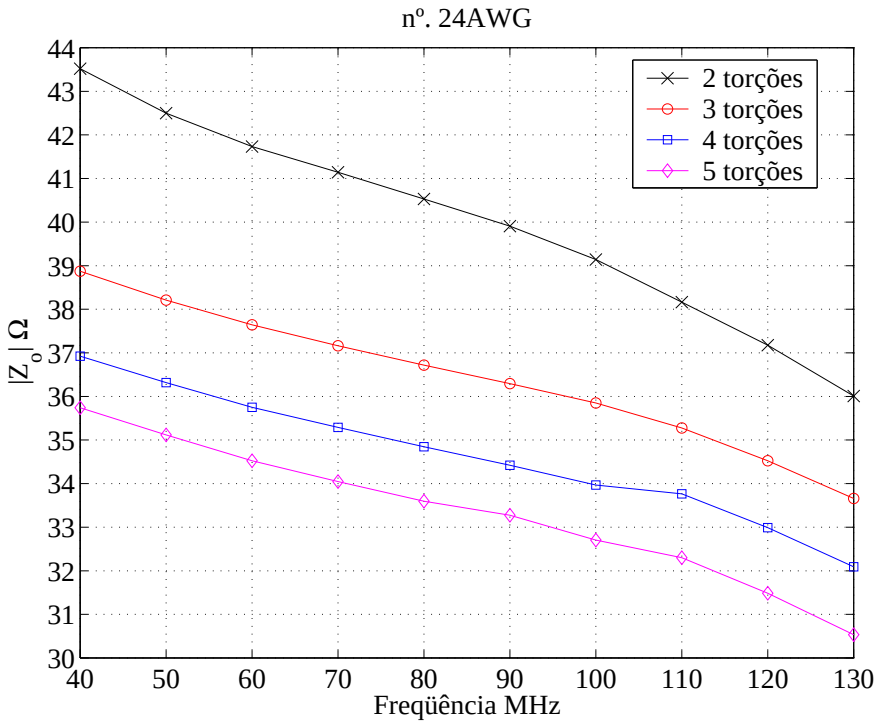


Figura 5.5: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 24AWG com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro.*

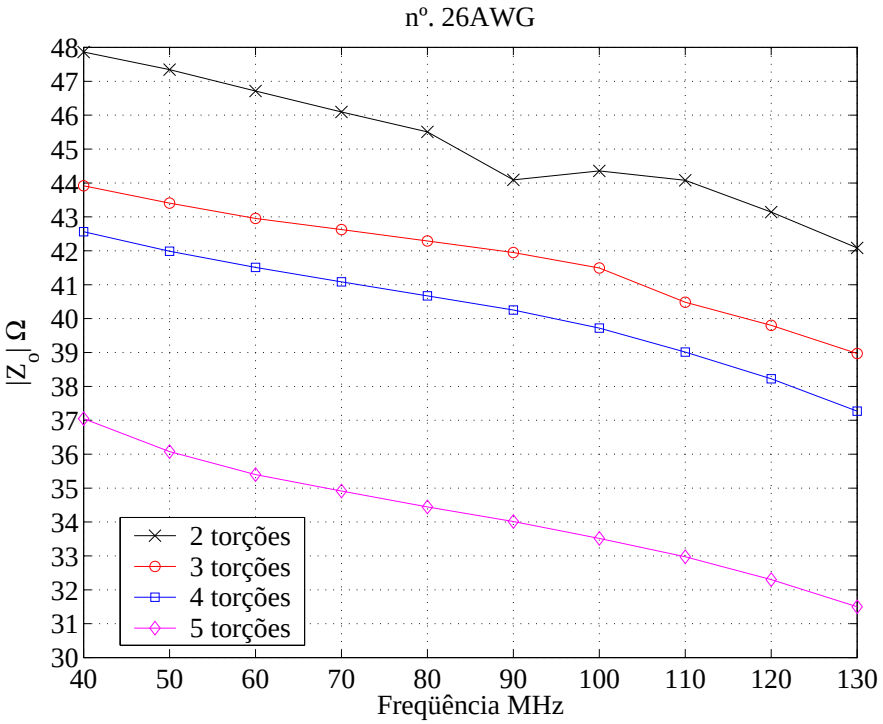


Figura 5.6: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 26AWG com 2, 3, 4 e 5 torções por centímetro.*

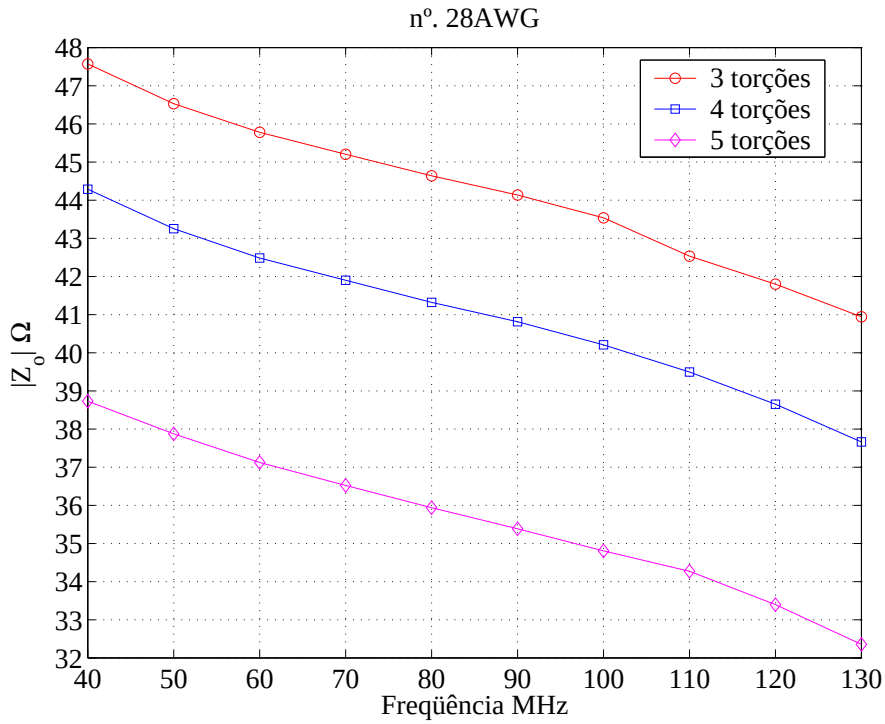


Figura 5.7: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 28AWG com 3, 4 e 5 torções por centímetro.*

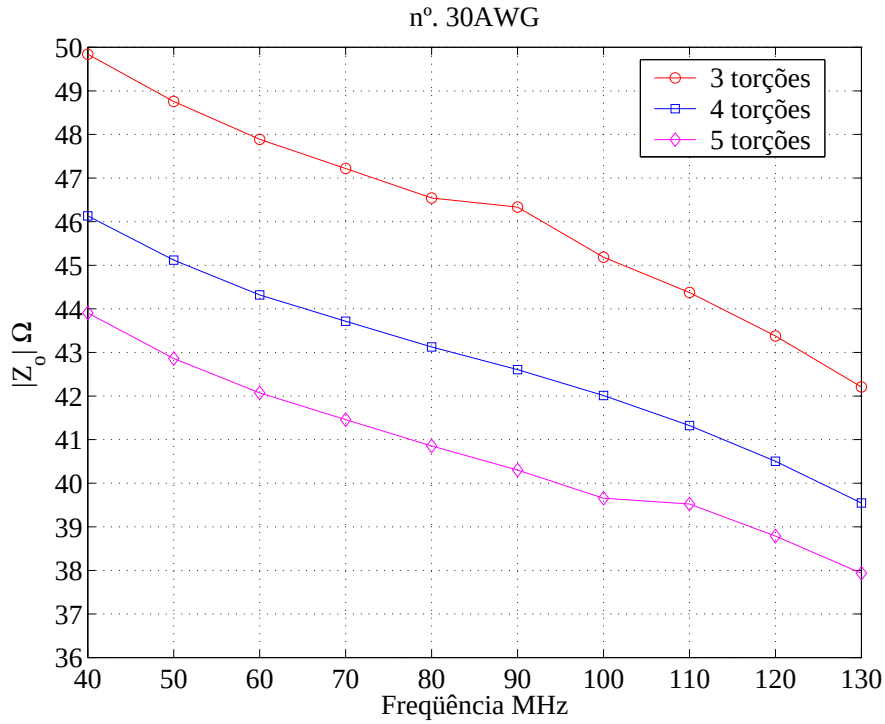


Figura 5.8: *Módulo da impedância característica em função da freqüência para a linha utilizando o condutor nº 30AWG com 3, 4 e 5 torções por centímetro.*

Tabela 5.1: *Módulo da impedância característica da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

$\lvert Z_o \rvert\ \Omega$						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	43.5207	42.4997	41.7343	41.1437	40.5304
	3	38.8722	38.2100	37.6413	37.1615	36.7179
	4	36.9240	36.3180	35.7520	35.2896	34.8466
	5	35.7397	35.1165	34.5226	34.0465	33.5970
nº 26	2	47.8618	47.3427	46.7138	46.0953	45.5074
	3	43.9155	43.4043	42.9556	42.6257	42.2893
	4	42.5620	41.9890	41.5110	41.0818	40.6692
	5	37.0498	36.0749	35.4006	34.9127	34.4438
nº 28	3	47.5716	46.5316	45.7804	45.2043	44.6419
	4	44.2872	43.2552	42.4836	41.9028	41.3209
	5	38.7300	37.8732	37.1237	36.5242	35.9403
nº 30	3	49.8418	48.7556	47.8902	47.2183	46.5421
	4	46.1334	45.1184	44.3186	43.7155	43.1274
	5	43.9038	42.8618	42.0734	41.4604	40.8564
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	39.9071	39.1413	38.1621	37.1766	36.0100
	3	36.2931	35.8511	35.2768	34.5252	33.6593
	4	34.4215	33.9686	33.7655	32.9885	32.0906
	5	33.2747	32.7054	32.2989	31.4851	30.5336
nº 26	2	44.0933	44.3575	44.0783	43.1438	42.0850
	3	41.9470	41.4947	40.4832	39.8002	38.9711
	4	40.2512	39.7200	39.0133	38.2240	37.2685
	5	34.0123	33.5139	32.9738	32.3028	31.5014
nº 28	3	44.1382	43.5377	42.5338	41.8004	40.9431
	4	40.8141	40.2097	39.4951	38.6505	37.6626
	5	35.3873	34.8063	34.2746	33.3970	32.3561
nº 30	3	46.3338	45.1847	44.3739	43.3772	42.2067
	4	42.6066	42.0117	41.3237	40.5042	39.5459
	5	40.3006	39.6543	39.5235	38.7885	37.9348

