



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.10.11.17-TDI

GERAÇÃO DE RF USANDO LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES DISCRETAS PARA APLICAÇÕES RADAR

Leandro Carvalho Silva

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Elizete Gonçalves Lopes Rangel, e José Osvaldo Rossi, aprovada em 05 de dezembro de 2019.

URL do documento original:

<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3UHG4UE>

INPE
São José dos Campos
2019

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GBDIR)

Serviço de Informação e Documentação (SESID)

CEP 12.227-010

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/7348

E-mail: pubtc@inpe.br

CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELECTUAL DO INPE - CEPPII (PORTARIA Nº 176/2018/SEI-INPE):

Presidente:

Dra. Marley Cavalcante de Lima Moscati - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CGCPT)

Membros:

Dra. Carina Barros Mello - Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE)

Dr. Alisson Dal Lago - Coordenação-Geral de Ciências Espaciais e Atmosféricas (CGCEA)

Dr. Evandro Albiach Branco - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (COCST)

Dr. Evandro Marconi Rocco - Coordenação-Geral de Engenharia e Tecnologia Espacial (CGETE)

Dr. Hermann Johann Heinrich Kux - Coordenação-Geral de Observação da Terra (CGOBT)

Dra. Ieda Del Arco Sanches - Conselho de Pós-Graduação - (CPG)

Silvia Castro Marcelino - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

BIBLIOTECA DIGITAL:

Dr. Gerald Jean Francis Banon

Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:

Ivone Martins - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

Cauê Silva Fróes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.10.11.17-TDI

GERAÇÃO DE RF USANDO LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES DISCRETAS PARA APLICAÇÕES RADAR

Leandro Carvalho Silva

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Elizete Gonçalves Lopes Rangel, e José Osvaldo Rossi, aprovada em 05 de dezembro de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3UHG4UE>>

INPE
São José dos Campos
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Silva, Leandro Carvalho.

Si38g Geração de RF usando linhas de transmissão não lineares discretas para aplicações radar / Leandro Carvalho Silva. – São José dos Campos : INPE, 2019.

xxvi + 96 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.10.11.17-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2019.

Orientadores : Drs. Elizete Gonçalves Lopes Rangel, e José Osvaldo Rossi.

1. Linha de Transmissão Não Linear. 2. Radiofrequência. 3. Diodo Varicap. 4. Sóliton. 5. Radar. I.Título.

CDU 631.3.051:629.052.3



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

Aluno (a): *Leandro Carvalho Silva*

Título: "GERAÇÃO DE RF USANDO LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES DISCRETAS PARA APLICAÇÕES RADAR"

Aprovado (a) pela Banca Examinadora em cumprimento ao requisito exigido para obtenção do Título de *Mestre* em

Engenharia e Tecnologia Espaciais/Eng. Gerenc. de Sistemas Espaciais

Dr. Geilson Loureiro



Presidente / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. José Osvaldo Rossi



Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dra. Elizete Gonçalves Lopes Rangel



Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Joaquim José Barroso de Castro



Membro da Banca / ITA / SJC Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Lauro Paulo da Silva Neto



Convidado(a) / UNIFESP / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Este trabalho foi aprovado por:

() maioria simples

unanimidade

Dedico este trabalho a meus pais, que sempre acreditaram na importância da educação, a minha esposa Cássia, pela paciência e apoio, e as minhas filhas Bianca e Beatriz, por serem, inconscientemente, minha grande inspiração.

AGRADECIMENTOS

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) / Laboratório de Integração e Testes (LIT), por ter me dado a oportunidade de realizar este trabalho de mestrado e de utilizar suas instalações.

Aos meus orientadores, Dr. José Osvaldo Rossi e Dra. Elizete Gonçalves Lopes Rangel, pelas valiosas contribuições e confiança depositada em meu trabalho.

Aos professores da Pós-graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais, pelo conhecimento compartilhado.

Ao colega de Curso Lucas dos Reis Raimundi, pelas discussões técnicas e troca de experiência adquirida.

A todas as pessoas que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização desta Dissertação.

RESUMO

As Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLS) vêm sendo estudadas para a geração de sinais de radiofrequências (RF) para diversas aplicações, como radares aeroespaciais, sistemas de ataque eletrônico, telecomunicações e equipamentos eletromédicos. Contudo, poucos trabalhos apresentaram resultados experimentais relacionados às técnicas de extração dos sinais de RF da linha, bem como a transmissão e a recepção de sinais de RF através de antenas. Embora a maioria dos estudos esteja concentrada em LTNLS de alta potência, um experimento de baixa tensão permite a construção de LTNLS compactas utilizando componentes *Commercial-off-the-shelf* (COTS), que podem ser caracterizadas por meio de medições com boa precisão em laboratório. Esse tipo de experimento permite a investigação das características de propagação dos sólitons gerados, tais como atraso de tempo, largura do pulso, frequência e número de oscilações. Tendo em vista que diversas aplicações para as LTNLS requerem a geração e irradiação de sinais de RF, esta dissertação teve o objetivo de apresentar um estudo experimental com LTNLS capacitivas de baixa tensão, que foram projetadas, simuladas, construídas e testadas em laboratório. Os projetos das LTNLS foram validados por simulações com o software LTspice, e as linhas foram construídas em placas de circuito impresso com indutores comerciais e diodos varicaps como elementos não lineares. Os sinais de RF foram extraídos através de circuitos de desacoplamento conectados na saída da linha, como casador de impedâncias e filtro passa-alta. Este trabalho apresenta como resultado inédito a geração de sinais de RF atingindo a frequência de 280 MHz utilizando LTNL capacitiva. Esses sinais foram perfeitamente transmitidos e recebidos através de antenas. Portanto este estudo tem como principal contribuição científica a comprovação da capacidade de geração e irradiação de sinais de RF através de LTNLS para prospectivas aplicações radar.

Palavras-chave: Linha de Transmissão Não Linear. Radiofrequência. Diodo Varicap. Sóliton. Radar.

RF GENERATION USING DISCRETE NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR RADAR APPLICATIONS

ABSTRACT

Nonlinear Transmission Lines (NLTLs) have been studied for the generation of radio frequency (RF) signals for various applications such as aerospace radars, electronic attack systems, telecommunications, and electro-medical equipment. However, few studies have presented experimental results related to the line RF signal extraction techniques, as well as the transmission and reception of RF signals using antennas. Although most studies focus on high-power NLTLs, a low-voltage experiment allows the construction of compact NLTLs built with commercial-off-the-shelf (COTS) components, which can be characterized in the laboratory by accurate measurements. This type of experiment allows the investigation of the propagation characteristics of the generated solitons, such as time delay, pulse width, frequency and number of oscillations. Given that several applications for NLTLs require RF signal generation and irradiation, this dissertation aimed to present a study conducted through experiments using low voltage capacitive NLTLs, which were designed, simulated, built and tested in the laboratory. NLTL designs were validated through simulations using LTspice software and the lines were built on printed circuit boards with commercial inductors and varicaps diodes as nonlinear elements. The RF signals were extracted through decoupling circuits connected at the line output, such as an impedance matching and high-pass filter. This work presents as a new result the generation of RF signals reaching the frequency of 280 MHz using a capacitive NLTL. These signals were perfectly transmitted and received using antennas. So this study has as the main scientific contribution the ability proof of generating and irradiating RF signals through NLTLs for prospective radar applications.

Keywords: Nonlinear Transmission Line. Radio Frequency. Varactor Diode. Soliton. Radar.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 2.1 – Linha de Transmissão Não Linear com capacitor variável.	4
Figura 2.2 – Tempo de subida e atraso da LTNL.	5
Figura 2.3 – Processo de geração de sóliton pela LTNL.	6
Figura 2.4 – Formas de onda dos sinais.	7
Figura 2.5 – Circuito básico e curva de resposta em frequência.	8
Figura 2.6 – Processo de geração, extração e transmissão do sinal de RF.	9
Figura 3.1 – Mapa conceitual das pesquisas sobre LTNL realizadas no INPE. 16	
Figura 4.1 – Diagrama de blocos simplificado de um radar.	17
Figura 4.2 – Radar SAR.	18
Figura 4.3 – Comparação de imagens de radar SAR dos anos 1990 (a) e da atual geração de satélites (b).	21
Figura 4.4 – Cubesat 1U (esquerda) e CubeSat 3U (direita).	22
Figura 4.5 – Satélite RainCube.	23
Figura 4.6 – <i>Setup</i> de operação de um VANT com radar SAR.	23
Figura 4.7 – ARBRES-X SAR Radar.	24
Figura 4.8 – Uso de VANT para detecção de minas terrestres.	24
Figura 4.9 – GPR-Drone (DJI M600Pro).	25
Figura 5.1 – Diagrama de sequência de atividades.	27
Figura 5.2 – LTNL com diodos varactor.	28
Figura 5.3 – Curva da capacitância x tensão do diodo varactor BB809.	29
Figura 5.4 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-1 com carga resistiva.	29
Figura 5.5 – Fotografia da linha LTNL-1.	30
Figura 5.6 – Fotografia ampliada mostrando detalhes da linha LTNL-1.	31
Figura 5.7 – Diagrama elétrico do amplificador de tensão.	32
Figura 5.8 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição na carga resistiva.	32
Figura 5.9 – Casador de impedâncias com topologia em T.	33
Figura 5.10 – Diagrama elétrico do casador de impedâncias.	34
Figura 5.11 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-1 com casador de impedâncias.	34

Figura 5.12 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição com casador de impedâncias.	34
Figura 5.13 – Fotografia do <i>setup</i> de medição com casador de impedâncias.	35
Figura 5.14 – Fotografia da antena dipolo de meia onda.	35
Figura 5.15 – Dimensões da antena dipolo de meia onda.	36
Figura 5.16 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.	37
Figura 5.17 – Fotografia do <i>setup</i> para transmissão e recepção de sinais de RF.	37
Figura 5.18 – Resultados no domínio do tempo (escala 500 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω	38
Figura 5.19 – Resultados no domínio do tempo (escala 2 μ s) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω	38
Figura 5.20 – Resultados no domínio da frequência (escala decibel) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω	39
Figura 5.21 – Resultados no domínio da frequência (escala linear) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω	39
Figura 5.22 – Resultados no domínio do tempo (escala 500 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω	40
Figura 5.23 – Resultados no domínio do tempo (escala 2 μ s) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω	41
Figura 5.24 – Resultados no domínio da frequência (escala decibel) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω	41
Figura 5.25 – Resultados no domínio da frequência (escala linear) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω	42

Figura 5.26 – Resultado no domínio do tempo (escala 500 ns) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.	43
Figura 5.27 – Resultado no domínio do tempo (escala 2 μ s) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.	43
Figura 5.28 – Resultado no domínio da frequência (escala decibel) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.	44
Figura 5.29 – Resultado no domínio da frequência (escala linear) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.	44
Figura 5.30 – Fotografia da linha com 60 seções e <i>layout</i> sem plano de terra.	45
Figura 5.31 – Resultado da medição no domínio do tempo (saída) com uma carga de 56 Ω conectada na saída da linha.	45
Figura 5.32 – Fotografia da linha LTNL-2.	46
Figura 5.33 – Fotografia ampliada mostrando detalhes da linha LTNL-2.	47
Figura 5.34 – Curva da capacitância x tensão do diodo varactor SVC236.	47
Figura 5.35 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-2 com carga resistiva.	48
Figura 5.36 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição na carga resistiva. ...	49
Figura 5.37 – Fotografia do <i>setup</i> de medição com carga resistiva.	49
Figura 5.38 – Diagrama elétrico do filtro passa-alta.	50
Figura 5.39 – Fotografia do filtro passa-alta.	51
Figura 5.40 – Impedâncias do filtro passa-alta.	51
Figura 5.41 – Rede de impedâncias com duas portas.	52
Figura 5.42 – Perda de inserção do filtro passa-alta.	53
Figura 5.43 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-2 com filtro passa-alta.	53
Figura 5.44 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição com filtro passa-alta.	53
Figura 5.45 – Fotografia da antena DRG 3106.	54
Figura 5.46 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.	54
Figura 5.47 – Fotografia do <i>setup</i> para transmissão e recepção de sinais de RF.	55
Figura 5.48 – Fotografia dos equipamentos do <i>setup</i> de medição.	55

Figura 5.49 – Resultados no domínio do tempo (escala 230 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω .	56
Figura 5.50 – Resultados no domínio do tempo (escala 800 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω .	56
Figura 5.51 – Resultados no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω ...	57
Figura 5.52 – Resultados no domínio do tempo (escala 200 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	58
Figura 5.53 – Resultados no domínio do tempo (escala 800 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	58
Figura 5.54 – Resultados no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	58
Figura 5.55 – Resultado no domínio do tempo (escala 200 ns) da medição do sinal recebido pela antena DRG.	59
Figura 5.56 – Resultado no domínio do tempo (escala 800 ns) da medição do sinal recebido pela antena DRG.	60
Figura 5.57 – Resultado no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.	60
Figura 5.58 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-3 com carga resistiva.	61
Figura 5.59 – Fotografia da linha LTNL-3.	61
Figura 5.60 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição na carga resistiva.	62
Figura 5.61 – Fotografia do <i>setup</i> de medição na carga resistiva.	62
Figura 5.62 - Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-3 com filtro passa-alta.	63
Figura 5.63 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição com filtro passa-alta.	63
Figura 5.64 – Fotografia do <i>setup</i> de medição com filtro passa-alta.	63
Figura 5.65 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.	64

Figura 5.66 – Fotografia do <i>setup</i> para transmissão e recepção de sinais de RF.	64
Figura 5.67 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω	65
Figura 5.68 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω	65
Figura 5.69 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da medição na entrada da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	66
Figura 5.70 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	67
Figura 5.71 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio da frequência da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	67
Figura 5.72 – Resultados da LTNL-3 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	68
Figura 5.73 – Resultados da LTNL-3 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	68
Figura 5.74 – Resultado da LTNL-3 no domínio do tempo da medição do sinal recebido pela antena DRG.	70
Figura 5.75 – Resultado da LTNL-3 no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.	70
Figura 5.76 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-4 com carga resistiva.	71
Figura 5.77 – Fotografia da linha LTNL-4.	71
Figura 5.78 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição na carga resistiva. ...	72
Figura 5.79 – Fotografia do <i>setup</i> de medição na carga de 50 Ω	72
Figura 5.80 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-4 com filtro passa-alta.	73

Figura 5.81 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medição com filtro passa-alta.	73
Figura 5.82 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.	73
Figura 5.83 – Fotografia do <i>setup</i> para transmissão e recepção de sinais de RF.	74
Figura 5.84 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω	75
Figura 5.85 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω	75
Figura 5.86 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da medição na entrada da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	76
Figura 5.87 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	76
Figura 5.88 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio da frequência da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.	77
Figura 5.89 – Resultados da LTNL-4 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	78
Figura 5.90 – Resultados da LTNL-4 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.	78
Figura 5.91 – Resultado da LTNL-4 no domínio do tempo da medição do sinal recebido pela antena DRG.	80
Figura 5.92 – Resultado da LTNL-4 no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.	80