Tabela 5.2: *Módulo da impedância característica da linha em 14MHz para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções [24].*

$\lvert Z_o \rvert\ \Omega$	nº 24AWG				nº 26AWG				nº 28AWG			nº 30AWG		
	Torções				Torções				Torções			Torções		
	2	3	4	5	2	3	4	5	3	4	5	3	4	5
14MHz	45	44	43	41	57	54	48	47	51	49	47	49	46	47

Tabela 5.3: *Argumento da impedância característica da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

$\theta\,^{\circ}$						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	-1.8932	-1.4554	-0.9419	-0.5145	-0.2049
	3	-1.4700	-1.0695	-0.6593	-0.3826	-0.1041
	4	-1.5976	-1.1639	-0.7513	-0.4527	-0.1688
	5	-2.2247	-1.6832	-1.2046	-0.8383	-0.5056
nº 26	2	-1.2576	-0.8122	-0.5167	-0.2288	0.0726
	3	-2.1539	-1.7591	-1.2504	-0.8380	-0.5446
	4	-2.3159	-1.8810	-1.4096	-1.0008	-0.6837
	5	-3.0185	-2.5386	-2.0104	-1.5175	-1.1686
nº 28	3	-2.3936	-1.9474	-1.4844	-1.0568	-0.7471
	4	-2.7147	-2.2484	-1.7793	-1.3389	-1.0100
	5	-3.1951	-2.6552	-2.1681	-1.7382	-1.3441
nº 30	3	-2.7802	-2.3068	-1.8303	-1.3894	-1.0512
	4	-3.0732	-2.6091	-2.1444	-1.6928	-1.3540
	5	-3.3744	-2.8922	-2.3946	-1.9255	-1.5838
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	0.1312	0.5948	1.0291	1.4360	1.9369
	3	0.1603	0.4634	0.6903	1.0149	1.3939
	4	0.0993	0.4069	0.6863	1.0372	1.4621
	5	-0.2187	0.1497	0.5877	0.9535	1.3832
nº 26	2	0.3971	0.6639	0.8191	1.1313	1.4997
	3	-0.2252	0.1578	0.6603	1.0259	1.4669
	4	-0.3403	0.0626	0.5613	0.9399	1.3896
	5	-0.8084	-0.3126	0.1180	0.5610	1.1059
nº 28	3	-0.4131	0.0177	0.2978	0.6575	1.1062
	4	-0.6846	-0.2497	0.2417	0.6422	1.1276
	5	-0.9987	-0.5798	-0.0466	0.4133	0.9807
nº 30	3	-0.7177	-0.2428	0.0680	0.4797	0.9663
	4	-1.0067	-0.5535	-0.1287	0.2684	0.7662
	5	-1.1983	-0.7211	-0.3610	0.0490	0.5530

Tabela 5.4: *Fator de atenuação da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

α Np/m						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	0.0897	0.1035	0.1118	0.1193	0.1294
	3	0.0685	0.0789	0.0874	0.0971	0.1036
	4	0.0738	0.0844	0.0931	0.1029	0.1094
	5	0.0918	0.1028	0.1119	0.1212	0.1273
nº 26	2	0.0568	0.0634	0.0736	0.0826	0.0869
	3	0.0879	0.1035	0.1134	0.1220	0.1304
	4	0.0921	0.1069	0.1189	0.1291	0.1383
	5	0.1199	0.1388	0.1528	0.1640	0.1778
nº 28	3	0.0926	0.1069	0.1186	0.1283	0.1390
	4	0.1005	0.1159	0.1283	0.1392	0.1498
	5	0.1190	0.1360	0.1526	0.1667	0.1772
nº 30	3	0.1028	0.1188	0.1322	0.1440	0.1557
	4	0.1144	0.1327	0.1482	0.1615	0.1745
	5	0.1233	0.1431	0.1599	0.1745	0.1896
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	0.1438	0.1547	0.1413	0.1526	0.1621
	3	0.1107	0.1162	0.1412	0.1514	0.1585
	4	0.1169	0.1225	0.1519	0.1632	0.1721
	5	0.1338	0.1391	0.1585	0.1698	0.1785
nº 26	2	0.0948	0.0941	0.1218	0.1308	0.1375
	3	0.1427	0.1538	0.1563	0.1669	0.1752
	4	0.1507	0.1618	0.1590	0.1709	0.1803
	5	0.1950	0.2091	0.2056	0.2206	0.2321
nº 28	3	0.1518	0.1625	0.1633	0.1743	0.1830
	4	0.1631	0.1745	0.1802	0.1923	0.2012
	5	0.1901	0.2009	0.2244	0.2410	0.2545
nº 30	3	0.1664	0.1801	0.1878	0.2004	0.2104
	4	0.1889	0.2020	0.2057	0.2198	0.2304
	5	0.2058	0.2212	0.2235	0.2384	0.2501

Tabela 5.5: *Fator de fase da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

β rad/m						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	1.5571	1.9046	2.2568	2.6136	2.9686
	3	1.4586	1.7983	2.1401	2.4825	2.8218
	4	1.5027	1.8547	2.2073	2.5607	2.9105
	5	1.5226	1.8778	2.2323	2.5880	2.9395
nº 26	2	1.4061	1.7460	2.0832	2.4169	2.7456
	3	1.4576	1.8034	2.1506	2.5034	2.8557
	4	1.4712	1.8194	2.1713	2.5251	2.8786
	5	1.5377	1.8766	2.2220	2.5742	2.9243
nº 28	3	1.4300	1.7519	2.0790	2.4102	2.7388
	4	1.4324	1.7534	2.0792	2.4093	2.7365
	5	1.5346	1.8846	2.2352	2.5877	2.9366
nº 30	3	1.4386	1.7643	2.0933	2.4267	2.7563
	4	1.5008	1.8383	2.1789	2.5225	2.8627
	5	1.4847	1.8181	2.1568	2.4998	2.8402
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	3.3238	3.6760	3.9647	4.3139	4.6632
	3	3.1617	3.5013	3.9627	4.3193	4.6777
	4	3.2611	3.6104	4.0787	4.4449	4.8120
	5	3.2818	3.6408	4.1264	4.4939	4.8627
nº 26	2	3.1185	3.3998	3.8290	4.1700	4.5131
	3	3.2089	3.5616	3.9822	4.3376	4.6941
	4	3.2336	3.5883	3.9912	4.3514	4.7140
	5	3.2781	3.6313	3.9804	4.3373	4.6958
nº 28	3	3.0704	3.4007	3.7288	4.0638	4.3991
	4	3.0672	3.3958	3.7587	4.0927	4.4273
	5	3.2877	3.6378	4.0594	4.4227	4.7892
nº 30	3	3.0669	3.4181	3.7504	4.0904	4.4319
	4	3.2052	3.5455	3.9030	4.2521	4.6018
	5	3.1840	3.5272	3.8643	4.2069	4.5501

Tabela 5.6: *Velocidade de propagação da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

$v_p \times 10^8$ m/s						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	1.6141	1.6495	1.6705	1.6828	1.6932
	3	1.7230	1.7470	1.7616	1.7717	1.7813
	4	1.6725	1.6938	1.7079	1.7176	1.7270
	5	1.6507	1.6730	1.6888	1.6995	1.7100
nº 26	2	1.7874	1.7993	1.8096	1.8198	1.8307
	3	1.7243	1.7420	1.7530	1.7569	1.7602
	4	1.7083	1.7267	1.7362	1.7418	1.7462
	5	1.6345	1.6740	1.6967	1.7086	1.7189
nº 28	3	1.7575	1.7933	1.8133	1.8248	1.8353
	4	1.7546	1.7917	1.8132	1.8255	1.8369
	5	1.6377	1.6670	1.6866	1.6997	1.7117
nº 30	3	1.7470	1.7807	1.8010	1.8124	1.8237
	4	1.6746	1.7089	1.7302	1.7436	1.7559
	5	1.6928	1.7279	1.7479	1.7594	1.7698
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	1.7013	1.7092	1.7433	1.7478	1.7516
	3	1.7885	1.7945	1.7441	1.7456	1.7462
	4	1.7340	1.7403	1.6945	1.6963	1.6975
	5	1.7231	1.7258	1.6750	1.6778	1.6798
nº 26	2	1.8133	1.8481	1.8051	1.8081	1.8099
	3	1.7623	1.7642	1.7356	1.7382	1.7401
	4	1.7488	1.7510	1.7317	1.7327	1.7328
	5	1.7250	1.7303	1.7364	1.7384	1.7395
nº 28	3	1.8417	1.8476	1.8535	1.8554	1.8568
	4	1.8436	1.8503	1.8388	1.8423	1.8450
	5	1.7200	1.7272	1.7026	1.7048	1.7055
nº 30	3	1.8438	1.8382	1.8429	1.8433	1.8430
	4	1.7643	1.7722	1.7708	1.7732	1.7750
	5	1.7760	1.7814	1.7886	1.7923	1.7952

Tabela 5.7: *Resistência distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