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
Tabela 4.1 – Denominação das bandas de frequência.	19
Tabela 4.2 – Principais satélites com SAR.....	20
Tabela 5.1 – Características dos experimentos realizados.	26
Tabela 5.2 – Resultados dos experimentos.	81

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LTNL	Linha de Transmissão Não Linear
COTS	<i>Commercial-off-the-shelf</i> (Disponível comercialmente)
RF	Radiofrequência
VANT	Veículo Aéreo não Tripulado
CC	Corrente Contínua
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)
TWT	<i>Traveling Wave Tube</i> (Válvulas de Ondas Progressivas)
SSPA	<i>Solid-state Power Amplifier</i> (Amplificador de Potência de Estado-Sólido)
EDP	Equação Diferencial Parcial
RFID	<i>Radio frequency Identification</i> (Identificação por Radiofrequência)
IoT	Internet of Things (Internet das Coisas)
LABAP	Laboratório Associado de Plasma
COCTE	Coordenação de Laboratórios Associados
SOARD	<i>Southern Office of Aerospace Research and Development</i> (Escritório de Pesquisa e Desenvolvimento Aeroespacial do Sul)
EUA	Estados Unidos da América
AFOSR	<i>Air Force Office of Scientific Research</i> (Escritório de Pesquisa Científica da Força Aérea)
LIT	Laboratório de Integração e Testes
ETE	Engenharia e Tecnologia Espaciais
CSE	Área de Concentração em Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais
SiC	Carbeto de Silício
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i> (Radar de Abertura Sintética)
TX	Transmissor
HF	<i>High Frequency</i> (Frequência Alta)
VHF	<i>Very High Frequency</i> (Frequência Muito Alta)
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> (Frequência Ultra Alta)

NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i> (Administração Nacional da Aeronáutica e Espaço)
ESA	<i>European Space Agency</i> (Agência Espacial Europeia)
URSS	União das Repúblicas Socialistas Soviéticas
NASDA	<i>National Space Development Agency of Japan</i> (Agência Nacional de Desenvolvimento Espacial do Japão)
DLR	<i>Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt</i> (Centro Aeroespacial Alemão)
ASI	<i>Agenzia Spaziale Italiana</i> (Agência Espacial Italiana)
CSA	<i>Canadian Space Agency</i> (Agência Espacial Canadense)
JAXA	<i>Japan Aerospace Exploration Agency</i> (Agência Japonesa de Exploração Aeroespacial)
ISRO	<i>Indian Space Research Organisation</i> (Organização Indiana de Pesquisa Espacial)
KARI	<i>Korea Aerospace Research Institute</i> (Instituto de Pesquisa Aeroespacial da Coreia)
JPL	<i>Jet Propulsion Laboratory</i> (Laboratório de Propulsão a Jato)
GPR	<i>Ground Penetrating Radar</i> (Radar de Penetração de Solo)
PCI	Placa de Circuito Impresso
CBA1	Câmara Blindada Anecoica 1
CBA2	Câmara Blindada Anecoica 2
VMD	<i>Voltage Modulation Depth</i> (Profundidade de Modulação de Tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

Hz	Hertz
L	Indutância
C	Capacitância
V	Tensão Elétrica
Z	Impedância
f	Frequência
π	Constante Pi
I	Corrente Elétrica
P	Potência Elétrica
W	Watt
V/m	Campo Elétrico
m	Metro
kg	Quilograma
D	Diodo
R	Resistência
Ω	Ohm
c	Velocidade da luz
λ	Comprimento de onda
s	Segundos

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivo geral	2
1.3 Objetivos específicos.....	2
1.4 Organização desta Dissertação de Mestrado.....	3
2 LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES	4
3 REVISÃO DA LITERATURA.....	10
3.1 Pesquisas sobre LTNLs realizadas no INPE.....	13
4 ANÁLISE PROSPECTIVA PARA USO DE LTNLs EM SISTEMAS AEROESPACIAIS	17
5 METODOLOGIA E EXPERIMENTOS REALIZADOS.....	26
5.1 Metodologia aplicada.....	26
5.2 Experimento com a linha LTNL-1	28
5.2.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-1	37
5.3 Experimento com a linha LTNL-2	45
5.3.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-2	55
5.4 Experimento com a linha LTNL-3	60
5.4.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-3	64
5.5 Experimento com a linha LTNL-4	70
5.5.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-4	74
5.6 Discussão dos resultados dos experimentos.....	81
6 CONCLUSÃO	84
6.1 Consecução dos objetivos.....	84
6.2 Sugestão de trabalhos futuros.....	86
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	88
APÊNDICE A – PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA.....	95

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a motivação para a realização deste trabalho, os seus objetivos e a forma como a dissertação está organizada.

1.1 Motivação

Atualmente as Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLs) vêm sendo estudadas para geração de sinais de radiofrequências (RF) para diversas aplicações, como radares aeroespaciais, sistemas de ataque eletrônico, telecomunicações e equipamentos eletromédicos. Considerando que as LTNLs usadas como transmissor de sinais de RF oferecem vantagens, como simplicidade de projeto, material leve, compacidade e baixo custo, essa tecnologia pode ser vista como uma promissora alternativa para carga útil radar em missões espaciais envolvendo pequenos satélites, bem como em aplicações com o uso de Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs).

Com o aumento vertiginoso do uso de satélites de pequeno porte nas missões espaciais, foi observado um grande interesse no desenvolvimento de equipamentos e subsistemas espaciais com dimensões e pesos compatíveis com a estrutura desse tipo de satélite. Esse conceito também pode ser aplicado em relação aos VANTs, que impõem limitações de peso e tamanho nas cargas úteis que podem ser acopladas a eles, como câmeras, sensores e radares.

Dessa forma, as LTNLs despontam como uma alternativa no desenvolvimento de tecnologias para sistemas de transmissão de RF para aplicações radar.

Tanto o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) quanto outras instituições de pesquisas internacionais apresentaram bons resultados com relação à geração de sinais de RF através de LTNLs. Contudo, poucos trabalhos apresentaram resultados experimentais a respeito das técnicas de extração dos sinais de RF da linha, bem como a transmissão e a recepção desses sinais através de antenas.

Com essa motivação, propõe-se realizar experimentos com LTNLs para estudar o comportamento das linhas como transmissores de RF para prospectivas aplicações aeroespaciais.

1.2 Objetivo geral

Embora a maioria das pesquisas com LTNLs esteja concentrada em linhas de transmissão de alta potência, um experimento de baixa tensão permite o projeto de LTNLs compactas, construídas com componentes COTS, que podem ser caracterizadas por meio de medições com boa precisão em laboratório. Esse tipo de experimento permite a investigação das características de propagação dos sólitons gerados, como atraso de tempo, largura do pulso, frequência, número de oscilações e potência de RF.

Tendo em vista que diversas aplicações para as LTNLs requerem a geração e a irradiação de sinais de RF, este trabalho tem como objetivo geral a geração de sinais de radiofrequência através de experimentos com LTNLs capacitivas de baixa tensão.

1.3 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- a) apresentar um estudo sobre a geração de sinais de radiofrequência através de LTNLs, bem como suas prospectivas aplicações nas diversas áreas de conhecimento, sobretudo em sistemas aeroespaciais;
- b) projetar e construir LTNLs capacitivas para geração de sinais de RF em torno de 300 MHz;
- c) caracterização experimental da LTNLs por meio de medições nos domínios do tempo e frequência dos sinais de RF gerados;
- d) projetar, construir e caracterizar experimentalmente um filtro passa-alta e um casador de impedâncias que possibilitem a interface das LTNLs com antenas visando à irradiação do sinal de RF gerado;

- e) transmitir e receber através de antenas os sinais de RF gerados pelas LTNLs;
- f) realizar simulações computacionais por meio dos modelos dos circuitos elétricos das LTNLs, filtro e casador de impedâncias;
- g) realizar um estudo comparativo entre os resultados das simulações e das medições.

1.4 Organização desta Dissertação de Mestrado

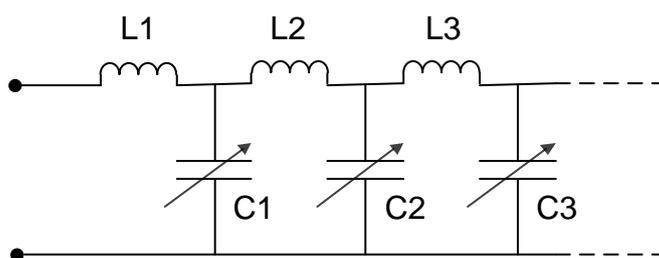
O restante desta Dissertação de Mestrado está organizado da seguinte forma:

- o Capítulo 2 apresenta os conceitos fundamentais das Linhas de Transmissão Não Lineares;
- o Capítulo 3 apresenta de forma sucinta o que foi encontrado na literatura sobre as pesquisas realizadas por outros autores sobre os tópicos principais deste trabalho;
- o Capítulo 4 apresenta uma análise prospectiva de aplicações para a utilização de LTNLs em Sistemas Aeroespaciais;
- o Capítulo 5 discorre de forma detalhada sobre a metodologia utilizada e os experimentos realizados neste trabalho;
- o Capítulo 6 apresenta as conclusões e oportunidades de trabalhos futuros.

2 LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES

Este trabalho apresenta um estudo sobre a geração de sinais de RF por LTNLs capacitivas. Este tipo de linha de transmissão consiste de um circuito eletrônico composto por seções de indutores (L) e capacitores variáveis (C), conforme apresentado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Linha de Transmissão Não Linear com capacitor variável.



Nesta configuração LC, a energia contida no pulso de entrada é sucessivamente armazenada no campo magnético de cada indutor em série e depois transferida para o campo elétrico dos capacitores em paralelo [1].

O princípio de funcionamento é baseado nas propriedades não lineares do meio no qual a onda se propaga. A não linearidade é causada pela variação da capacitância em função da tensão do pulso que se propaga na linha.

O pulso aplicado na entrada da linha se propaga ao longo de seu comprimento com uma velocidade de fase dada por [1]:

$$v_p = 1/\sqrt{LC(V)} \quad (2.1)$$

onde $C(V)$ é a capacitância variável em função da tensão e L é o indutor.

Este circuito também pode ser analisado como um filtro passa-baixa, no qual a frequência de corte de Bragg é dada por [2]:

$$f_c = 1/\pi\sqrt{LC(V_{\max})} \quad (2.2)$$

onde $C(V_{\max})$ é a capacitância em relação à tensão máxima aplicada na entrada da linha e L é o indutor.

Conforme o pulso se propaga pela linha, a parcela do pulso com tensão mais alta viajará mais rápido, uma vez que a capacitância diminui com o aumento da

tensão. Por outro lado, sempre associado com a propagação do pulso ao longo da linha, observa-se, também, a redução do tempo de subida do pulso na saída (t_{ro}) em relação ao tempo de subida do pulso da entrada (t_{ri}), uma vez que o topo do pulso viaja mais rápido que a sua base, formando uma onda de choque na saída.

Uma estimativa da redução do tempo de subida do pulso (ΔT) pode ser calculada por meio da diferença do tempo de atraso produzido pelas seções da rede LC entre a propagação da parcela de baixa amplitude do pulso e a de máxima amplitude. O atraso da parcela de baixa amplitude é igual a:

$$\delta_1 = n\sqrt{LC_0} \quad (2.3)$$

onde C_0 é a capacitância inicial do capacitor sem polarização e n é o número de seções da linha.

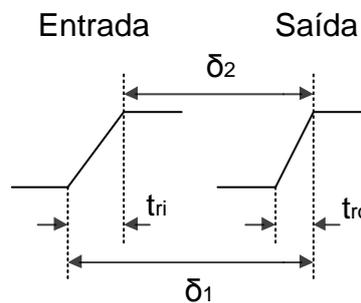
Para a parcela de amplitude máxima do pulso, o atraso é igual a:

$$\delta_2 = n\sqrt{LC(V_{max})} \quad (2.4)$$

onde $C(V_{max})$ é a capacitância em relação à tensão máxima aplicada e, portanto, de acordo com a Figura 2.2, a redução do tempo de subida de pulso na saída é [3]:

$$\Delta T = \delta_1 - \delta_2 = t_{ri} - t_{ro} = n(\sqrt{LC_0} - \sqrt{LC(V_{max})}) \quad (2.5)$$

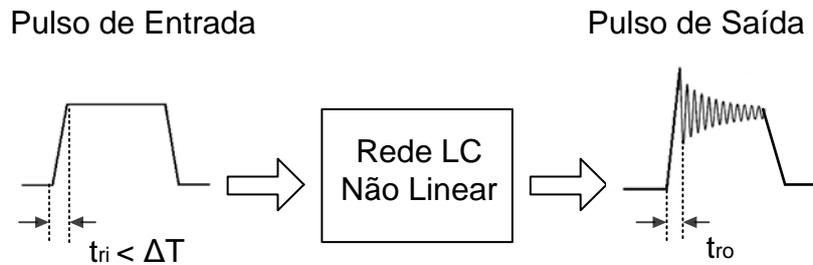
Figura 2.2 – Tempo de subida e atraso da LTNL.



Se $t_{ri} > \Delta T$, na saída da linha haverá formação de uma onda de choque com redução do tempo de subida. A redução do tempo de subida da onda de choque é limitada pela frequência de corte da linha ($t_{ro}^{-1} > f_c$). Acima dessa

frequência, como a energia não pode se propagar, então para $t_{ri} < \Delta T$, a dispersão compensa a não linearidade, e a energia da onda de choque se decompõe em uma série de pulsos estreitos (ondas solitárias) sobrepostos ao pulso de entrada, conforme ilustrado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Processo de geração de sóliton pela LTNL.



A impedância característica (Z_0) da LTNL é calculada a partir de [4], [5]:

$$Z_0 = \sqrt{\left(\frac{L}{C(V)}\right)\left(1 - \frac{f^2}{f_c^2}\right)} \quad (2.6)$$

onde $C(V)$ é a capacitância variável em função da tensão, L é o indutor, f é a frequência das oscilações geradas pela linha e f_c é a frequência de corte da linha.

Para evitar reflexões na saída da linha, deve-se utilizar uma impedância de carga igual à impedância característica da linha. Como o sóliton consiste de vários componentes de frequência, o perfeito casamento de impedâncias é impossível. Na prática, é adequado considerar a impedância da linha como [5]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C(V)}} \quad (2.7)$$

onde $C(V)$ é a capacitância variável em função da tensão e L é o indutor.

Como a impedância da LTNL varia com a capacitância em função da tensão aplicada na linha, são calculadas duas impedâncias distintas: uma despolarizada ($Z_{0(\text{mínimo})}$), considerando o valor inicial da capacitância $C = C_0$, e outra polarizada ($Z_{0(\text{máximo})}$), em que o valor da capacitância é mínimo com a tensão de pico máxima aplicada no capacitor, isto é, $C = C(V_{\text{max}})$.

A partir das duas impedâncias é calculado o valor médio da impedância da linha:

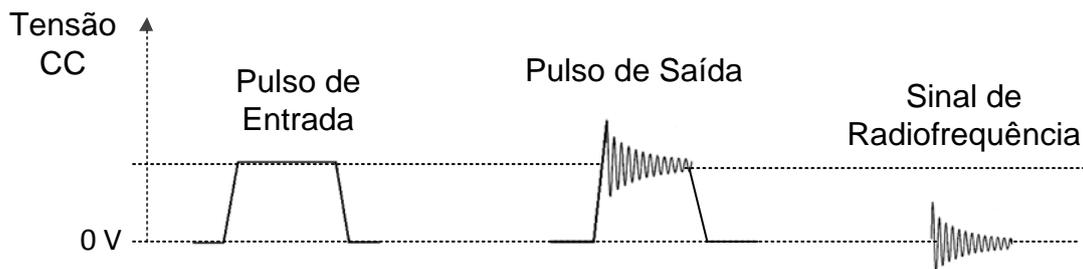
$$Z_{0(\text{mínimo})} = \sqrt{\frac{L}{C(V_0)}} \quad (2.8)$$

$$Z_{0(\text{máximo})} = \sqrt{\frac{L}{C(V_{\text{max}})}} \quad (2.9)$$

$$Z_{0(\text{médio})} = \frac{Z_{0(\text{mínimo})} + Z_{0(\text{máximo})}}{2} \quad (2.10)$$

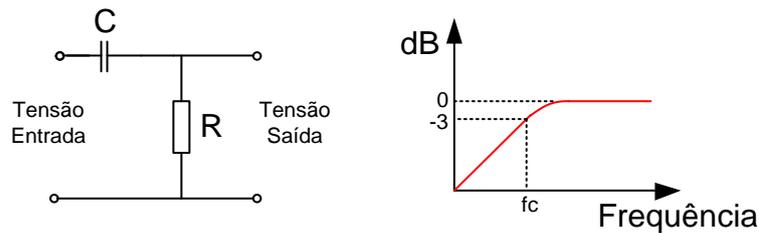
O pulso de saída da LTNL contém o sinal de RF sobreposto ao sinal de corrente contínua (CC) do pulso de entrada, conforme mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Formas de onda dos sinais.



Para que o sinal de RF produzido pela LTNL possa ser irradiado por uma antena é necessário que ele seja extraído do pulso de saída, ou seja, o nível da tensão CC precisa ser bloqueado juntamente com os componentes espectrais de baixa frequência que não precisam ser transmitidos, como mostrado pelo último sinal da Figura 2.4. Os filtros do tipo passa-alta são utilizados para essa função. Esses filtros permitem a passagem de frequências altas, porém atenuam a amplitude das frequências abaixo da frequência de corte (f_c). A Figura 2.5 apresenta o circuito básico de um filtro passa-alta passivo de primeira ordem e a curva típica de resposta em frequência.

Figura 2.5 – Circuito básico e curva de resposta em frequência



Em termos de tensão, a frequência de corte é definida como a frequência na qual a tensão na saída do filtro é reduzida em 3 dB em relação à tensão na entrada do filtro [6].

A frequência de corte desse filtro passa-alta pode ser calculada por:

$$f_c = 1/2\pi RC \quad (2.11)$$

onde R é o resistor em paralelo e C é o capacitor em série.

O funcionamento desse tipo de filtro pode ser explicado mediante a análise da reatância capacitiva, dada por:

$$X_c = 1/2\pi fC \quad (2.12)$$

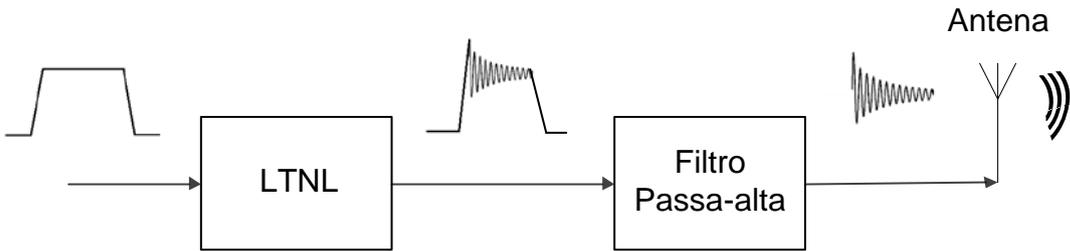
onde f é a frequência e C é a capacitância.

Quando o capacitor é submetido aos sinais de corrente alternada (CA) ele apresenta uma resistência, que é definida como reatância capacitiva.

Para valores baixos de frequência, a reatância capacitiva será alta, e caso a frequência seja alta, a sua reatância capacitiva será baixa. Portanto, para os sinais de baixa frequência, o capacitor tende a aumentar sua reatância capacitiva e bloqueá-lo. Para os sinais de alta frequência o capacitor tende a abaixar sua reatância capacitiva e permitir a passagem do sinal.

Esse tipo de filtro é ideal para extrair os sinais de RF na saída de uma LTNL, pois o capacitor em série bloqueia a corrente CC do pulso de saída ao mesmo tempo em que permite que os sinais de RF de alta frequência possam ser transmitidos por uma antena, conforme apresentado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Processo de geração, extração e transmissão do sinal de RF.



3 REVISÃO DA LITERATURA

Motivado por muitos trabalhos pioneiros [7], [8], [9], [10], existe um grande interesse no estudo de Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLS) discretas para geração de RF com o intuito de substituição de válvulas eletrônicas, pois o sistema utiliza a tecnologia de estado-sólido e pode ser construído de uma maneira bem compacta. A razão para isso é que LTNLS consistem em uma rede LC, onde pelo menos um dos elementos é não linear, isto é, $C(V)$ é dependente da tensão ou $L(I)$ dependente da corrente. A não linearidade nesse caso se caracteriza pelo decréscimo de $C(V)$ ou $L(I)$ com a tensão e corrente, respectivamente. Embora haja a necessidade de um gerador de pulso de entrada com rápido tempo de subida para a excitação da LTNL, o reduzido tamanho da linha LC montada em uma placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) compensa essa adversidade, tendo em vista que a linha pode operar como um gerador de RF em alta potência, eliminando a necessidade de osciladores acoplados aos amplificadores de RF, como válvulas de ondas progressivas (TWTs - *Traveling Wave Tube*) ou amplificadores de alta potência de estado-sólido (SSPAs - *Solid-state Power Amplifiers*).

Alguns trabalhos pioneiros nos anos 1990 demonstraram a capacidade das LTNLS de gerar pulsos de alta potência com frequências na faixa de VHF. Um dos trabalhos apresentou os resultados de um experimento com uma linha capacitiva em que blocos de cerâmica ferroelétrica foram utilizados como elemento não linear. Essa linha gerou uma potência de pico de 10 MW em 300 MHz [7]. Esse estudo demonstrou que as LTNLS poderiam ser usadas para produzir RF de alta potência em frequências mais altas, pois, até então, as pesquisas tinham apresentado resultados com linhas de baixa tensão com frequências de poucos MHz.

Outro experimento realizado na Universidade de Oxford, com o mesmo tipo de linha capacitiva, demonstrou a capacidade de gerar uma potência de pico de 60 MW em 200 MHz [8]. As cerâmicas utilizadas na construção dessa linha foram fabricadas especialmente para esse experimento, compostas por 91% de

titanato de estrôncio (SrTiO_3) e 9% de titanato de bário (BaTiO_3). Para melhorar as características de não linearidade, a linha foi imersa em nitrogênio líquido. Essa linha foi excitada com uma tensão de entrada variando entre 10 e 30 kV.

Posteriormente, pulsos de radiofrequência com potência de pico de até 20 MW foram produzidos na faixa de frequência entre 200 MHz e 2 GHz [9]. Nesse experimento foi utilizada uma LTNL planar discreta indutiva de 6 m de comprimento, que foi compactada em formato de serpentina e acomodada em uma pequena caixa metálica. Pulsos de tensão com amplitudes entre 30 e 50 kV foram aplicados na entrada da linha.

Outro experimento bem-sucedido utilizando uma LTNL giromagnética comprovou a capacidade dessa linha de gerar um campo elétrico de até 1 kV/m a uma distância de 3 m, com frequências entre 1,7 e 1,8 GHz [11].

A Academia de Ciências da Rússia também vem realizando diversas pesquisas com LTNLs de alta potência. Esses estudos têm como foco principal o uso de redes de antenas para irradiar os sinais de RF gerados por uma LTNL [12], bem como o uso combinado de LTNLs para irradiação de sinais de RF através de uma única antena [13]. Eles também publicaram um estudo sobre a aplicação de linhas giromagnéticas como fonte de campo elétrico para pesquisas biológicas. Nesse experimento foi gerado um campo elétrico de até 40 kV/cm na faixa entre 600 MHz e 1 GHz [14].

A Universidade de Tecnologia de Sharif, no Irã, também é um polo importante de pesquisas com LTNLs. Trabalhos publicados analisaram teoricamente a modelagem da propagação dos sólitons através da Equação Diferencial Parcial (EDP) das linhas [15], bem como a transferência de potência da linha para a carga [16]. Mais recentemente, eles apresentaram o desenvolvimento de uma base teórica que prevê todas as características necessárias para gerar pulsos de RF através de LTNLs. Todas as fórmulas apresentadas foram comprovadas por meio de simulações computacionais e resultados experimentais [17].

No Japão, alguns trabalhos apresentaram o desenvolvimento de LTNLs para a geração de sinais pulsados de RF para aplicações médicas [18], [19]. Eles

estão estudando as respostas fisiológicas a esses pulsos no tratamento de câncer.

Outro estudo apresentou o projeto de um Sistema de Identificação por Radiofrequência (RFID) baseado em LTNLs [20]. Um sistema RFID usa o campo eletromagnético para identificar e rastrear etiquetas coladas nos objetos. Esse tipo de tecnologia está sendo visto como um importante componente da Internet das Coisas (IoT) [21]. A Internet das Coisas é uma enorme rede formada pela conexão de qualquer objeto à Internet. Essa rede pode ser usada para troca de informações entre os objetos, bem como possibilita identificar, localizar, rastrear, monitorar e gerenciar de forma inteligente esses objetos [22].

Conforme apresentados nesta pesquisa bibliográfica, muitos estudos foram realizados com LTNLs de alta tensão. Para gerar um pulso de RF de alta tensão na saída da linha é necessária a aplicação de um pulso de alta tensão na entrada da linha. Em alguns experimentos foi necessário aplicar pulsos de tensão entre 10 e 50 kV. Os geradores de pulsos rápidos de alta tensão são equipamentos de alta complexidade e alto custo. Além disso, também possuem características de dimensão e peso que limitam o uso integrado às LTNLs nas aplicações que exigem mobilidade dos sistemas de transmissão de RF.

Outra particularidade das linhas de alta tensão está na necessidade de fabricar os blocos de cerâmica que são utilizados como elementos não lineares, pois essas cerâmicas não são componentes comerciais. Ademais, para melhorar as propriedades dos materiais utilizados nas cerâmicas, as linhas precisam ser refrigeradas com nitrogênio líquido.

Diante da complexidade técnica e do alto custo do desenvolvimento e fabricação de LTNLs de alta tensão, as linhas de baixa tensão estão sendo estudadas para diversas aplicações, sobretudo para sistemas portáteis, pois as LTNLs de baixa tensão são compactas e leves. Outra vantagem importante é a facilidade de integração do gerador de pulsos de entrada, da linha e da antena no sistema de transmissão. Esse aspecto facilita a utilização desse sistema em aplicações aeroespaciais.

Outro fator importante na utilização de LTNLS de baixa tensão é o baixo custo de desenvolvimento e fabricação, pois as linhas são montadas em placas de circuito impresso e componentes COTS.

3.1 Pesquisas sobre LTNLS realizadas no INPE

No Brasil, o INPE vem se destacando nas pesquisas sobre a geração de RF através de LTNLS. O grupo de pesquisas do Laboratório Associado de Plasma (LABAP) da Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE) investiga a geração de RF por meio de LTNLS desde o ano de 2009. As pesquisas se dividem em três principais áreas:

- a) estudo de materiais para aplicação em LTNLS;
- b) simulação e modelagem de LTNLS;
- c) geração de RF através de LTNL.

O LABAP mantém parceria com o Escritório de Pesquisa e Desenvolvimento Aeroespacial do Sul (SOARD - *Southern Office of Aerospace Research and Development*), braço do Escritório de Pesquisa Científica da Força Aérea dos EUA (AFOSR - *U.S. Air Force Office of Scientific Research*), que é responsável por gerenciar as atividades básicas de pesquisa da Força Aérea dos Estados Unidos na América Central e do Sul. Eles fornecem subsídios para as pesquisas com LTNLS que são realizadas no INPE.

O Laboratório de Integração e Testes (LIT) do INPE também é utilizado para testar os experimentos das pesquisas com LTNLS. Dentro do complexo de laboratórios que integram o LIT, o Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética tem por objetivo realizar os ensaios de Interferência e Compatibilidade Eletromagnética dos satélites e seus subsistemas do Programa Espacial Brasileiro, bem como para outros projetos internacionais que são realizados com a cooperação do INPE. O Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do LIT possui duas câmaras blindadas anecoicas e diversos equipamentos de medição que são fundamentais para as pesquisas com as LTNLS.

As pesquisas produziram dezenas de publicações em conferências e periódicos, além de quatro dissertações de mestrado [23], [24], [25], [26] e duas teses de doutorado [27], [28] na Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/ Gerenciamento de Sistemas Espaciais (ETE/CSE), como mostra o mapa conceitual da Figura 3.1.

No campo dos materiais, os estudos foram concentrados na caracterização de dielétricos utilizados em capacitores cerâmicos. Em razão das características não lineares das cerâmicas, elas podem ser usadas também na construção de LTNLs [29].

Nos estudos baseados em simulações e modelagens, as propriedades de propagação de ondas em linhas de transmissão periódicas com células LC (indutância série e capacitância paralela) e CL (capacitância série e indutância paralela) foram deduzidas em equações diferenciais de primeira ordem no tempo para análise do regime transitório das linhas quando excitadas por um pulso de forma arbitrária [30].

Com relação aos resultados experimentais da geração de RF através de LTNLs, o grupo do LABAP se destacou nas pesquisas com linhas capacitivas e indutivas.

Uma linha capacitiva utilizando diodos do tipo varactor de baixa tensão como elemento não linear, alimentada por um gerador de pulsos, quando conectada a uma carga resistiva de 1 k Ω , produziu oscilações em torno de 40 MHz [31].

Também foi realizado um estudo que investigou a influência do pulso de entrada na geração de RF por uma linha capacitiva de baixa tensão. Nesse experimento, a linha foi alimentada por pulsos semissenoidal, retangular e triangular [32].