$R\,\Omega/\mathrm{m}$						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	6.1417	6.4516	6.2123	5.8747	5.6759
	3	4.1177	4.2964	4.2155	4.2258	3.9938
	4	4.2707	4.4312	4.3647	4.3446	4.1115
	5	5.3898	5.5445	5.4808	5.4163	5.1478
nº 26	2	4.1935	4.1725	4.3132	4.2533	3.7979
	3	6.2635	6.8935	6.8841	6.7617	6.6640
	4	6.4463	6.9948	7.1514	7.1130	7.0195
	5	7.4373	7.9994	8.1642	8.1024	8.1771
nº 28	3	7.2412	7.7398	7.8929	7.8063	7.7969
	4	7.4513	7.9848	8.1921	8.1899	8.1832
	5	7.9132	8.4527	8.7993	8.9517	8.8424
nº 30	3	8.5952	9.2482	9.5313	9.5759	9.5997
	4	8.9829	9.7581	10.1773	10.3124	10.4422
	5	9.2413	10.0567	10.5118	10.7132	10.9493
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	5.4356	4.5610	2.6727	1.6527	0.1578
	3	3.6964	3.1507	3.2953	2.5858	1.5046
	4	3.8293	3.2885	3.4790	2.7294	1.5821
	5	4.8704	4.2391	3.7533	2.9917	1.8653
nº 26	2	3.2249	2.4242	2.9566	2.0916	0.8121
	3	6.5166	5.9765	4.4680	3.5513	2.1437
	4	6.8406	6.2698	4.6784	3.8035	2.4559
	5	8.2043	7.6711	6.5105	5.7531	4.4559
nº 28	3	7.6752	7.0307	6.1231	5.3361	4.0151
	4	8.1514	7.6110	6.4911	5.6606	4.2945
	5	8.7553	8.2743	7.8036	6.9833	5.5811
nº 30	3	9.4902	8.7924	8.1375	7.2051	5.7245
	4	10.4477	9.9233	8.8628	8.0969	6.6755
	5	10.9774	10.5319	9.7957	9.1071	7.8199

Tabela 5.8: *Indutância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

$L\ \mu$H/m						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	0.2690	0.2572	0.2496	0.2444	0.2393
	3	0.2253	0.2185	0.2136	0.2097	0.2061
	4	0.2204	0.2142	0.2092	0.2054	0.2017
	5	0.2158	0.2095	0.2042	0.2002	0.1964
nº 26	2	0.2675	0.2630	0.2580	0.2533	0.2486
	3	0.2539	0.2486	0.2447	0.2424	0.2401
	4	0.2483	0.2426	0.2387	0.2356	0.2328
	5	0.2254	0.2146	0.2080	0.2039	0.2001
nº 28	3	0.2697	0.2588	0.2520	0.2474	0.2431
	4	0.2513	0.2406	0.2337	0.2292	0.2247
	5	0.2351	0.2262	0.2194	0.2144	0.2096
nº 30	3	0.2840	0.2728	0.2652	0.2601	0.2549
	4	0.2740	0.2629	0.2553	0.2501	0.2452
	5	0.2576	0.2468	0.2397	0.2350	0.2303
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	0.2346	0.2291	0.2190	0.2128	0.2057
	3	0.2029	0.1998	0.2023	0.1979	0.1929
	4	0.1985	0.1952	0.1993	0.1946	0.1892
	5	0.1931	0.1895	0.1929	0.1878	0.1819
nº 26	2	0.2432	0.2401	0.2443	0.2387	0.2326
	3	0.2380	0.2352	0.2333	0.2291	0.2241
	4	0.2301	0.2269	0.2254	0.2207	0.2152
	5	0.1970	0.1936	0.1899	0.1859	0.1812
nº 28	3	0.2396	0.2356	0.2295	0.2254	0.2206
	4	0.2212	0.2173	0.2148	0.2099	0.2043
	5	0.2055	0.2014	0.2013	0.1960	0.1899
nº 30	3	0.2511	0.2458	0.2408	0.2354	0.2292
	4	0.2412	0.2369	0.2333	0.2285	0.2229
	5	0.2266	0.2224	0.2209	0.2164	0.2114

Tabela 5.9: *Condutância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

G mS/m						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	0.8786	1.2955	1.7889	2.3296	2.9313
	3	0.7998	1.1857	1.6668	2.1679	2.6832
	4	0.8631	1.2848	1.7956	2.3419	2.8939
	5	0.9121	1.3549	1.8800	2.4483	3.0165
nº 26	2	0.5410	0.8161	1.1723	1.5830	1.9868
	3	0.7529	1.1082	1.5459	2.0035	2.4426
	4	0.7650	1.1229	1.5766	2.0673	2.5547
	5	1.0471	1.5386	2.1110	2.7422	3.4295
nº 28	3	0.6888	1.0159	1.4131	1.8535	2.3125
	4	0.7353	1.0871	1.4997	1.9775	2.4580
	5	0.8584	1.2826	1.8291	2.4124	3.0122
nº 30	3	0.6599	0.9775	1.3638	1.8027	2.2588
	4	0.7326	1.0841	1.5023	1.9871	2.4773
	5	0.8134	1.1935	1.6546	2.1807	2.7167
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	3.7946	4.9270	5.5672	7.0115	8.8755
	3	3.2938	4.0310	5.3546	6.6012	8.0892
	4	3.5602	4.3597	5.9454	7.3860	9.1883
	5	3.6461	4.5449	6.2185	7.7681	9.6894
nº 26	2	2.6391	3.0082	4.0054	4.9404	6.0716
	3	3.1023	3.9438	4.9934	6.1447	7.5783
	4	3.2679	4.1715	5.0781	6.3379	7.9029
	5	4.3725	5.6476	6.4851	8.1428	10.2442
nº 28	3	2.9366	3.7574	4.2960	5.2852	6.5437
	4	3.0975	3.9714	4.9642	6.1629	7.6540
	5	3.7529	4.7148	6.4503	8.1717	10.3978
nº 30	3	2.7624	3.6655	4.3333	5.4084	6.7550
	4	3.1119	3.9919	4.7659	5.9190	7.3808
	5	3.4543	4.4588	5.0388	6.2386	7.7496

Tabela 5.10: *Capacitância distribuída da linha em função da freqüência para os condutores nº 24AWG, nº 26AWG, nº 28AWG e nº 30AWG, com suas torções.*

C nF/m						
AWG	Torções	40MHz	50MHz	60MHz	70MHz	80MHz
nº 24	2	0.1426	0.1428	0.1435	0.1445	0.1457
	3	0.1494	0.1499	0.1509	0.1519	0.1529
	4	0.1621	0.1627	0.1638	0.1650	0.1662
	5	0.1698	0.1704	0.1717	0.1729	0.1741
nº 26	2	0.1170	0.1174	0.1183	0.1192	0.1200
	3	0.1323	0.1324	0.1329	0.1336	0.1344
	4	0.1378	0.1381	0.1389	0.1399	0.1409
	5	0.1656	0.1660	0.1668	0.1679	0.1691
nº 28	3	0.1198	0.1200	0.1206	0.1213	0.1221
	4	0.1290	0.1293	0.1300	0.1309	0.1319
	5	0.1581	0.1588	0.1600	0.1613	0.1627
nº 30	3	0.1151	0.1154	0.1161	0.1170	0.1179
	4	0.1298	0.1300	0.1307	0.1314	0.1322
	5	0.1350	0.1354	0.1363	0.1373	0.1385
AWG	Torções	90MHz	100MHz	110MHz	120MHz	130MHz
nº 24	2	0.1473	0.1494	0.1502	0.1537	0.1583
	3	0.1540	0.1554	0.1624	0.1658	0.1699
	4	0.1675	0.1691	0.1747	0.1786	0.1834
	5	0.1744	0.1772	0.1848	0.1892	0.1947
nº 26	2	0.1250	0.1219	0.1256	0.1281	0.1311
	3	0.1353	0.1366	0.1422	0.1444	0.1473
	4	0.1421	0.1438	0.1480	0.1509	0.1547
	5	0.1706	0.1725	0.1746	0.1780	0.1823
nº 28	3	0.1231	0.1243	0.1268	0.1289	0.1314
	4	0.1330	0.1344	0.1377	0.1404	0.1438
	5	0.1644	0.1664	0.1714	0.1756	0.1810
nº 30	3	0.1171	0.1204	0.1223	0.1250	0.1284
	4	0.1331	0.1344	0.1367	0.1392	0.1424
	5	0.1399	0.1417	0.1415	0.1438	0.1468

5.3 Resultados para o transformador de faixa larga *unun*

Os resultados das medições da faixa de passagem e da perda por inserção do *unun* foram obtidos com o equipamento analisador vetorial de circuitos calibrado para impedância de referência (R_g) de 50Ω. Utilizou-se para o dispositvo núcleo de ferrite (ferrocarbonilo) toroidal da *Sontag* modelo E1003C5 [42]. Possui 10mm de diâmetro externo, 5mm de diâmetro interno, 3mm de largura, permeabilidade relativa (μ_r) igual a 11, fator de indutância (A_l) de 4,2nH/esp^2 e indicado para freqüências de operação entre 500kHz e 50MHz.

Utilizou-se uma linha com cinco torções por centímetro com condutores n$^{\underline{o}}$ 30 AWG. Na freqüência de 130MHz, essa linha possui uma impedância característica ($|Z_o|$) de 38Ω, fator de fase (β) de 4,5501rad/m e velocidade de propagação (v_p) igual a 1.7952×10^8m/s. O valor ótimo da impedância característica (Z_{oot}) para uma impedância do gerador de 50Ω deve ser de 100Ω, dada por (2.36). Portanto, há uma relação de 0,38 vezes no valor ótimo da impedância característica. O valor de k para essa diferença e para uma perda por inserção de 3dB é de 0,2207.