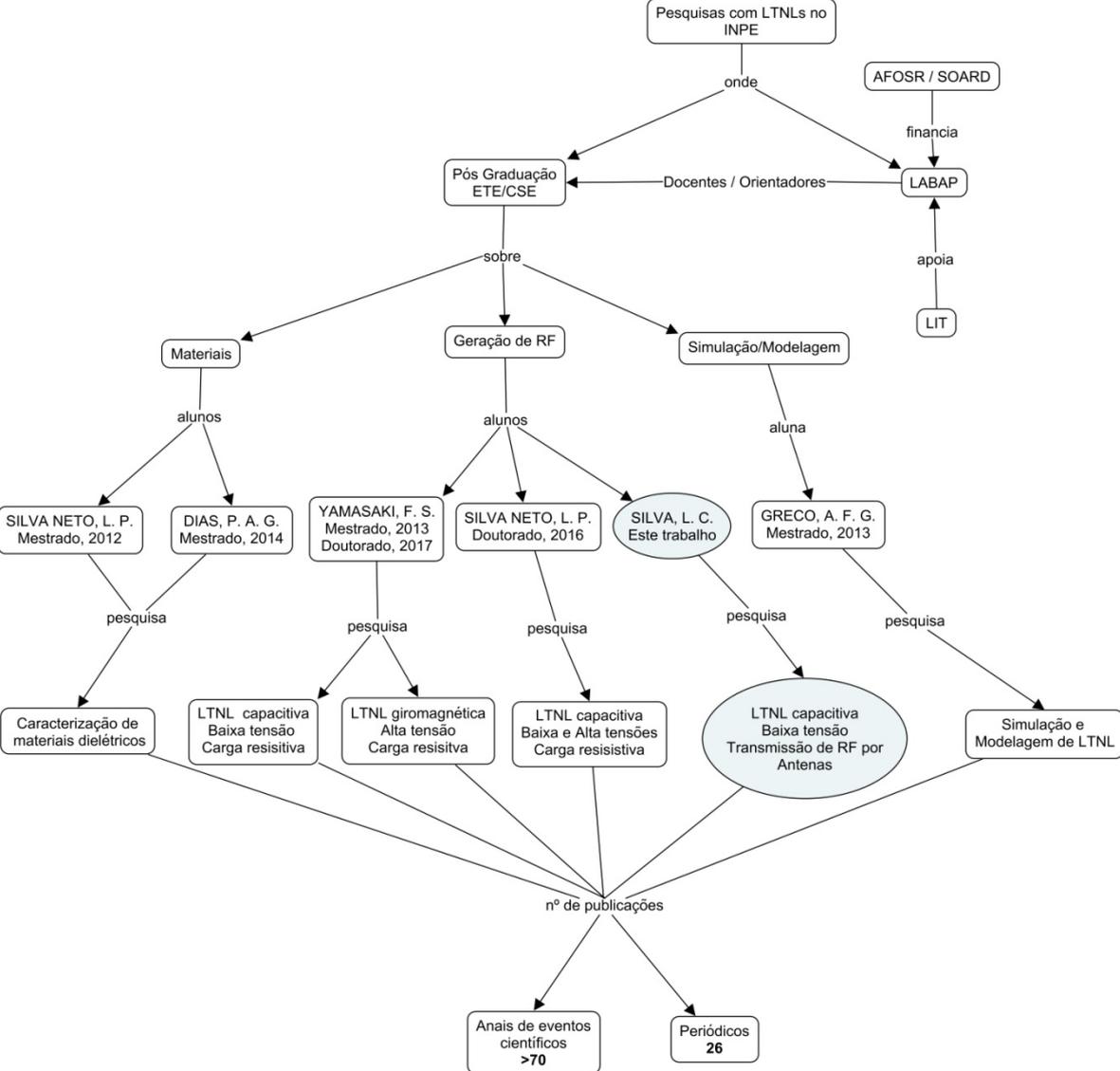
Outro experimento com linha capacitiva utilizou capacitores cerâmicos e foi alimentado por um sinal de pulso unitário produzido experimentalmente no laboratório pela descarga de um banco de capacitores. Quando conectada a uma carga resistiva de 82 Ω em sua saída, essa linha gerou oscilações com frequência de 4 MHz e potência de pico da ordem de 800 W [33].

Uma linha giromagnética, na qual a geração de RF ocorre em decorrência do movimento de precessão dos dipolos magnéticos, foi construída com ferritas que operam imersas em um campo magnético axial externo. Quando conectada a uma carga resistiva de 1 k Ω , produziu oscilações com amplitude de 500 V na frequência de 300 MHz [34].

Um experimento com uma linha capacitiva utilizando diodos do tipo varactor de baixa tensão produziu sinais pulsados de RF na frequência de 230 MHz. Os sinais foram transmitidos e recebidos por antenas, comprovando experimentalmente o potencial para a aplicação prática em sistemas baseados em sinais de radiofrequência pulsados, como os radares [35].

Outra pesquisa desenvolveu e analisou experimentalmente uma linha de transmissão não linear capacitiva utilizando como elemento não linear diodos Schottky de carbeto de silício (SiC) de alta tensão, visando à geração de RF em alta tensão com frequência em torno de 200 MHz [36].

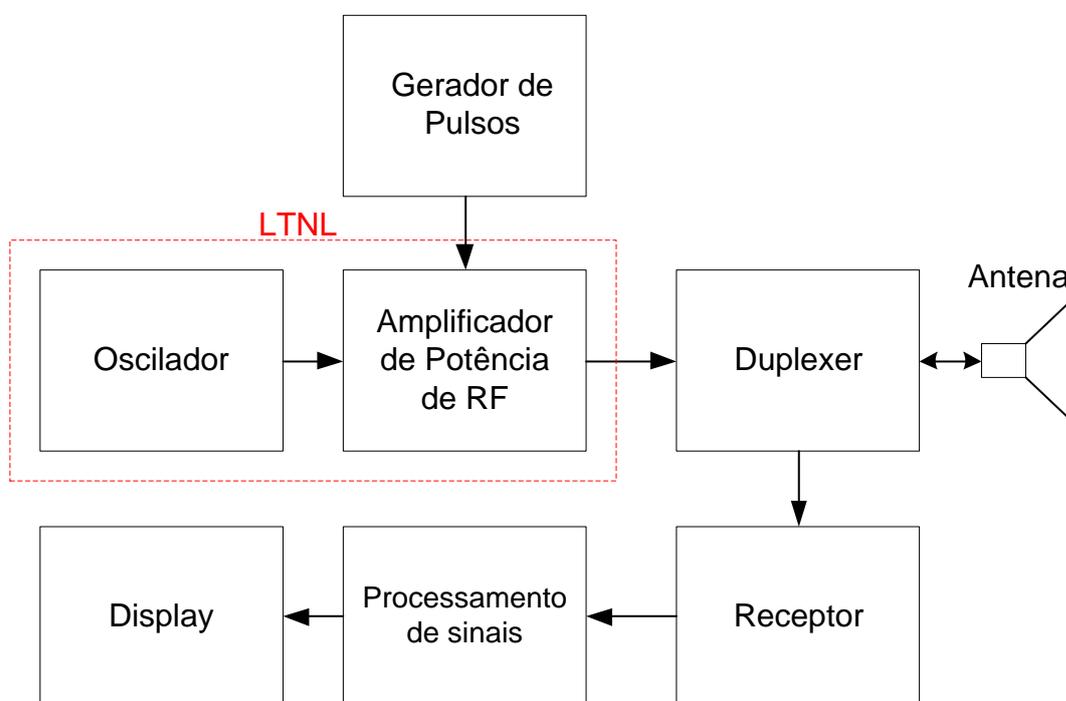
Figura 3.1 – Mapa conceitual das pesquisas sobre LTNL realizadas no INPE.



4 ANÁLISE PROSPECTIVA PARA USO DE LTNLs EM SISTEMAS AEROESPACIAIS

As LTNLs de alta potência podem ser usadas na seção de transmissão de um radar aeroespacial. Como mostra a Figura 4.1, uma LTNL pode realizar a função do oscilador e do amplificador de potência de RF, pois os sinais de RF de alta potência gerados na saída da linha são modulados de acordo com os pulsos aplicados na entrada da linha [37].

Figura 4.1 – Diagrama de blocos simplificado de um radar.

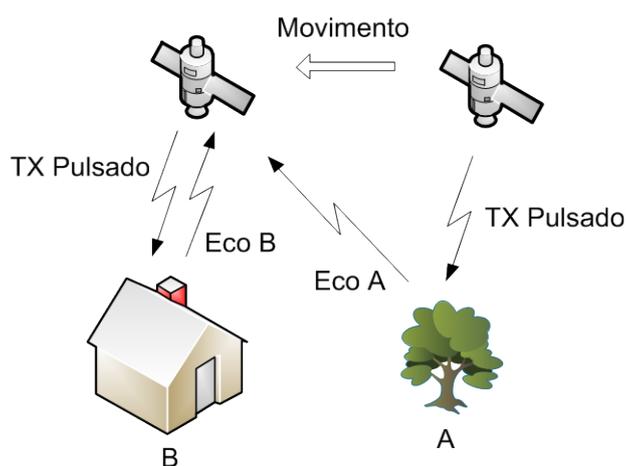


No sistema de radar pulsado, os pulsos de RF transmitidos refletem na superfície de um objeto e retornam para um receptor dando informações sobre a localização e velocidade do objeto. O processamento desses sinais recebidos também pode ser usado para criar uma imagem de alta resolução do objeto. Essa tecnologia é usada nos Radares de Abertura Sintética (SAR – *Synthetic Aperture Radar*) [38].

No radar SAR, os sinais de RF pulsados são transmitidos por uma antena na direção de um determinado alvo, e o eco de cada pulso é recebido pela mesma antena e gravado. Como o radar SAR fica a bordo de uma aeronave ou

satélite, conforme ilustrado na Figura 4.2, a localização da antena em relação ao alvo muda ao longo do tempo. O processamento dos sinais gravados permite combinar as gravações dos vários locais para os quais a antena foi apontada. Esse processo constitui a abertura sintética da antena e permite a geração de uma imagem com uma resolução espacial melhor comparada a um radar convencional (abertura real) [38].

Figura 4.2 – Radar SAR.



As bandas de frequência utilizadas nos sistemas de radar ocupam o espectro de frequência de 3 MHz até 300 GHz. As bandas de frequência são denominadas por letras, conforme apresentado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Denominação das bandas de frequência.

Banda	Faixa de frequência
HF	3-30 MHz
VHF	30-300 MHz
UHF	300-1000 MHz
L	1-2 GHz
S	2-4 GHz
C	4-8 GHz
X	8-12 GHz
Ku	12-18 GHz
K	18-27 GHz
Ka	27-40 GHz
V	40-75 GHz
W	75-110 GHz
mm	110-300 GHz

Fonte: [39].

Os satélites com sistema SAR seguem órbitas síncronas e, na maioria dos casos, operam nas bandas X, C ou L. O primeiro SAR orbital foi o SEASAT em 1978 (vida útil de 106 dias), sendo seguido pelo lançamento do ERS-1 em 1991 [40]. A Tabela 4.2 apresenta algumas missões espaciais com sistemas SAR.

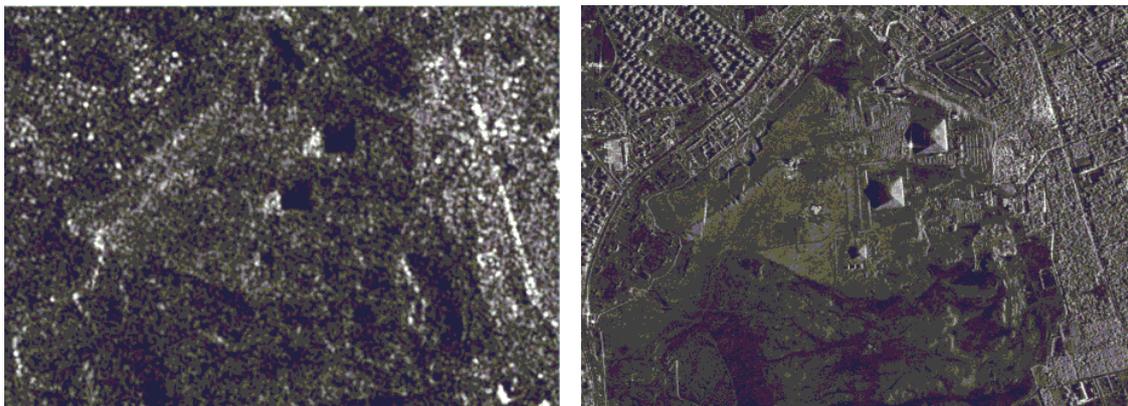
Tabela 4.2 – Principais satélites com SAR.

Satélite	Agência/País	Ano	Banda
SEASAT	NASA/EUA	1978	L
SIR-A	NASA/EUA	1981	L
SIR-B	NASA/EUA	1984	L
ERS-1	ESA	1991	C
ERS-2	ESA	1995	
ALMAZ	URSS	1991	S
JERS-1	NASDA/Japão	1992	L
SIR-C/ X-SAR	NASA/EUA, DLR/Alemanha ASI/Itália	1994	L, C, X
RADARSAT-1	CSA/Canadá	1995	C
SRTM	NASA/EUA DLR/Alemanha	2000	C X
ASAR	ESA	2002	C
PALSAR-1	JAXA/Japão	2006	L
SAR LUPE	Alemanha	2006/08	X
RADARSAT-2	CSA/Canadá	2007	C
Cosmo-SkyMed	ASI/Itália	2007/10	X
TerraSAR-X	DLR/Alemanha	2007	X
TanDEM-X	DLR/Alemanha	2009	X
RISAT-1	ISRO/Índia	2012	C
KOMPSAT-5	KARI/Coreia do Sul	2013	X
SENTINEL-1	ESA	2014	C
PALSAR-2	JAXA/Japão	2014	L

Fonte: [40].

Os satélites SAR modernos, como TerraSAR-X, TanDEM-X, a constelação de satélites COSMO-SkyMed e o Radarsat-2 fornecem imagens de alta resolução. A Figura 4.3 mostra uma comparação de uma imagem SAR de resolução moderada correspondente ao estado da arte nos anos 1990 e uma imagem SAR obtida com a nova geração de satélites SAR de alta resolução [38].

Figura 4.3 – Comparação de imagens de radar SAR dos anos 1990 (a) e da atual geração de satélites (b).



(a)

(b)

Radar SAR com resolução de 1 m, operando na banda X. A imagem mostra as Pirâmides de Gizé, no Egito.

Fonte: [38].

Um artigo recente apresentou as vantagens que habilitam os CubeSats como plataformas viáveis para missões de sensoriamento remoto com radares em uma ampla faixa em GHz [41]. Contudo, as restrições de tamanho e peso nesse tipo de satélite demandam um enorme desafio nos projetos de circuitos de radiofrequência dos radares.

Os CubeSats são desenvolvidos em vários tamanhos, baseados na unidade padrão para CubeSats, denominada 1U. A unidade de CubeSat 1U é um cubo de 10 cm com uma massa entre 1 e 1,33 kg [42]. Essas unidades podem ser combinadas para formar satélites maiores, conforme apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Cubesat 1U (esquerda) e CubeSat 3U (direita).

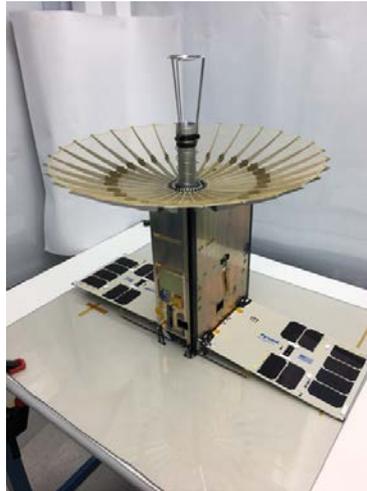


Dimensões: 1U (10 cm x 10 cm x 11 cm) e 3U (10 cm x 10 cm x 34 cm).