Construiu-se o primeiro dispositivo com quatro espiras, resultando em um comprimento de linha (l) de 9cm. As espiras foram distribuídas uniformemente pela área do núcleo, procurando-se minimizar os efeitos das capacitâncias inter-espiras. O sinal possui amplitude máxima ($f_{nivel\,max}$) na freqüência de 241,82MHz, com perda por inserção de 0,596dB. As freqüências de corte inferior ($f_{i_{-3dB}}$) e superior ($f_{s_{-3dB}}$) foram de 53,20MHz e 420,95MHz, resultando em uma largura de faixa de 367,75MHz. Utilizando o valor de f_i em (2.15) obtêm-se 4,22 espiras. Para uma perda por inserção de 3dB em f_s tem-se k igual a 0,2207 e de (2.44) acha-se l de 9,4cm. Portanto, os valores experimentais são condizentes com os resultados do modelo teórico. As Figuras 5.9, 5.10 e 5.11 mostram as respostas da perda por inserção em função da freqüência dos resultados analítico, numérico e experimental.

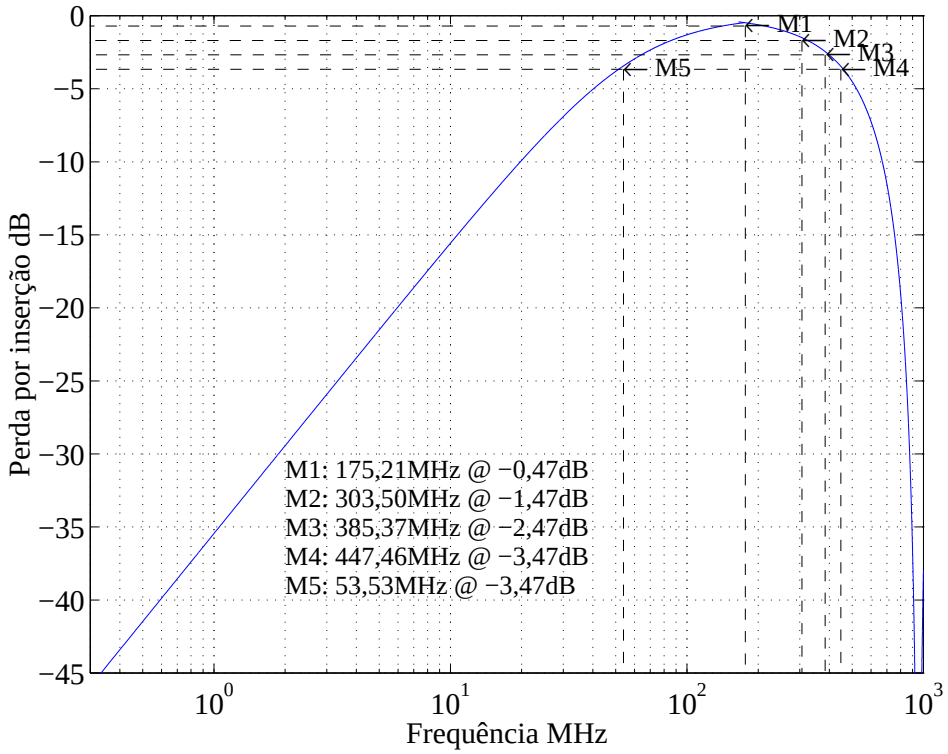


Figura 5.9: *Resposta analítica no MATLAB® para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm.*

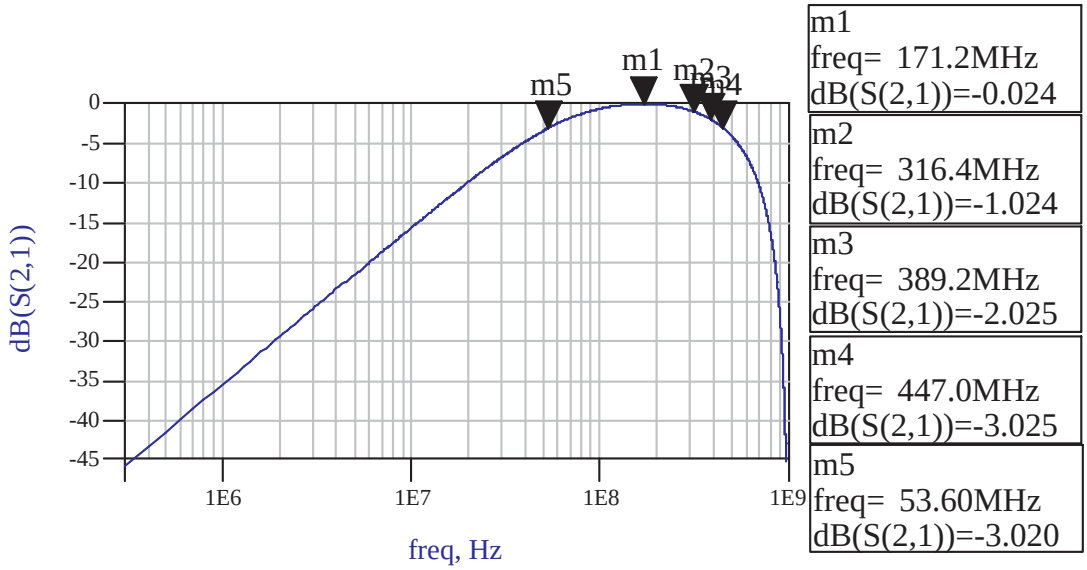


Figura 5.10: *Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm.*

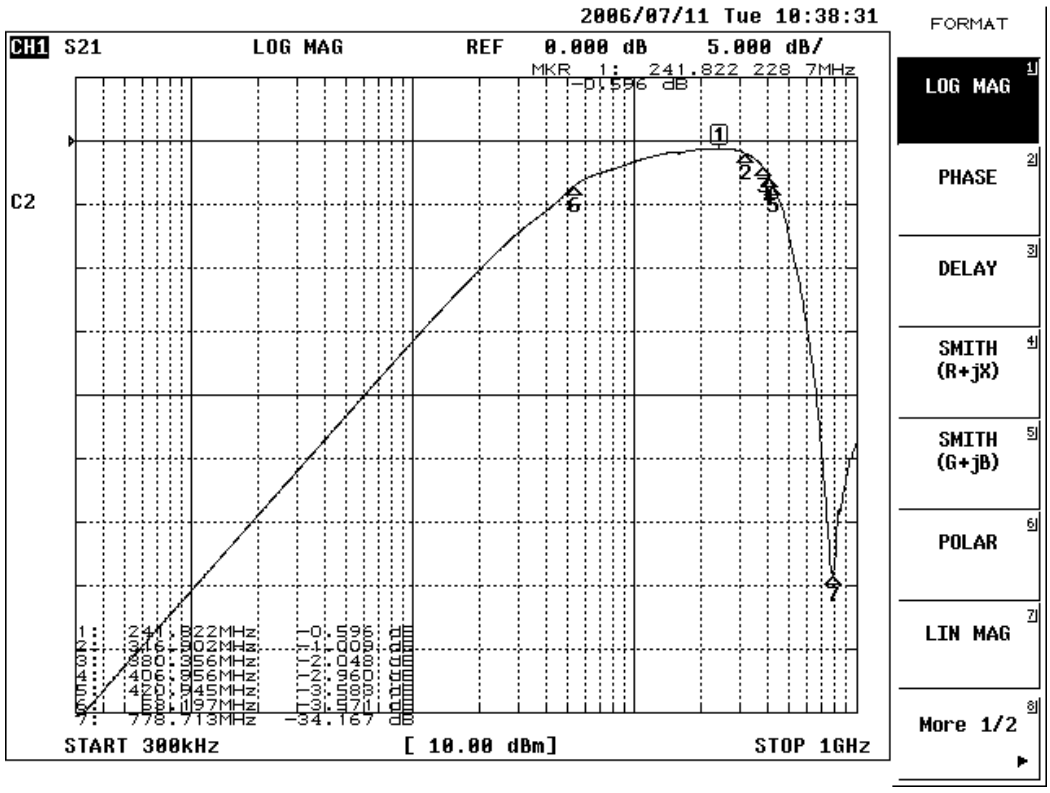


Figura 5.11: *Resposta experimental para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm.*

A Tabela 5.11 resume os principais valores destas análises comparando as três respostas. São informadas as perdas por inserção nas freqüências onde a amplitude do sinal possui transferência máxima ($f_{nivel\,max}$), em valores de 1dB ($f_{s_{-1dB}}$), 2dB ($f_{s_{-2dB}}$) e 3dB ($f_{i_{-3dB}}$ e $f_{s_{-3dB}}$) abaixo do máximo, as larguras de faixa (BW) e as diferenças de freqüências percentuais em relação às respostas analíticas.

Nota-se que as diferenças de valores entre os resultados analíticos e numéricos são muito pequenos ou menores que 5% e entre os resultados analíticos e experimentais menores que 7%, exceto na freqüência onde o sinal possui amplitude máxima. Isso pode ser entendido como um erro de medida provocada por um ruído ou outro efeito parasita. É imperceptível qualquer variação no nível do sinal, por mínima que seja, dentro da faixa de freqüências onde a amplitude é praticamente constante. Isso pode levar a grandes diferenças na determinação da freqüência do sinal com amplitude máxima. Portanto, conclui-se que houve concordância entre os três resultados.