Fonte: [42].

O satélite RainCube, com dimensão 6U e massa de 12 kg, foi o primeiro CubeSat desenvolvido para demonstrar a viabilidade de uma carga útil de radar em uma plataforma de CubeSat. Esse satélite possui um radar com função meteorológica operando na banda Ka (35,75 GHz). Sua antena possui um refletor parabólico de 50 cm de diâmetro com um mecanismo de abertura semelhante a um guarda-chuva. Esse satélite fabricado pelo *Jet Propulsion Laboratory* (JPL), da NASA, foi colocado em órbita em maio de 2018 [43]. O modelo de voo desse satélite é apresentado na Figura 4.5.

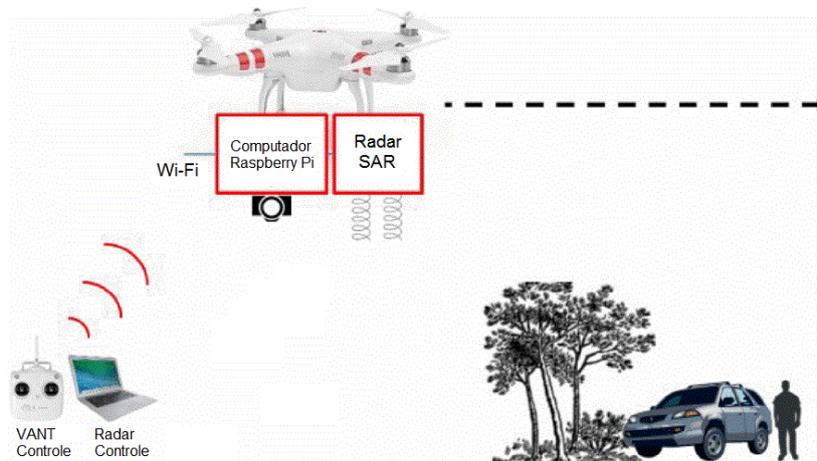
Figura 4.5 – Satélite RainCube.



Fonte: [43]

Alguns trabalhos apresentaram o uso de radar SAR em Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs), também conhecidos como Drones [44], [45], [46]. O uso de VANTs portáteis de baixo custo para obtenção de imagens de radar poderia abrir outras potenciais aplicações nas áreas científica, agrícola e de monitoramento ambiental em diversas faixas de frequências. As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam, respectivamente, o *setup* de operação de um VANT equipado com um radar SAR e uma fotografia de um VANT equipado com esse tipo de radar.

Figura 4.6 – *Setup* de operação de um VANT com radar SAR.



Fonte: Adaptada de [45].

Figura 4.7 – ARBRES-X SAR Radar.

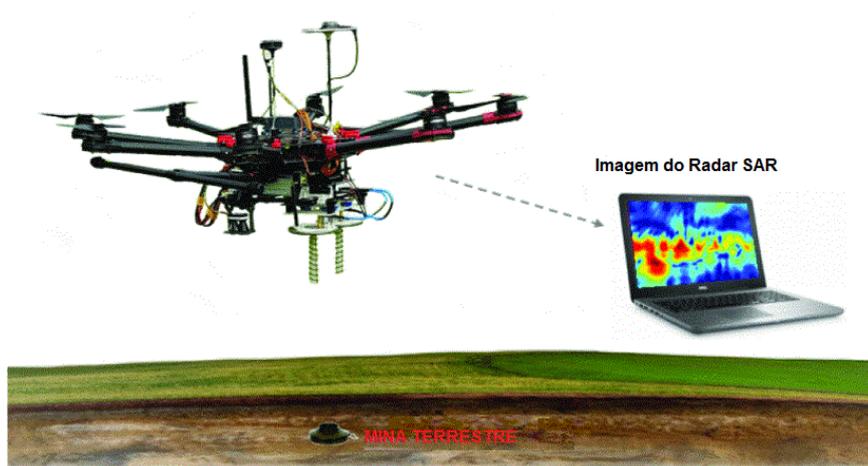


Frequência 9,65 GHz, potência 1 W, peso SAR 2 kg.

Fonte: [46].

Outros estudos mostraram a viabilidade do uso de VANTs equipados com Radar de Penetração de Solo. Esse tipo de radar pode ser usado para detecção de minas terrestres [47], conforme ilustrado na Figura 4.8, bem como para localização de vítimas em desastres naturais, como enchentes, avalanches e terremotos [48], [49]. A Figura 4.9 apresenta a fotografia de um VANT utilizado para auxiliar no resgate de pessoas em áreas de risco.

Figura 4.8 – Uso de VANT para detecção de minas terrestres.



Fonte: Adaptada de [47].

Figura 4.9 – GPR-Drone (DJI M600Pro).



Frequência 124 MHz, Penetração 40 m, Peso 3,5 kg.

Fonte: [50].

Considerando que as LTNLs usadas como transmissor de sinais de RF pulsados oferecem vantagens, como simplicidade de projeto, material leve, compactidade e baixo custo, essa tecnologia pode ser vista como uma promissora alternativa para missões espaciais envolvendo nanossatélites, bem como em aplicações com o uso de VANTs.

5 METODOLOGIA E EXPERIMENTOS REALIZADOS

Neste capítulo serão apresentadas as LTNLs de baixa tensão que foram construídas para geração de RF, bem como toda a metodologia utilizada para avaliar o desempenho dessas linhas mediante simulações computacionais e medições realizadas em laboratório.

As LTNLs projetadas, construídas e testadas em baixa tensão são apresentadas na Tabela 5.1:

Tabela 5.1 – Características dos experimentos realizados.

Linhas	Seções	Elemento Não Linear Capacitivo	Indutor	Sinal de Entrada
LTNL-1	30	Diodo Varactor BB809	2,7 μ H	Sinal Pulsado Amplitude: 30 V Largura: 150 ns Freq. de Repetição: 2,5 MHz
LTNL-2	20	Diodo Varactor SVC236	100 nH	Sinal Pulsado Amplitude: 13 V Largura: 100 ns Freq. de Repetição: 5 MHz
LTNL-3	30	Diodo Varactor SVC236	82 nH	Pulso Retangular Amplitude: 16 V Largura: 35 ns
LTNL-4	30	Diodo Varactor SVC236	41 nH	Pulso Retangular Amplitude: 16 V Largura: 35 ns

5.1 Metodologia aplicada

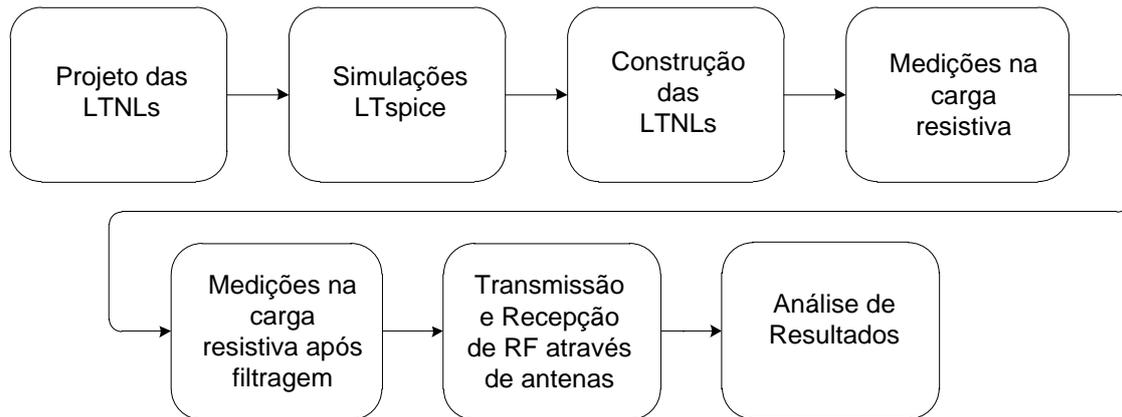
Para a realização do estudo de propagação dos sinais de RF gerados pelas LTNLs foi adotada uma metodologia para analisar a forma de onda do sinal de RF gerado em três diferentes pontos de medição:

- medição do sinal na saída da linha com carga resistiva;

- b) medição do sinal após a filtragem do nível CC da tensão;
- c) medição do sinal recebido por uma antena.

A Figura 5.1 apresenta o diagrama de sequência de atividades adotada nessa metodologia que possibilitou a execução dos experimentos, bem como a análise dos resultados obtidos.

Figura 5.1 – Diagrama de sequência de atividades.



As linhas foram projetadas para serem construídas com componentes eletrônicos comerciais de baixo custo. Os componentes foram escolhidos a partir da análise das especificações técnicas de diversos fabricantes. A tensão reversa máxima dos diodos e a curva característica da capacitância em função da tensão foram determinantes na escolha.

A construção das placas do circuito impresso e a soldagem dos componentes eletrônicos foram realizadas nos laboratórios do INPE.

As simulações do comportamento das linhas foram realizadas com o auxílio do Software LTspice. Esse software possibilita a modelagem dos circuitos elétricos das linhas de transmissão, considerando as possíveis perdas ôhmicas e outras características dos componentes eletrônicos.

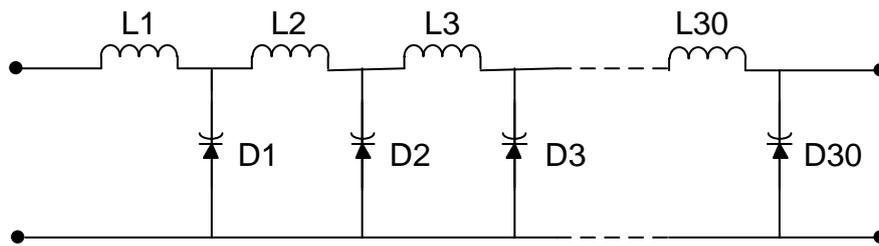
Todas as medições foram realizadas na infraestrutura laboratorial do INPE. Diversos instrumentos eletrônicos, como geradores de pulsos, osciloscópio digital, atenuadores de potência, cabos coaxiais e antenas foram utilizados nos *setups* de medições. As duas Câmaras Anecoicas do INPE foram utilizadas nas medições com irradiação de sinais de RF.

Os gráficos das formas de onda no domínio do tempo e da frequência dos sinais medidos com o osciloscópio digital foram analisados para obtenção de informações técnicas, como amplitude, tempo e frequência das oscilações. As equações das linhas de transmissão foram utilizadas para confirmar os resultados experimentais. Os resultados experimentais também foram comparados com os dados das simulações.

5.2 Experimento com a linha LTNL-1

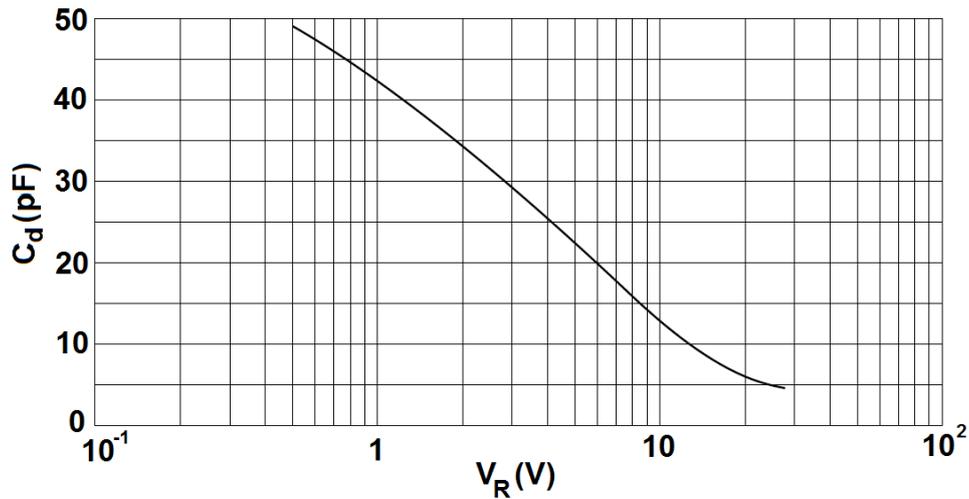
Este primeiro estudo foi realizado por meio da análise dos sinais pulsados de RF gerados por uma LTNL capacitiva de 30 seções. Uma LTNL capacitiva utiliza capacitores variáveis em paralelo e indutores em série. Neste experimento foram utilizados diodos do tipo varactor como elemento não linear e indutores, conforme apresentado na Figura 5.2.

Figura 5.2 – LTNL com diodos varactor.



O diodo varactor, também conhecido como diodo varicap, tem como característica a variação da capacitância em função da tensão reversa. Esse tipo de diodo possui uma zona de depleção por falta de elétrons na área entre os semicondutores tipo P e tipo N da sua junção PN. Quando a tensão reversa aplicada ao diodo aumenta, a zona de depleção também aumenta e, conseqüentemente, a capacitância do diodo diminui. Da mesma maneira, quando a tensão reversa aplicada ao diodo diminui, a zona de depleção diminui e a capacitância do diodo aumenta [51]. Portanto, atuando sobre a tensão reversa no diodo, tem-se uma resposta na sua capacitância. A curva característica do varactor BB809, que foi utilizado nesse experimento, é apresentada na Figura 5.3.

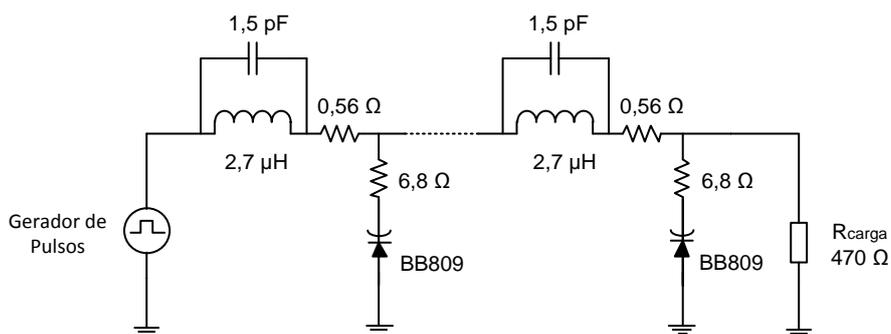
Figura 5.3 – Curva da capacitância x tensão do diodo varactor BB809.



Fonte: [52].

As simulações foram realizadas usando o software LTspice. O modelo do circuito elétrico da LTNL levou em consideração as perdas ôhmicas nas trilhas da placa e terminais do indutor e do diodo varactor, bem como a capacitância parasita entre as espiras do indutor, conforme apresentado no diagrama elétrico da Figura 5.4. Os parâmetros do diodo BB809 configurado no software LTspice foram: `.model BB809 D(Is=10n Rs=0.15 Cjo=56p M=0.53 Vj=0.8)`.

Figura 5.4 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-1 com carga resistiva.



O diodo varactor BB809 apresenta uma variação de sua capacitância em função da tensão reversa, cuja capacitância inicial é da ordem de 56 pF, e próximo da máxima tensão reversa a sua capacitância reduz para um valor da ordem de 5 pF, o que resulta em um fator de não linearidade da ordem de 90%, conforme mostra a curva da Figura 5.3.