Tabela 5.11: *Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 4 espiras e comprimento de linha de 9cm.*

	Analítico	Numérico	Experimental
$f_{nivel\,max}$	175,21MHz -0,470dB	171,20MHz / 2,3% -0,024dB	241,82MHz / 38% -0,596dB
$f_{s_{-1dB}}$	303.50MHz -1,470dB	316,40MHz / 4,3% -1,024dB	316,91MHz / 4,4% -1,010dB
$f_{s_{-2dB}}$	385.37MHz -2,470dB	389,20MHz / 1% -2,024dB	380,36MHz / 1,3% -2,048dB
$f_{s_{-3dB}}$	447.46MHz -3,470dB	447,00MHz / 0,1% -3,024dB	420,95MHz / 5,9% -3,583dB
$f_{i_{-3dB}}$	53.53MHz -3,470dB	53,60MHz / 0,1% -3,024dB	53,20MHz / 0,6% -3,571dB
BW	393,93MHz	393,40MHz / 0,1%	367,75MHz / 6,7%

Construiu-se outro dispositivo com 6 espiras e a linha com comprimento de 11cm. Com o aumento do número de espiras, a freqüência de corte inferior diminuiu e a freqüência de corte superior também reduziu de valor com o aumento do comprimento da linha, como esperado. Para a freqüência de corte inferior, os resultados analítico e numérico coincidiram com o valor esperado. A resposta experimental divergiu um pouco do modelo teórico, ou seja, para uma $f_{i_{-3dB}}$ de 33,82MHz seriam necessárias 5,3 espiras. A freqüência de corte superior está dentro do valor previsto para as três respostas e apresentam uma boa concordância. As Figuras 5.12, 5.13 e 5.14 mostram as respostas da perda por inserção em função da freqüência dos resultados analítico, numérico e experimental. A Tabela 5.12 apresenta os principais valores comparando as três respostas.

As direfenças percentuais de valores entre os resultados analíticos e numéricos são pequenas e podem ser atribuídas às aproximações inerentes aos próprios modelos. Por outro lado, os resultados experimentais comprovam o modelo usado, exceto no limite inferior, onde o erro foi maior. Isso pode ser entendido por modelos teóricos não levarem completamente em consideração os efeitos parasitas como resistências e capacitâncias associadas, presentes no componentes reais. Ainda assim, há boa coincidência entre os resultados.

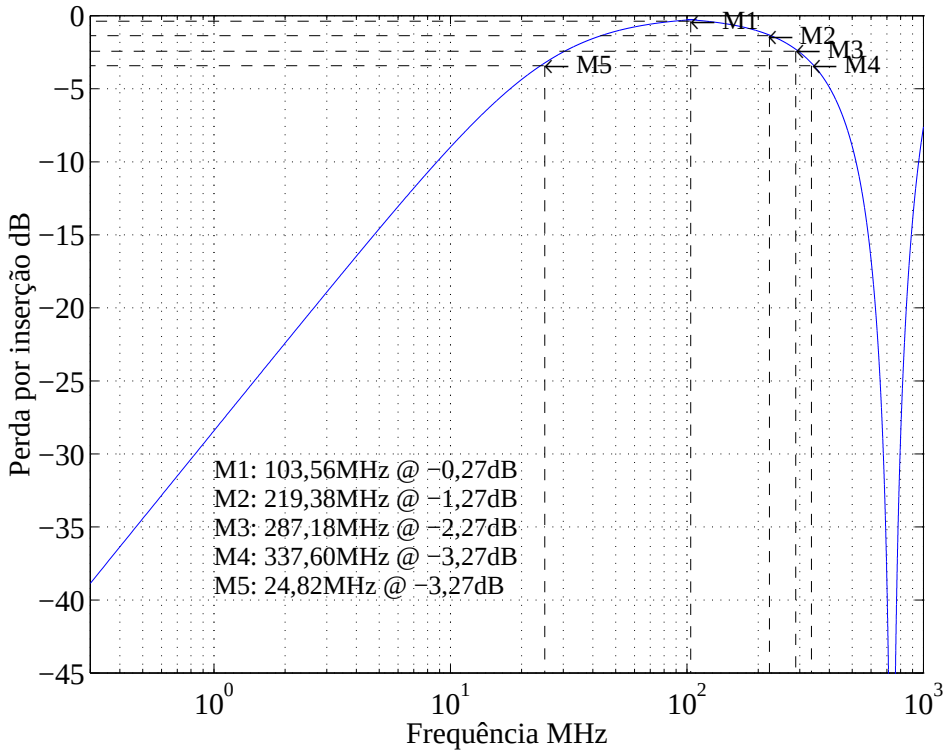


Figura 5.12: *Resposta analítica no MATLAB® para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm.*

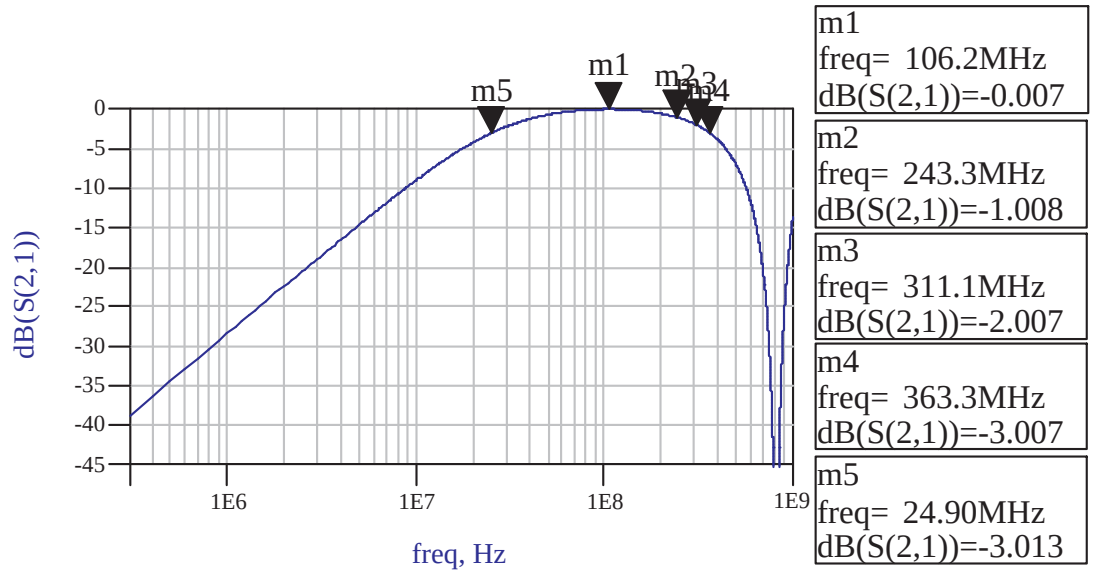


Figura 5.13: *Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm.*

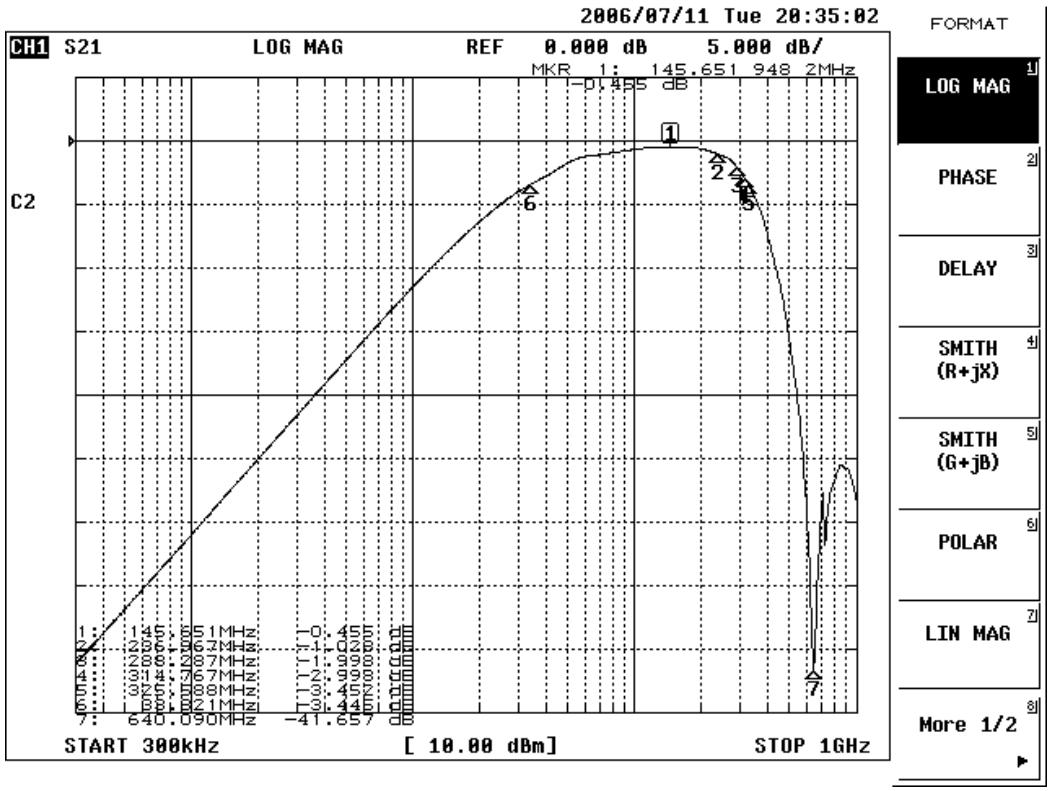


Figura 5.14: *Resposta experimental para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm.*

Tabela 5.12: *Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 6 espiras e comprimento de linha de 11cm.*

	Analítico	Numérico	Experimental
$f_{nivel\,max}$	103,56MHz -0,270dB	106,20MHz / 2,5% -0,007dB	145,65MHz / 40,6% -0,455dB
$f_{s_{-1dB}}$	219,38MHz -1,270dB	243,30MHz / 10,9% -1,008dB	236,96MHz / 8% -1,028dB
$f_{s_{-2dB}}$	287,18MHz -2,270dB	311,10MHz / 8,3% -2,007dB	288,28MHz / 0,4% -1,998dB
$f_{s_{-3dB}}$	337,60MHz -3,270dB	363,30MHz / 7,6% -3,007dB	325,58MHz / 3,6% -3,452dB
$f_{i_{-3dB}}$	24,82MHz -3,270dB	24,90MHz / 0,3% -3,013dB	33,82MHz / 36,3% -3,445dB
BW	312,78MHz	338,40MHz / 8,2%	291,76MHz / 6,7%

As Figuras 5.15, 5.16 e 5.17 mostram as respostas da perda por inserção em função da freqüência dos resultados analítico, numérico e experimental do dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm. A Tabela 5.13 apresenta os principais valores comparando as três respostas.

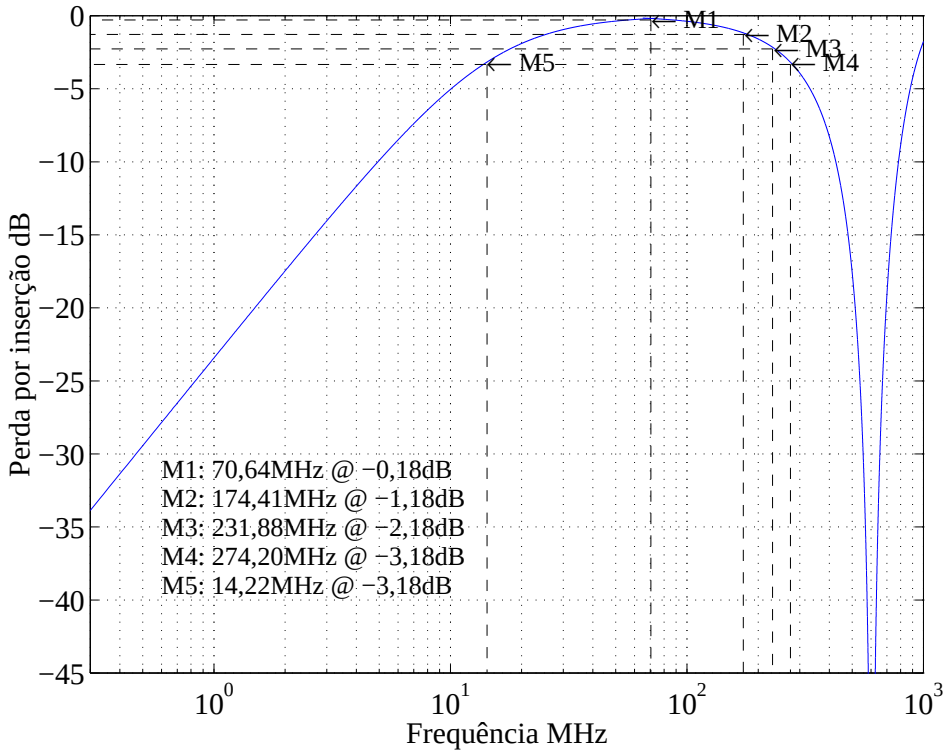


Figura 5.15: *Resposta analítica no MATLAB® para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm.*

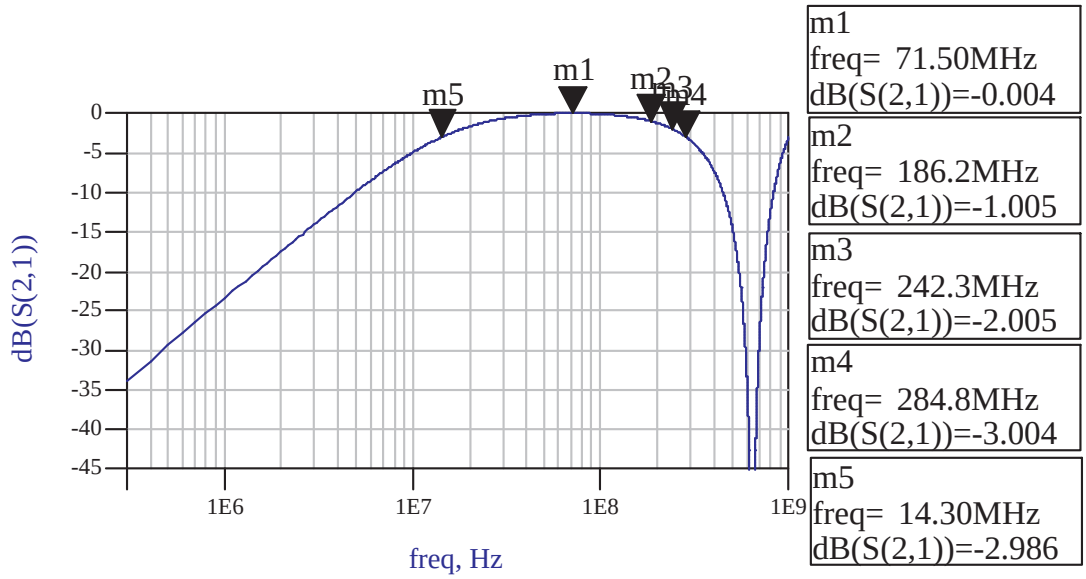


Figura 5.16: *Resposta numérica no ADS® para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm.*

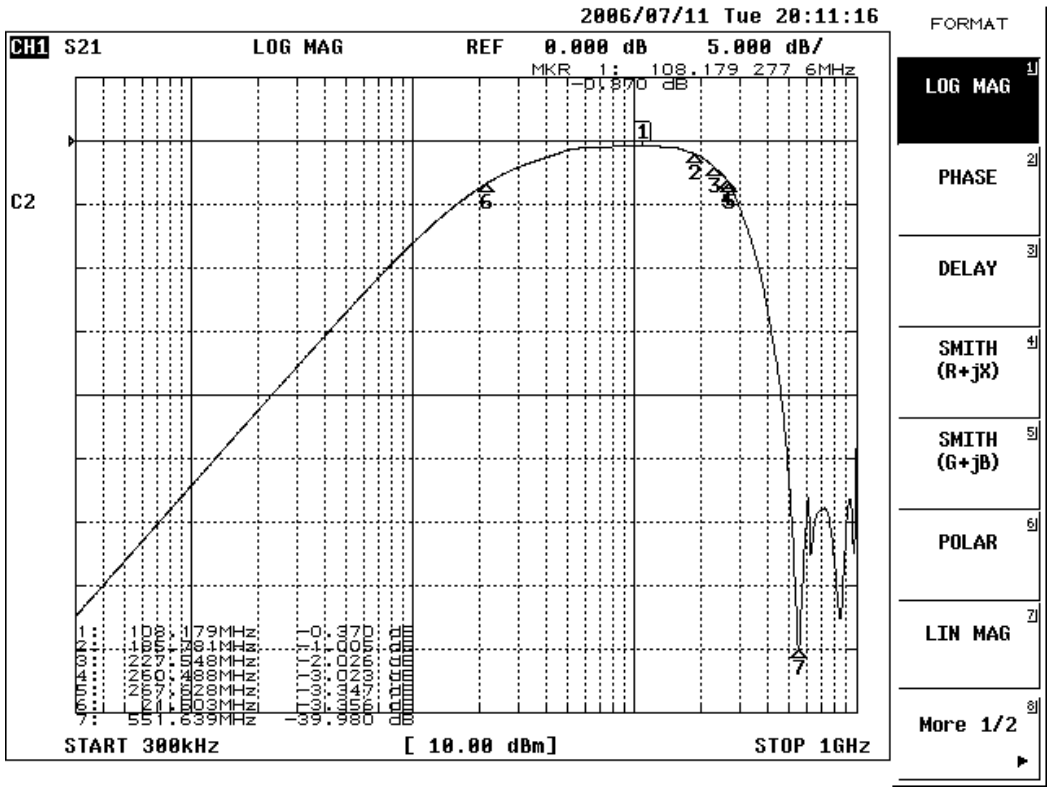


Figura 5.17: *Resposta experimental para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm.*

Tabela 5.13: *Comparação dos resultados analítico, numérico e experimental para o dispositivo com 8 espiras e comprimento de linha de 14cm.*

	Analítico	Numérico	Experimental
$f_{nivel\,max}$	70,64MHz -0,180dB	71,50MHz / 1,2% -0,004dB	108,18MHz / 53,1% -0,370dB
$f_{s_{-1dB}}$	174,41MHz -1,180dB	186,20MHz / 6,8% -1,005dB	195,78MHz / 12,3% -1,005dB
$f_{s_{-2dB}}$	231,88MHz -2,180dB	242,30MHz / 4,5% -2,005dB	227,55MHz / 1,9% -2,026B
$f_{s_{-3dB}}$	274,20MHz -3,180dB	284,80MHz / 3,9% -3,004dB	267,63MHz / 2,4% -3,347dB
$f_{i_{-3dB}}$	14,22MHz -3,180dB	14,30MHz / 0,6% -2,986dB	21,51MHz / 51,3% -3,356dB
BW	259,98MHz	270,50MHz / 4%	246,12MHz / 5,3%

Para freqüência de corte inferior, a resposta experimental divergiu do modelo teórico, sendo necessárias 6,63 espiras para alcançar uma $f_{i_{-3dB}}$ de 21,51MHz. As respostas dos modelos analítico e numérico concordaram entre si. Há coincidência entre as freqüências de corte superior para as três respostas e estão com os valores

esperados. Aumentou-se o número de espiras e a freqüência de corte inferior reduziu de valor, o mesmo ocorrendo para a freqüência de corte superior com o aumento do comprimento da linha. As diferenças percentuais entre as respostas analíticas, numéricas e experimentais são pequenas e as apoximações dos modelos válidas, com exceção do limite inferior onde o erro foi maior.

Observando os resultados, conclui-se que esses dispositivos conseguem operar em ampla largura de faixa, da ordem de três oitavas, e apresentam baixa perda por inserção, com valores em torno de 0,5dB. Este valor foi conseguido utilizando dois dispositivos para a medição e iguais. Com o aumento do número de espiras, houve divergência entre os resultados do modelo teórico e o experimental na resposta da freqüência de corte inferior. As equações que regem o modelo levam em conta um modelo simplificado para a bobina. Estudos recentes mostram a necessidade de representá-la com modelos mais elaborados, mostrando que influências resistivas e reativas são adicionadas com o aumento da freqüência e número de espiras [43]. Há também o efeito da capacitância inter-espiras que aumenta, diminuindo a freqüência de ressonância própria. Mesmo assim, com o modelo simplificado, há como prever e projetar o dispositivo para determinada especificação de projeto. Foram realizados testes para um número de espiras superior ao apresentado neste trabalho e esses efeitos continuaram a acontecer. Com duas espiras, implica em uma freqüência de corte inferior de 236,83MHz, que está fora da faixa especificada de freqüências de operação do núcleo, ou seja, não foi possível garantir um acoplamento eficiente nessa faixa com núcleo usado nas experiências.