Por meio da Equação 2.6 foi possível calcular o valor médio da impedância característica da linha. Para o cálculo do valor médio, foram considerados os valores de impedância característica para as tensões reversas de 0 V e 30 V:

$$Z_{0(\text{mínimo})} = \sqrt{\frac{L}{C(0)}} = \sqrt{\frac{2,7 \times 10^{-6}}{56 \times 10^{-12}}} = 219,6 \Omega \quad (5.1)$$

$$Z_{0(\text{máximo})} = \sqrt{\frac{L}{C(30)}} = \sqrt{\frac{2,7 \times 10^{-6}}{5 \times 10^{-12}}} = 734,8 \Omega \quad (5.2)$$

$$Z_{0(\text{médio})} = \frac{219,6 + 734,8}{2} = 477,2 \Omega \quad (5.3)$$

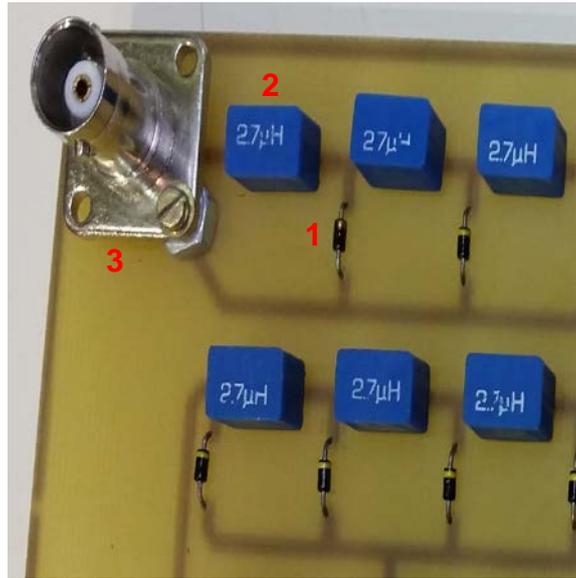
Para a realização das simulações e medições foi adotado o valor de resistor comercial de 470 Ω .

Para a análise experimental foi utilizada uma placa de circuito impresso (PCI), mostrada nas Figuras 5.5 e 5.6, na qual a LTNL foi montada a partir de uma rede LC de diodos varicaps, ligados no modo reverso, e indutores.

Figura 5.5 – Fotografia da linha LTNL-1.



Figura 5.6 – Fotografia ampliada mostrando detalhes da linha LTNL-1.



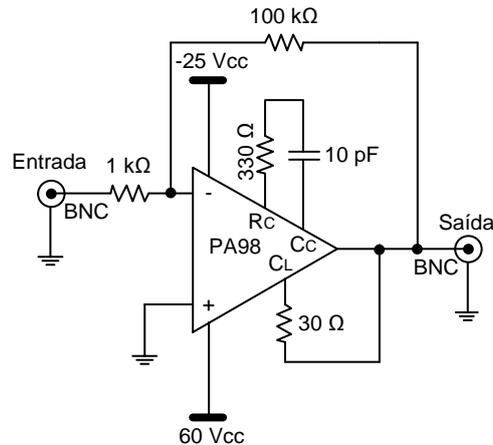
Componentes da fotografia: (1) diodo varactor BB809, (2) indutor de $2,7 \mu\text{H}$ e (3) conector BNC fêmea.

Para a montagem do *setup* de medição foram utilizados um gerador de funções (Agilent 33250A), um amplificador de tensão (Apex PA98) e um osciloscópio digital (Rohde&Schwarz RTE 1052).

Para excitar a linha com uma tensão de 30 Vpp foi necessário amplificar o sinal pulsado na saída do gerador de funções, pois esse equipamento disponível no laboratório de ensaios do INPE possui a capacidade de gerar pulsos com amplitude de no máximo 10 Vpp.

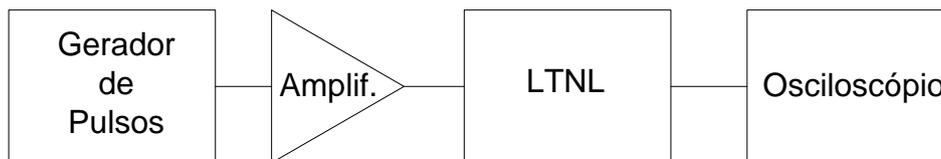
O amplificador de tensão utiliza um Amplificador Operacional de Potência, modelo PA 98, fabricado pela Apex Microtechnology, configurado conforme esquema elétrico da Figura 5.7. Esse dispositivo possibilitou a amplificação do sinal da saída do gerador de funções até a tensão reversa máxima permitida para o diodo BB809.

Figura 5.7 – Diagrama elétrico do amplificador de tensão.



A Figura 5.8 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições na carga resistiva de 470 Ω .

Figura 5.8 – Diagrama de blocos do *setup* de medição na carga resistiva.



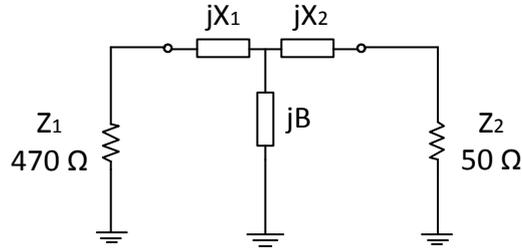
As simulações e medições com a carga resistiva de 470 Ω conectada diretamente na saída da linha foram realizadas na seção 29 da linha. Essa seção foi escolhida pelo fato de a última seção apresentar um sinal distorcido, possivelmente causado pelo descasamento de impedâncias entre a linha e o resistor de carga.

Como um dos objetivos do estudo era verificar o comportamento das linhas quando conectadas a antenas transmissoras, foi necessário projetar um casador de impedâncias para casar a impedância característica média da linha de 470 Ω com a impedância padrão utilizada pelas antenas comerciais, que é de 50 Ω .

Para esse experimento foi utilizado um casador de impedâncias com topologia em T, conforme apresentado na Figura 5.9. Essa topologia foi escolhida porque os capacitores em série também bloqueiam o nível CC da tensão do pulso de saída produzido pela LTNL, bem como atuam como filtro passa-alta, atenuando

os componentes espectrais abaixo da frequência de corte. Dessa forma, somente a potência do sinal de RF é transferida para a carga.

Figura 5.9 – Casador de impedâncias com topologia em T.



Esse casador foi calculado de acordo com [53]:

$$Z' = Z_2(1 + Q_1^2) = 500 \Omega \quad (5.4)$$

onde Z' é a impedância intermediária, Z_2 é a impedância de carga (50Ω), e um fator de qualidade $Q_1=3$ foi escolhido como parâmetro de projeto. O fator de qualidade da saída Q_2 é dado por

$$Q_2 = \sqrt{(Z'/Z_1) - 1} = 0.25 \quad (5.5)$$

onde Z_1 é a impedância característica da linha.

$$X_1 = Q_2 Z_1 = 117.5 \Omega \quad (5.6)$$

$$X_2 = Q_1 Z_2 = 150 \Omega \quad (5.7)$$

onde X_1 é a reatância em série referente à linha, e X_2 é a reatância em série referente à carga.

$$B = Z'/(Q_1 + Q_2) = 153.8 \Omega \quad (5.8)$$

onde B é a reatância do elemento em paralelo.

$$C_1 = 1/2\pi f X_1 = 33.8 \text{ pF} \quad (5.9)$$

$$C_2 = 1/2\pi f X_2 = 26.5 \text{ pF} \quad (5.10)$$

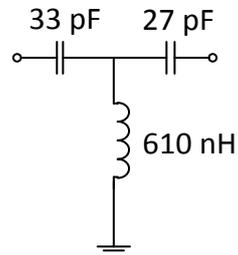
onde C_1 e C_2 são os capacitores em série conectados à linha e à carga, respectivamente, e f é a frequência de 40 MHz.

$$L = B/2\pi f = 612 \text{ nH} \quad (5.11)$$

onde L é a indutância em paralelo.

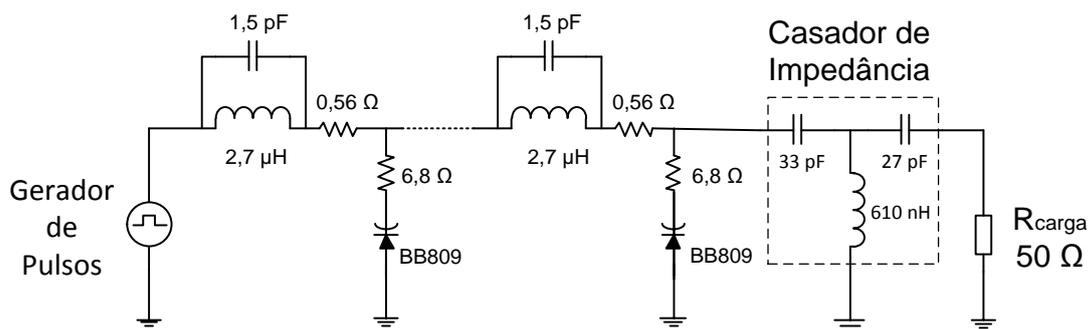
O circuito final foi projetado usando os valores comerciais de capacitores e indutores, conforme apresentado na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Diagrama elétrico do casador de impedâncias.



Após o cálculo dos componentes, também foram realizadas simulações com a implementação do circuito casador de impedância na saída da linha, conforme a Figura 5.11.

Figura 5.11 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-1 com casador de impedâncias.



Para avaliar o resultado da instalação do casador de impedância na saída da linha foram realizadas novas medições com uma impedância de 50 Ω conectada na saída do casador. Os componentes eletrônicos do casador de impedância foram soldados diretamente na placa da linha.

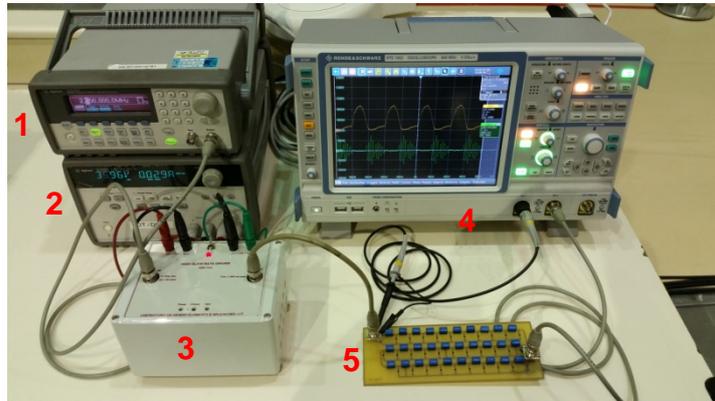
A Figura 5.12 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições considerando uma impedância de 50 Ω na saída do casador. Nesse caso, foi utilizada a própria entrada de 50 Ω do osciloscópio como carga.

Figura 5.12 – Diagrama de blocos do *setup* de medição com casador de impedâncias.



A fotografia desse *setup* de medição é apresentada na Figura 5.13.

Figura 5.13 – Fotografia do *setup* de medição com casador de impedâncias.



Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos, (2) fonte de alimentação do amplificador, (3) amplificador de tensão, (4) osciloscópio digital e (5) linha LTNL-1.

Para transmitir e receber os sinais de RF gerados pela linha foram utilizadas duas antenas do tipo dipolo de meia onda. Essa antena tem seu comprimento igual à metade do comprimento de onda a ser irradiado, sendo composta por duas hastes de $1/4$ do comprimento de onda. Esse tipo de antena foi escolhido, pois seus elementos irradiantes podem ser ajustados para a antena operar em uma frequência específica, neste caso 40 MHz, com uma impedância de 50Ω .

Foram utilizadas duas antenas comerciais, modelo 3121C, fabricadas pela empresa ETS-Lindgren. A fotografia de uma das antenas é apresentada na Figura 5.14.

Figura 5.14 – Fotografia da antena dipolo de meia onda.



A antena dipolo de meia onda é composta por duas hastes com comprimento ajustável (telescópico) de acordo com a frequência de operação.

O cálculo do comprimento dos elementos do dipolo de meia onda foi realizado da seguinte forma [54]:

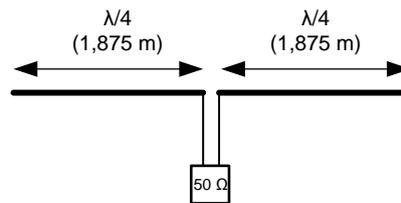
$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{40 \times 10^6} = 7,5 \text{ m} \quad (5.12)$$

onde λ é comprimento de onda, c é a velocidade da luz e f é a frequência em que antena deve operar (40 MHz).

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{7,5}{4} = 1,875 \text{ m} \quad (5.13)$$

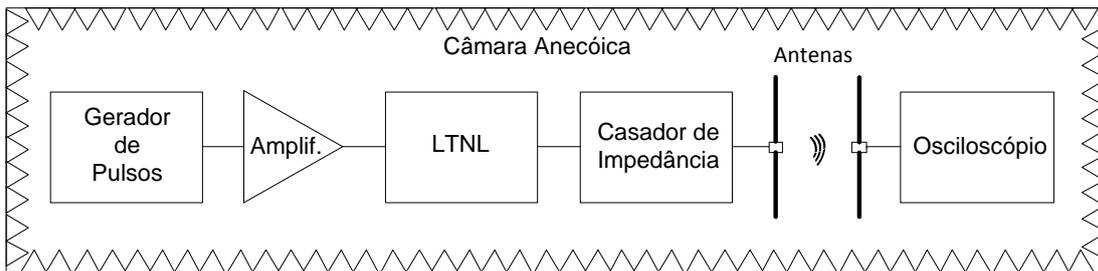
onde l é o comprimento de cada elemento do dipolo, conforme apresentado na Figura 5.15.

Figura 5.15 – Dimensões da antena dipolo de meia onda.



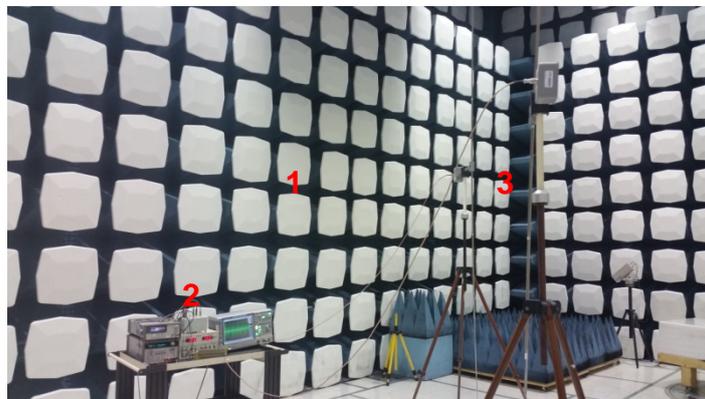
A Figura 5.16 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para transmitir e receber através de antenas os sinais de RF gerados pela LTNL. Esse *setup* foi montado dentro da Câmara Blindada Anecoica (CBA1) do Laboratório de Integração e Testes (LIT) do INPE para evitar interferências eletromagnéticas que pudessem prejudicar os resultados das medições. A Câmara Anecoica é uma sala com blindagem eletromagnética, da qual o teto e as paredes são cobertos por absorvedores de RF para atenuar as reflexões das ondas eletromagnéticas. As antenas transmissora e receptora foram separadas por uma distância de 2 m.

Figura 5.16 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.