Capítulo 6

Comentários e conclusões finais

6.1 Comentários

Apesar da relevância do tema no projeto de equipamentos de radiofreqüência, há poucos trabalhos divulgados. Este estudo sobre transformador de impedância de faixa larga mostrou sua vasta utilização para modernos sistemas de comunicações [25]-[26]. Desenvolveram-se informações úteis para seu projeto e implementação. O Capítulo 1 mostrou os conceitos que seriam empregados no desenvolvimento. Destacaram-se os objetivos e as razões que motivaram a escolha do tema. Apresentou-se a metodologia que seria empregada e uma revisão bibliográfica. Mostraram-se as principais aplicações do dispositivo.

No Capítulo 2 apresentou-se o modelo do transformador de impedâncias de faixa larga e algumas de suas principais características. Foi considerado o modelo ideal sem perdas e os resultados revelaram a importância da inclusão dos parâmetros que provocam esses efeitos.

O Capítulo 3 mostrou a técnica de projeto proposta, seguida dos processos das simulações analítica com o programa $MATLAB^{®}$ e cálculos numéricos com a plataforma $ADS^{®}$. Servem como ferramentas úteis para que o projetista possa conseguir uma descrição real do dispositivo, fugindo dos procedimentos empíricos.

Mostrou-se no Capítulo 4 os procedimentos de medição, referentes à linha de transmissão e ao transformador de faixa larga, para obtenção da resposta experimental. Destacaram-se alguns cuidados a serem tomados para que os erros

nas medições sejam minimizados, com equipamentos e componentes especificados.

No Capítulo 5, apresentaram-se os parâmetros da linha de transmissão para diversos tipos de condutores e diferentes números de torções. As tabelas e gráficos servem como consulta para obtenção desses valores. Para o transformdor de faixa larga, fez-se a comparação entre as respostas analítica, númerica e experimental com as respectivas conexões com a teoria proposta de projeto.

6.2 Conclusões

As proposições para o desenvolvimento do modelo teórico, para a técnica de projeto e para os procedimentos de medição, foram consistentes e conduziram a resultados confiáveis. Para a linha de transmissão, contornou-se o problema do balanceamento em relação ao equipamento de medição e salientaram-se alguns cuidados que devem ser tomados para medição do dispositivo, principalmente no que diz respeito a ressonâncias indesejáveis, que mascaram os valores reais. Para facilitar a construção da linha, construiu-se uma pequena máquina que deu agilidade ao processo. Mostrou-se que parâmetros da linha são importantes para o projeto da transformador de faixa larga.

Para o modelo *unun*, os resultados alcançados foram satisfatórios e apresentam concordância entre si, visto que foram obtidos por procedimentos diferentes. Compararam-se as respostas dos modelos analítico e numérico no $MATLAB$® e no ADS®, que possui seu modelo interno próprio, com a resposta experimental do analisador vetorial de circuitos. Os resultados analítico e numérico possuem valores muito próximos, se comparados com os obtidos nas experiências de laboratório. Isso era esperado devido aos modelos teóricos não levarem em consideração as características complexas dos componentes reais, que são empregados na faixa de RF. A proposta da técnica de projeto foi avalizada, servindo como ferramenta para construção do dispositivo, substituindo o processo empírico que o envolve. Observou-se que esses dispositivos podem operar em ampla faixa de frequências, com baixa perda por inserção e custo reduzido. Deve-se observar de forma rigorosa as especificações dos componentes para que o projeto atenda

as características desejadas. Os procedimentos relativos às medições também foram comprovados pela comparação com os resultados teóricos. Foram realizados muitos testes até se alcançar valores condizentes com os esperados.

6.3 Sugestões para trabalhos futuros

Empregou-se o modelo do dispositivo desconsiderando-se as perdas existentes no componente real. Para os procedimentos de medição, pode-se estabelecer processos mais eficazes e com maior exatidão. Outros materiais podem ser usados para a construção dos dispositivos, visando a comparar seus desempenhos. Dessas observações, visto que há muito o que se desenvolver sobre o assunto, serão feitas algumas sugestões para trabalhos futuros

- Modelar o dispositivo, levando em consideração as perdas existentes na linha de transmissão e no núcleo.
- Estudar procedimentos de medições mais elaborados e com maior exatidão.
- Fazer um modelo para a linha bifilar, levando em consideração o diâmetro e as torções para obtenção dos seus parâmetros e os efeitos sobre eles.
- Realizar medidas com outros condutores, diferentes materiais isolantes e outros tipos de linha.
- Empregar o dispositivo em soluções de alta potência e como combinador de sinais.

Anexo A

Simulação da equação (2.8)

A Figura 2.4 foi obtida através da equação (2.8) com $R_g = 50\Omega$ e $X_m = 25\Omega$. O programa usado para obtenção destes resultados é descrito a seguir:

```
clear all;
close all;
clc;

rg = 50;
xm = [0:50];

pgpc = ((rg.^2)+4.*(xm.^2))./(4.*(xm.^2));
db = -10*log10(pgpc);

plot(xm,db);
grid on;
xlabel('Xm \Omega');
ylabel('Perda por inserção dB');
axis([0 50 -20 0]);
```

Anexo B

Simulação da equação (2.38)

A Figura 2.6 foi obtida através da equação (2.38) variando-se o fator k de 0 a 0.5. O programa usado para esta simulação é mostrado a seguir:

```
clc;
close all;
clear all;

k = [0:0.00001:0.5];
betal = 2.*pi.*k;

pgpc = ((1./4).*(5+6.*cos(betal)+5.*cos(betal).^2))./ ...
    ((1+cos(betal)).^2);
db = -10.*log10(pgpc);

plot(k,db);
grid on;
xlabel('Fator k');
ylabel('Perda por inserção dB');
axis([0 0.5 -20 0]);
```

Anexo C

Simulação da equação (2.29)

A Figura 2.7 foi obtida através da equação (2.29) variando-se o fator k de 0 a 0.5, o valor utilizado para a impedância interna do gerador foi $R_g = 50\Omega$, encontrando-se através de (2.36) $R_c = 200\Omega$ e $Z_{oot} = 100\Omega$. O programa usado para obtenção destes resultados é descrito a seguir:

```
clc;
close all;
clear all;

rg = 50;
rc = 200;
%zoot = sqrt(rg.*rc);
k = [0:0.01:.5];
betal = 2.*pi.*k;

% Zoot
zo = 100;
pgpc1 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB1 = -10.*log10(pgpc1);
```

```
% 2 Zoot
zo = 200;
pgpc2 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB2 = -10.*log10(pgpc2);
% 0.5 Zoot
zo = (1./2).*100;
pgpc3 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB3 = -10.*log10(pgpc3);

% 3 Zoot
zo = 300;
pgpc4 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB4 = -10.*log10(pgpc4);
% 0.33 Zoot
zo = (1./3).*100;
pgpc5 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB5 = -10.*log10(pgpc5);

% 4 Zoot
zo = 400;
pgpc6 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
```

```
dB6 = -10.*log10(pgpc6);
% 0.25 Zoot
zo = (1./4).*100;
pgpc7 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB7 = -10.*log10(pgpc7);

% 5 Zoot
zo = 500;
pgpc8 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB8 = -10.*log10(pgpc8);
% 0.2 Zoot
zo = (1./5).*100;
pgpc9 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));
dB9 = -10.*log10(pgpc9);

plot(k,dB1);
hold on;
plot(k,dB2,'k.-');
%plot(k,dB3,'k.-');
plot(k,dB4,'r-+');
%plot(k,dB5,'r-+');
plot(k,dB6,'c-s');
%plot(k,dB7,'g-s');
plot(k,dB8,'m-o');
%plot(k,dB9,'m-o');
```

```
grid on;
axis([0 0.5 -20 0]);
xlabel('Fator k');
ylabel('Perda por inserção dB');
legend('Zoot','2Zoot, 0.5Zoot','3Zoot, 0.33Zoot', ...
    '4Zoot, 0.25Zoot','5Zoot, 0.2Zoot',0);
```

Anexo D

Simulação da resposta analítica

A Figura 3.1 foi obtida através das equações (2.8) e (2.29), substituindo os valores encontrados nas equações. O programa usado para esta simulação é mostrado a seguir:

```
clear all;
close all;
clc;

rg = 50;
rc = 200;
vp = 1.8e8;
k = 0.304;
al = 4.2;
fi = 3e6;
fs = 300e6;

f1 = [0:1e3:160e6];
w1 = 2.*pi.*f1;
f2 = [100e6:1e3:400e6];

l = (k.*vp)./fs;
zo = sqrt(rg.*rc);
```

```
np = sqrt((rg.*1e9)./(4.*pi.*fi.*al));
lamb = vp./f2;
beta = (2.*pi)./lamb;
xm = (np.^2).*al.*w1.*1e-9;
betal = beta.*l;

pgpc1 = ((rg.^2)+4.*(xm.^2))./(4.*(xm.^2));
pgpc2 = (((2.*rg.*(1+cos(betal))+rc.*cos(betal)).^2)+ ...
    (((rg.*rc+zo.^2).^2).*(sin(betal).^2))./(zo.^2))./ ...
    (4.*rg.*rc.*((1+cos(betal)).^2));

db1 = -10.*log10(pgpc1);
db2 = -10.*log10(pgpc2);

semilogx(f1.*1e-6,db1);
hold on;
grid on;
semilogx(f2.*1e-6,db2);
xlabel('Frequência MHz');
ylabel('Perda por inserção dB');
axis([0.5 400 -15 0]);
```