A fotografia do *setup* de medição é apresentada na Figura 5.17.

Figura 5.17 – Fotografia do *setup* para transmissão e recepção de sinais de RF.



Componentes da fotografia: (1) absorvedores de RF, (2) equipamentos, (3) antenas dipolo de meia onda.

5.2.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-1

Nesta seção serão apresentados os resultados e as análises referentes às simulações, medições e comparação entre ambos os casos do experimento com a linha LTNL-1.

Foi aplicado na entrada da linha um sinal pulsado com amplitude de 30 Vpp, com largura de pulso de aproximadamente 150 ns e frequência de repetição dos pulsos de 2,5 MHz.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo com carga de 470 Ω , conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.8, são apresentados nas Figuras 5.18 e 5.19, em diferentes escalas de tempo.

Figura 5.18 – Resultados no domínio do tempo (escala 500 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω .

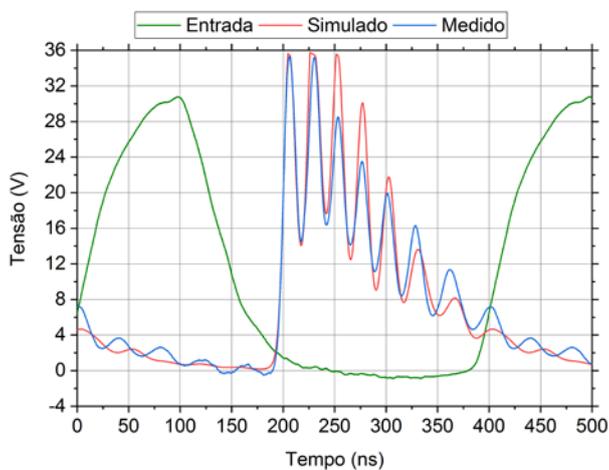
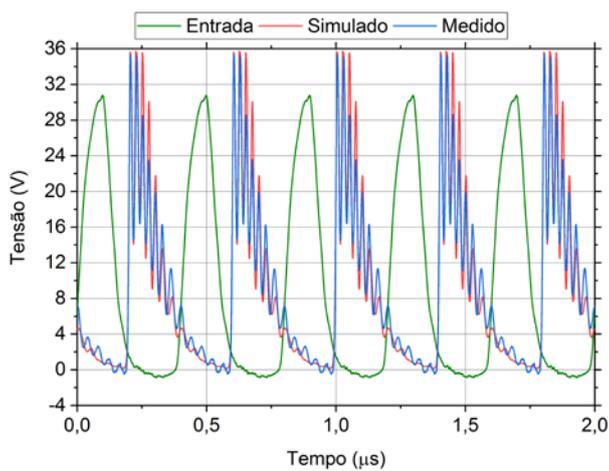


Figura 5.19 – Resultados no domínio do tempo (escala 2 μ s) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω .



Os resultados no domínio da frequência são apresentados nas Figuras 5.20 e 5.21 para escalas de tensão em decibel e linear, respectivamente.

Figura 5.20 – Resultados no domínio da frequência (escala decibel) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω .

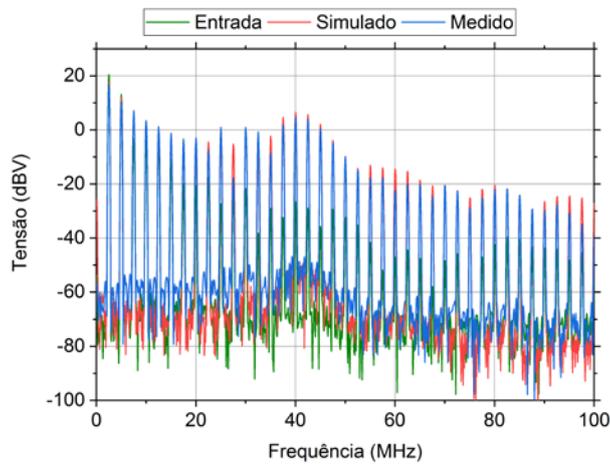
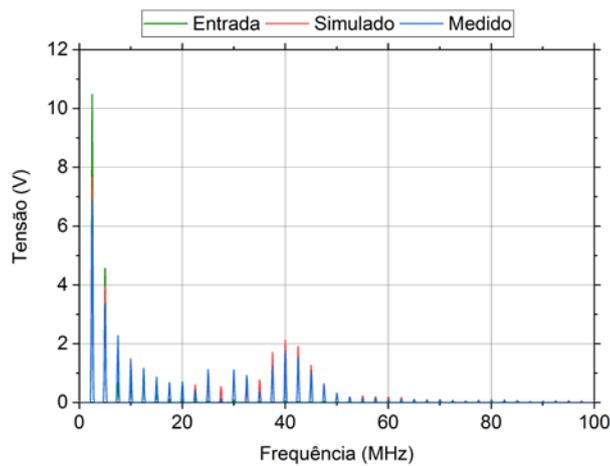


Figura 5.21 – Resultados no domínio da frequência (escala linear) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 470 Ω .



Os resultados obtidos nas simulações e nas medições apresentaram a geração de RF na frequência média em torno de 40 MHz, conforme apresentado nas Figuras 5.20 e 5.21.

A frequência das oscilações em torno de 40 MHz obtida na saída da linha corresponde à metade da frequência de corte de Bragg:

$$f_{\text{Bragg}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(V_{\text{max}})}} = \frac{1}{\pi\sqrt{(2,7 \times 10^{-6}) \times (5 \times 10^{-12})}} = 86,6 \text{ MHz} \quad (5.14)$$

onde $C(V_{\text{max}})$ é a capacitância de 5 pF em relação à tensão de 30 V aplicada na entrada da linha e L é o indutor de 2,7 μH .

Outro parâmetro importante que pode ser analisado através dos resultados apresentados nas Figuras 5.18 e 5.19 é a profundidade da modulação (VMD - *Voltage Modulation Depth*), que é a medida da amplitude entre o pico e o vale das oscilações. Pode-se observar que essa linha produziu um VMD máximo de 22 V.

A partir do valor do VMD é possível calcular a potência de pico de RF em W na carga, aqui definida como a potência calculada sobre a metade do valor do VMD máximo gerado pela linha, dado por:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{11^2}{470} = 257,4 \text{ mW} \quad (5.15)$$

onde R_C é a resistência de carga de 470 Ω .

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50 Ω conectada na saída do casador de impedância, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.12, são apresentados nas Figuras 5.22 e 5.23, em diferentes escalas de tempo.

Figura 5.22 – Resultados no domínio do tempo (escala 500 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω .

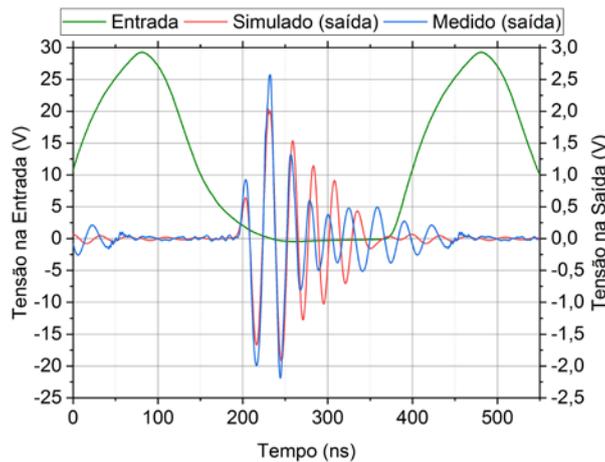
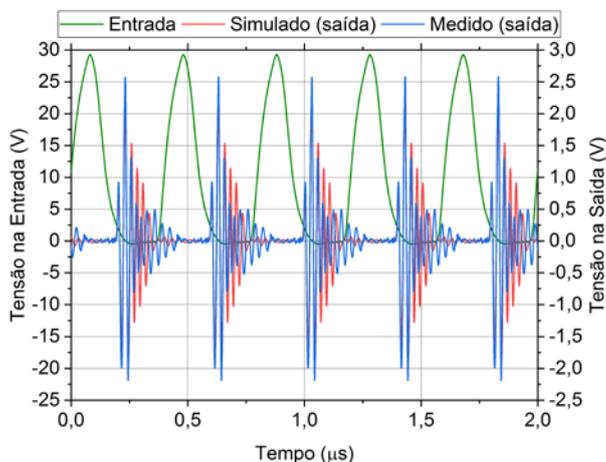


Figura 5.23 – Resultados no domínio do tempo (escala 2 μs) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω .



Os resultados no domínio da frequência são apresentados nas Figuras 5.24 e 5.25 para escalas de tensão em decibel e linear, respectivamente.

Figura 5.24 – Resultados no domínio da frequência (escala decibel) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω .

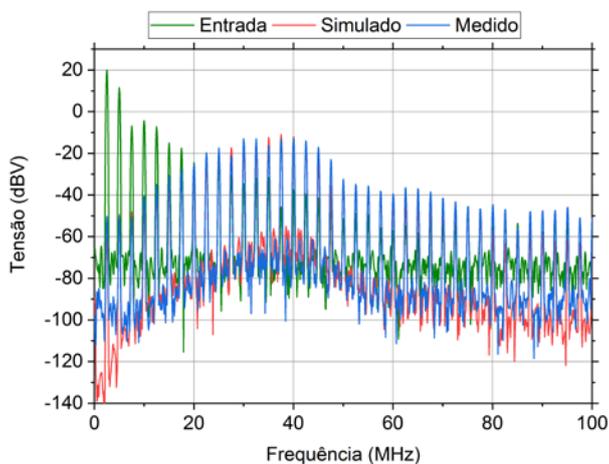
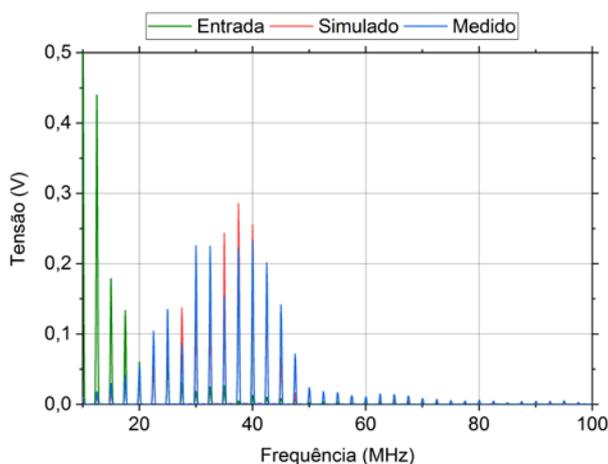


Figura 5.25 – Resultados no domínio da frequência (escala linear) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com casador de impedâncias e carga de 50 Ω.



Pode-se observar na Figura 5.22 que o sinal na carga de 50 Ω apresentou um VMD máximo de aproximadamente 5 V. A potência de pico de RF máxima na carga é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{2,5^2}{50} = 125,0 \text{ mW} \quad (5.16)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω.

O valor de potência na carga de 50 Ω é aproximadamente a metade do valor calculado para a carga de 470 Ω. Essa perda de potência pode estar associada ao fato de a linha possuir uma impedância característica variável ($220 \Omega \leq Z_0 \leq 735 \Omega$) com a tensão. Como o casador de impedância foi projetado considerando uma atenuação média de 470 Ω na entrada, era prevista uma perda de potência de RF provocada pela impedância variável da linha.

As simulações e medições no domínio da frequência, conforme apresentado nas Figuras 5.24 e 5.25, demonstram que a linha manteve a geração de RF na faixa de frequência em torno de 40 MHz.

Comparando os resultados das simulações e das medições é possível observar que na maioria dos casos há uma boa concordância entre as simulações e as medições.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo do sinal recebido pela antena dipolo de meia onda, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.16, são apresentados nas Figuras 5.26 e 5.27, em diferentes escalas de tempo.

Figura 5.26 – Resultado no domínio do tempo (escala 500 ns) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.

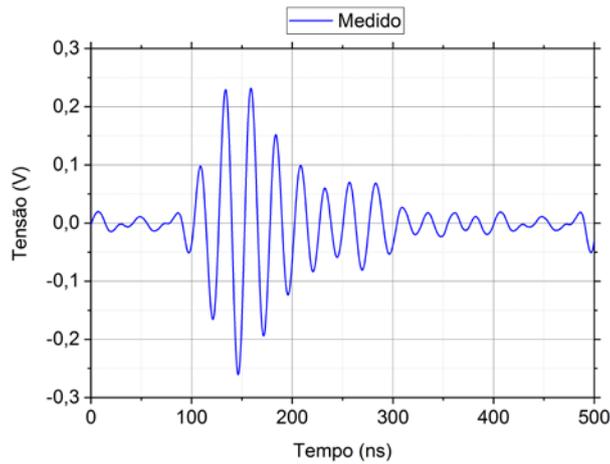
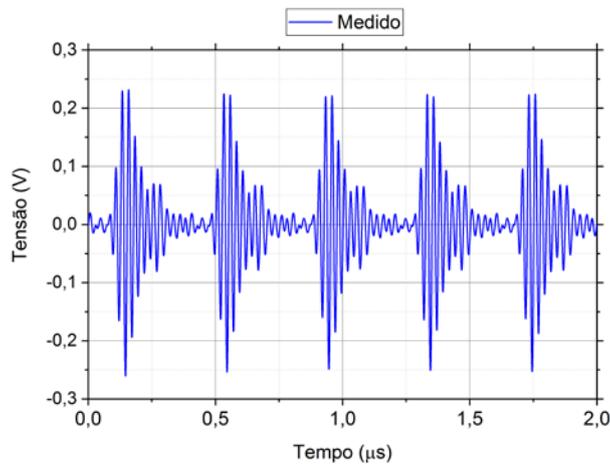


Figura 5.27 – Resultado no domínio do tempo (escala 2 μ s) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.



Os resultados no domínio da frequência são apresentados nas Figuras 5.28 e 5.29, para escalas de tensão em decibel e linear, respectivamente.

Figura 5.28 – Resultado no domínio da frequência (escala decibel) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.

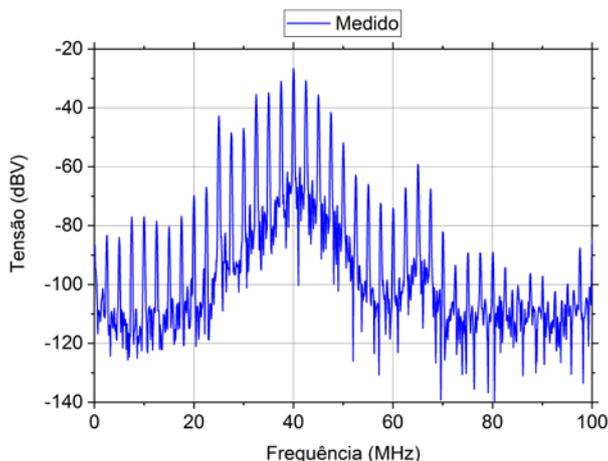
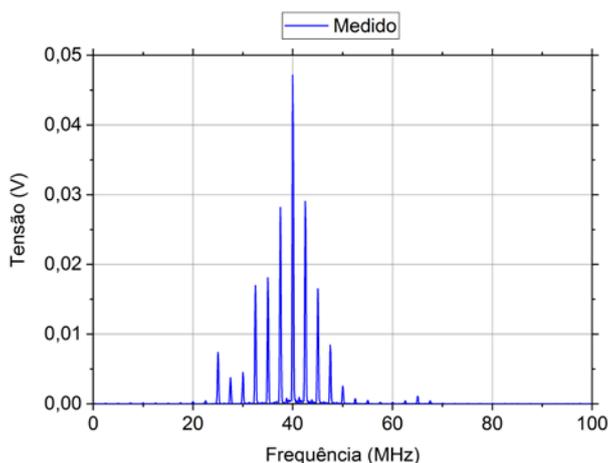


Figura 5.29 – Resultado no domínio da frequência (escala linear) da medição do sinal recebido pela antena dipolo.