Anexo E

Programa para obtenção dos parâmetros da linha de transmissão

Os parâmetros da linha de transmissão foram obtidos pelo método proposto em [41] com os valores medidos de Z_{ca} e Z_{cc} em determinada freqüência. Os valores de l e Z_c foram 0,2m e 200Ω respecitamente. O programa é descrito a seguir:

```
clc;
close all;
clear all;

f = [ ].*1e6;

zca = [ ];
zcc = [ ];

w = 2.*pi.*f;

l = .2;
zc = 200;
```

```
zo = sqrt(zca.*zcc);
modzo = abs(zo);
fasezo = angle(zo).*180./pi;
tghgl = sqrt(zcc./zca);
c = real(tghgl);
d = imag(tghgl);
cd = abs(zcc)./abs(zca);
alfa = (atanh((2.*c)./(1+cd))./(2.*l);
doisbetal = (atan((2.*d)./(1-cd)));
for k = 1:length(doisbetal)
   if doisbetal(k) < 0
      doisbetal(k) = doisbetal(k) + pi;
   end
end
beta = doisbetal./(2.*l);
vp = w./beta;
for k = 1:length(vp)
   if vp(k) > 3e8
      teta = doisbetal(k) + 2.*pi;
      beta(k) = teta./(2.*l);
      vp(k) = w(k)./beta(k);
   end
end
gama = complex(alfa,beta);
z = zo.*gama;
r = real(z);
l = imag(z)./w;
y = gama./zo;
g = real(y);
c = imag(y)./w;
```

Anexo F

Trabalhos publicados referentes à dissertação

- FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Transformador Híbrido de Banda Larga. In: GCETE'2005 - GLOBAL CONGRESS ON ENGINEERING AND TECHNOLOGY EDUCATION, 2005, Santos, SP, Brasil. *Proc. GCETE'2005.* p. 1416-1420.

- FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Técnicas Experimentais Aplicadas a Análise de Transformadores de Impedância Faixa Larga. In: VI MOSTRA DE PÓS-GRADUAÇÃO, 2005, Taubaté, SP, Brasil. *VI Mostra de Pós-Graduação da Universidade de Taubaté.*

- FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Ensaios experimentais com Trasformadores Banda Larga em RF. In: WCCSETE'2006 - WORLD CONGRESS ON COMPUTER SCIENCE, ENGINEERING AND TECHNOLOGY EDUCATION, 2006, Santos, SP, Brasil. *Proc. WCCSETE'2006*, p. 473-477.

Referências Bibliográficas

[1] RUTHROFF, C. L. Some Broad-Band Transformers. *Proc. of the IRE*, v. 47, n. 8, p. 1337-1342, Aug. 1959.

[2] The MathWorks, Inc. *MatLab 7*. USA, 2005.

[3] Agilent Technologies Co. *ADS - Advanced Deseign System 2004C*. USA, 2004.

[4] GUANELLA, G. New Method of Impedance Matching in Radio-Frequency Circuits. *The Brown Boveri Review*, v. 31, p. 327-329, Sep. 1944.

[5] PITZALIS, Octavius; COUSE, T. P. M. Pratical Design Information for Broadband Transmission Line Transformers. *Proc. of the IEEE*, v. 56, p. 738-739, Apr. 1968.

[6] PITAZLIS, Octavius; HORN, Robert E.; BARANELLO, Ronald J. Broadband 60-W HF Linear Amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. sc-6, n. 3, p. 93-103, June 1971,.

[7] KRAUSS, Herbert. L.; ALLEN, Charles. W. Design toroidal transformers to optimize wideband performance. *Electronics*, v. 46, p. 113-116, Aug. 1973.

[8] BLOCKER, Wade. Extended Impedance Matching Capabilities in the Wide-Band Transmission Line Transformer. *Proc. of the IEEE*, v. 65, n. 9, p. 1405-1406, Sep. 1977.

[9] BLOCKER, Wade. The Behavior of the Wide-Band Transmission Line Transformer for Nonoptimum Line Impedance. *Proc. of the IEEE*, v. 66, n. 4, p. 518-519, Apr. 1978.

[10] DUTTA ROY, Suhash. C. A Wideband Transmission Line Transformer. *Electronic Engineering*, p. 81-93, Sep. 1979.

[11] DUTTA ROY, Suhash. C. A Transmission Line Transformer Having Frequency Independent Matching Properties. *Circuit Theory and Applications*, v. 8, p. 55-64, 1980.

[12] IRISH, R. T. Method of Bandwidth Extension for the Ruthroff Transformer. *Electronics Letters*, v. 15, n. 24, p. 790-791, Nov. 1979.

[13] SEVICK, Jerry. Broadband Matching Transformers Can Handle Many Kilowatts. *Electronics*, v. 49, p. 123-128, Nov. 1976.

[14] SEVICK, Jerry. Design and Realization of Broadband Transmission Line Matching Transformers. *IEEE Emerging Pratices in Technology*, p. 1-12, 1993.

[15] SEVICK, Jerry. *Transmission Line Transformers*. 4. ed. Atlanta: Noble Publishing, 2001.

[16] SEVICK, Jerry. A Simplified Analysis of the Broadband Transmission Line Transformer. *High Frequency Electronics*, p. 48-53, Feb. 2004.

[17] SEVICK, Jerry. Design of Broadband Ununs With Impedance Ratios Less than 1:4. *High Frequency Electronics*, p. 44-50, Nov. 2004.

[18] SEVICK, Jerry. Magnetic Materials of Broadband Transmission Line Transformers. *High Frequency Electronics*, p. 46-52, Jan. 2005.

[19] SINCLAIR, D. B. Measuring Balanced Impedances with the R-F Bridge. *General Radio Experimenter*, p. 3-5, v. 17, Sep. 1942.

[20] TERMAN, Frederick Emmons; PETTIT, Joseph Mayo. *Electronic Measurements*. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1952.

[21] LEFFERSON, Peter. Twisted Magnet. Wire Transmission Line. *IEEE Trans. on Parts, Hybrids, and Packaging*, v. PHP-7, n. 4, p. 148-154, Dec. 1971.

[22] BROXON II, John H.; LINKHART, Douglas K. Twisted-Wire Transmission Lines. *RF Design*, p. 73-75, June 1990.

[23] KUO, Ching Chuan; KUO, Ming Ying; KUO, Mei Shong. Modeling and Analysis of Wideband Power Transmission Line Transformers. In: APEC'96 - APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1996, San Jose, CA, USA. *APEC'96 Conference Proc. 1996*, Eleventh Annual, pp. 441-446.

[24] THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE INC. *The ARRL Handbook for Radio Communications*, 82. ed. Newington: ARRL, 2005.

[25] DONG, Mouqun; SALVY, Hughes De Saint. Analyzing 4:1 TLTs for Optical Receivers. *Microwaves & RF*, Mar. 2005.

[26] BAHL, Inder J. Broadband and Compact Impedance Transformers for Microwave Circuits. *IEEE Microwave Magazine*, v. 7, n. 4, p. 56-62, Aug. 2006.

[27] FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Transformador Híbrido de Banda Larga. In: GCETE'2005 - GLOBAL CONGRESS ON ENGINEERING AND TECHNOLOGY EDUCATION, 2005, Santos, SP, Brasil. *Proc. GCETE'2005*. p. 1416-1420.

[28] FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Técnicas Experimentais Aplicadas a Análise de Transformadores de Impedância Faixa Larga. In: VI MOSTRA DE PÓS-GRADUAÇÃO, 2005, Taubaté, SP, Brasil. *VI Mostra de Pós-Graduação da Universidade de Taubaté*.

[29] FERREIRA JR., Antonio Alves; PEREIRA, Wilton Ney do Amaral. Ensaios experimentais com Trasformadores Banda Larga em RF. In: WCCSETE'2006 - WORLD CONGRESS ON COMPUTER SCIENCE, ENGINEERING AND TECHNOLOGY EDUCATION, 2006, Santos, SP, Brasil. *Proc. WCCSETE'2006*, p. 473-477.

[30] ADAMI, A. R. C. *Um estudo sobre amplificadores de RF faixa larga*. 2006. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí.

[31] LANDAU, L.; LIFISCHITZ, E. *Electrodynamique des milieux continus*. Tradução de Anne Sokova. Moscou: Nir, 1969.

[32] GRAY, Alexander; WALLACE, G. A. *Eletrotécnica*: princípios e aplicações. 7. ed. Tradução: Miguel Magaldi. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1977.

[33] SMITH, Jack R. *Modern Communication Circuits*. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1997.

[34] RADMANESH, Matthew M. *Radio Frequency and Microwave Electronics*: illustrated. New Jersey: Prentice Hall, 2001.

[35] GONZALEZ, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers*: analysis and design. 2. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1997.

[36] LUDWIG, Reinhold; BRETCHKO, Pavel. *RF Circuit Design*: theory and applications. New Jersey: Prentice Hall, 2000.

[37] KRAUS, John D.; FLEISCH, Daniel A. *Electromagnetics*: with applications. 5. ed. Boston: McGraw-Hill, 1999.

[38] SHADIKU, Matthew N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. 3. ed. Tradução de Jorge Amoreti Lisboa e Liane Ludwig Loder. Porto Alegre: Bookman, 2004.

[39] RAMO, Simon; WHINNERY, John R.; VAN DUZER, Theodore. *Fields and Waves in Communication Electronics*. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 1994.

[40] CHIPMAN, Robert. A.; *Linhas de Transmissão*. Tradução de Ivan José de Albuquerque. São Paulo: McGraw-Hill, 1976.

[41] EVERITT, W. L.; ANNER, G. E. *Communication Engineering*. 3. ed., New York: McGraw-Hill, 1956.

[42] SONTAG. *Sontag Componentes Eletrônicos*. Disponível em: http://www.sontag.com.br.

[43] GREEN, Leslie. RF-inductor modeling for the 21st century. *EDN*, p. 67-74, Sep. 2001.