Pode-se observar, por meio dos resultados apresentados nas Figuras 5.26 e 5.27, que os sinais de RF foram perfeitamente transmitidos e recebidos pelas antenas dipolo de meia onda. Portanto, isso comprova que o desempenho da linha não se alterou significativamente quando foi conectada uma antena transmissora na sua saída.

Os resultados no domínio da frequência, Figuras 5.28 e 5.29, indicam que a frequência das oscilações se manteve em torno dos 40 MHz, mesmo resultado apresentado quando foi conectada uma carga de 50 Ω na saída da linha.

5.3 Experimento com a linha LTNL-2

O segundo experimento foi realizado através da análise dos sinais pulsados de RF gerados por uma LTNL capacitiva de 20 seções. Essa linha foi projetada com diodos varactor SVC236 e indutores de 100 nH.

Antes de chegar ao projeto final dessa linha com 20 seções, outra linha com 60 seções foi projetada e construída com os diodos SVC236 e indutores de 100 nH, conforme Figura 5.30. Contudo, as medições preliminares dessa placa indicaram que o sinal na saída da linha estava completamente distorcido e ruidoso, conforme apresentado na Figura 5.31.

Figura 5.30 – Fotografia da linha com 60 seções e *layout* sem plano de terra.

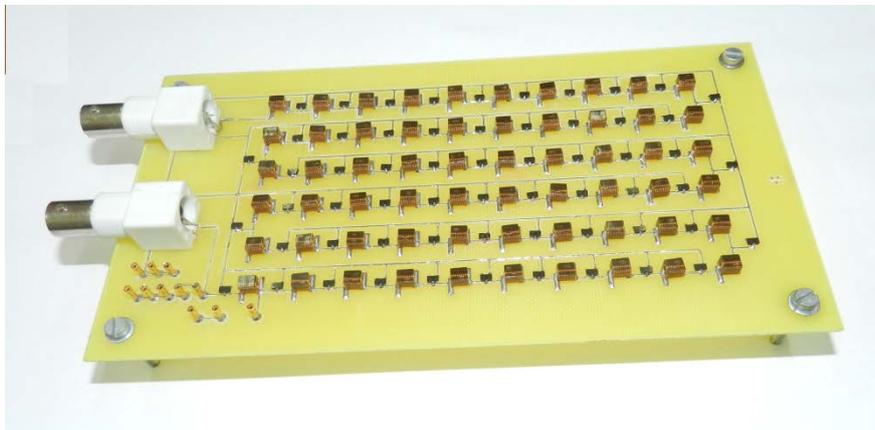
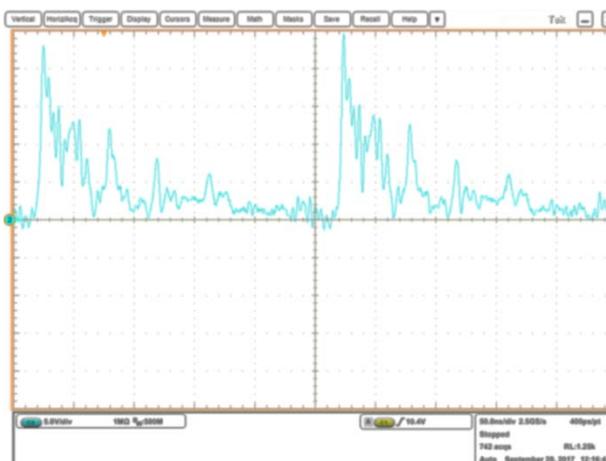


Figura 5.31 – Resultado da medição no domínio do tempo (saída) com uma carga de 56 Ω conectada na saída da linha.



Durante a análise do problema, duas possíveis causas da distorção do sinal na saída da linha foram identificadas:

- a) não foi considerado um plano de terra no layout da placa de circuito impresso;
- b) o projeto do *layout* com as seções distribuídas em 6 trechos em paralelo pode ter provocado uma interferência eletromagnética indesejada (*crosstalk*) entre os trechos. Além disso, os conectores de entrada e saída da linha foram posicionados muito próximos e do mesmo lado da placa. Isso também pode ter causado o mesmo tipo de interferência entre os sinais de entrada e saída da linha.

A partir da análise das possíveis causas do problema, uma segunda placa foi projetada e construída considerando-se algumas correções no layout:

- a) as áreas de terra da placa de circuito impresso foram maximizadas para reduzir a indutância de terra e, conseqüentemente, reduzir as interferências eletromagnéticas;
- b) os conectores de entrada e saída foram posicionados em lados opostos da placa para evitar interferência entre os sinais de entrada e saída;
- c) o número de seções foi reduzido para facilitar as modificações no layout, como o aumento do plano de terra e a disposição dos componentes em formato linear.

A placa final da linha LTNL-2 utilizada nesse experimento é mostrada nas Figuras 5.32 e 5.33.

Figura 5.32 – Fotografia da linha LTNL-2.

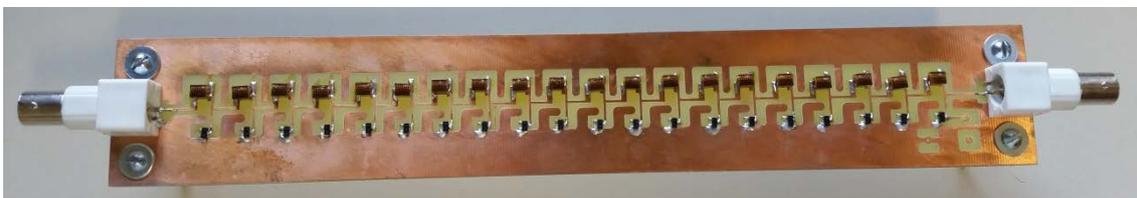
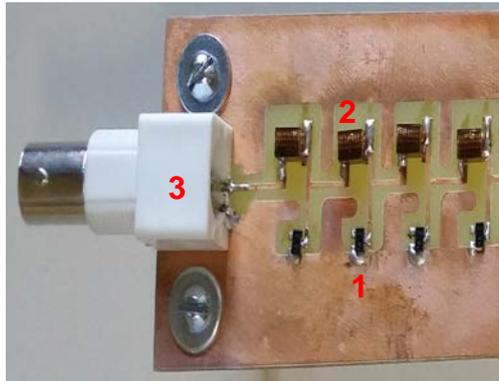


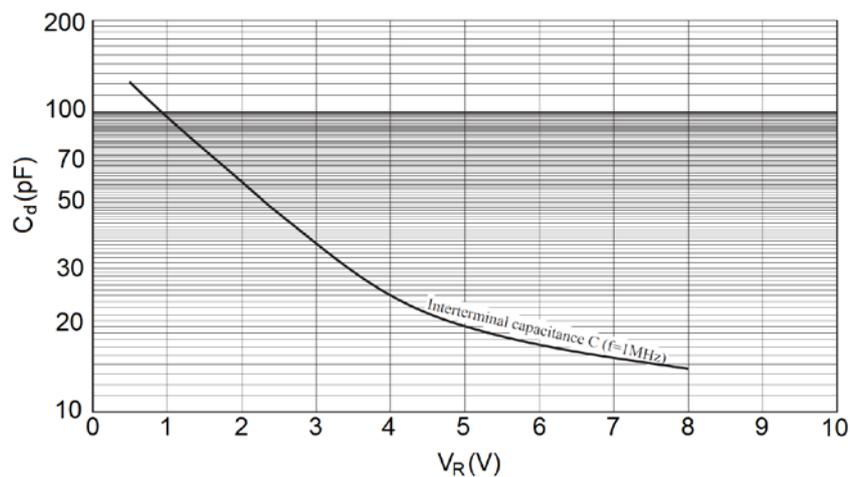
Figura 5.33 – Fotografia ampliada mostrando detalhes da linha LTNL-2.



Componentes da fotografia: (1) diodo varactor SVC236, (2) indutor de 100 nH e (3) conector BNC fêmea.

A curva característica do diodo varactor é apresentada na Figura 5.34.

Figura 5.34 – Curva da capacitância x tensão do diodo varactor SVC236.



Fonte: [55].

Conforme a Figura 5.34, o diodo varactor SVC236 apresenta uma variação de sua capacitância em função da tensão reversa, cuja capacitância inicial é da ordem de 155 pF, e próximo da máxima tensão reversa a sua capacitância reduz para um valor da ordem de 11,5 pF, o que resulta em um fator de não linearidade da ordem de 93%.

O valor médio da impedância característica da linha foi calculado considerando as tensões reversas de 0 V e 13 V:

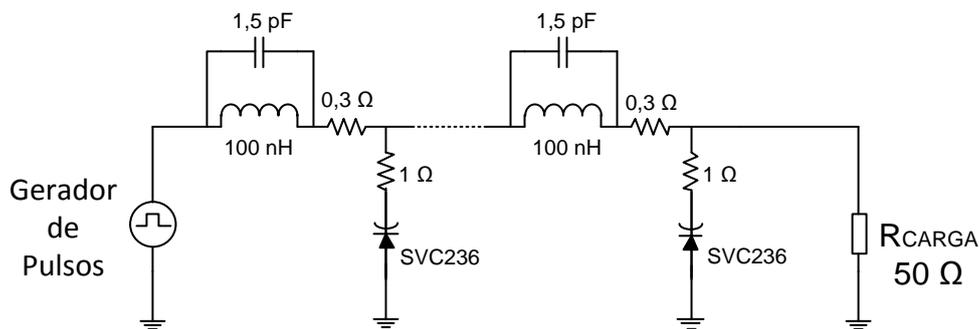
$$Z_{0(\text{mínimo})} = \sqrt{\frac{L}{C(0)}} = \sqrt{\frac{100 \times 10^{-9}}{155 \times 10^{-12}}} = 25,2 \Omega \quad (5.17)$$

$$Z_{0(\text{máximo})} = \sqrt{\frac{L}{C(13)}} = \sqrt{\frac{100 \times 10^{-9}}{11,5 \times 10^{-12}}} = 93,2 \Omega \quad (5.18)$$

$$Z_{0(\text{médio})} = \frac{25,2 + 93,2}{2} = 59,3 \Omega \quad (5.19)$$

As simulações foram realizadas com o auxílio do software LTspice. O modelo do circuito elétrico da LTNL é apresentado na Figura 5.35. Como o valor médio da impedância dessa linha ficou próximo da impedância padrão de 50 Ω, que é utilizada nos equipamentos de telecomunicações, as simulações e medições foram realizadas com uma carga resistiva de 50 Ω. Os parâmetros do diodo SVC236 configurado no software LTspice foram: .model SVC236 D(Is=50n Rs=0.15 Cjo=155p Vj=1.53 M=0.95).

Figura 5.35 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-2 com carga resistiva.



Foi aplicado na entrada da linha um sinal pulsado com amplitude de 13 Vpp, largura de pulso de aproximadamente 100 ns e frequência de repetição dos pulsos de 5 MHz.

A Figura 5.36 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições na carga resistiva de 50 Ω. Foi utilizado o mesmo amplificador de tensão projetado para o experimento com a linha LTNL-1.

A entrada do osciloscópio com impedância de 50 Ω foi utilizada como carga para a linha. Nesse caso, a saída da linha foi conectada na entrada do osciloscópio utilizando um cabo coaxial com impedância característica de 50 Ω.

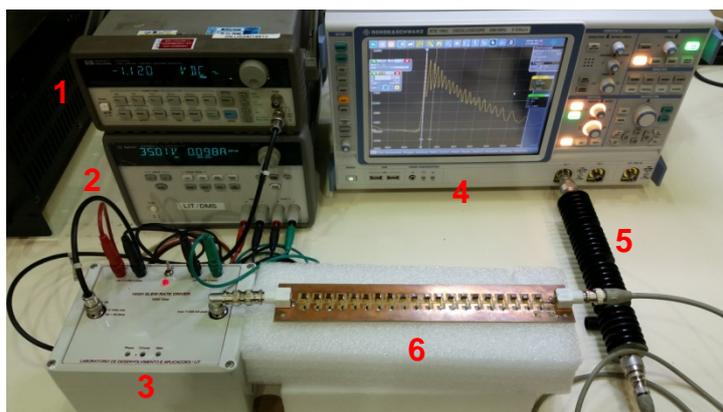
Para a montagem do *setup* de medição foram utilizados um gerador de funções (HP 33120A), um amplificador de tensão (Apex PA98), um atenuador (Aeroflex 30-48-34) e um osciloscópio digital (Rohde&Schwarz RTE 1052). A fotografia desse *setup* de medição é apresentada na Figura 5.37.

O atenuador de 30 dB foi utilizado para proteger a entrada do osciloscópio, pois essa porta com impedância de 50Ω possui uma limitação de tensão de $5 V_{RMS}$. Os resultados das medições foram corrigidos para compensar essa atenuação.

Figura 5.36 – Diagrama de blocos do *setup* de medição na carga resistiva.



Figura 5.37 – Fotografia do *setup* de medição com carga resistiva.



Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos, (2) fonte de alimentação do amplificador, (3) amplificador de tensão, (4) osciloscópio digital, (5) atenuador 30 dB e (6) linha LTNL-2.

Para esse experimento foi utilizado um filtro passa-alta para bloquear o nível CC da tensão do pulso de saída da linha, bem como atenuar outros componentes espectrais de baixa frequência. Como a impedância característica da linha (59Ω) está próxima da impedância de 50Ω , que é utilizada pelas antenas comerciais, não foi necessário realizar o casamento de impedâncias.

Como as simulações demonstraram oscilações na saída da linha com frequências acima de 200 MHz, essa frequência de corte foi utilizada como parâmetro de projeto para o circuito do filtro.

O filtro passa-alta Chebyshev de 3ª ordem, com topologia em T, utilizado nesse experimento, foi calculado da seguinte forma [4]:

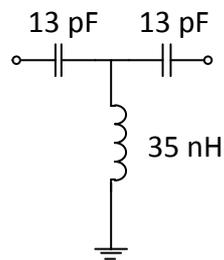
$$C_1 = C_2 = 1/2\pi f C' Z_0 = 12,21 \text{ pF} \quad (5.20)$$

$$L = Z_0/2\pi f L' = 34,71 \text{ nH} \quad (5.21)$$

onde L é o indutor em paralelo, C₁ e C₂ são os capacitores em série conectados na linha e na carga, respectivamente, C'=1,3034 e L'=1,1463 são os valores normalizados para os componentes de um filtro Chebyshev com 0,25 dB de *ripple* [56], Z₀ = 50 Ω e f=200 MHz.

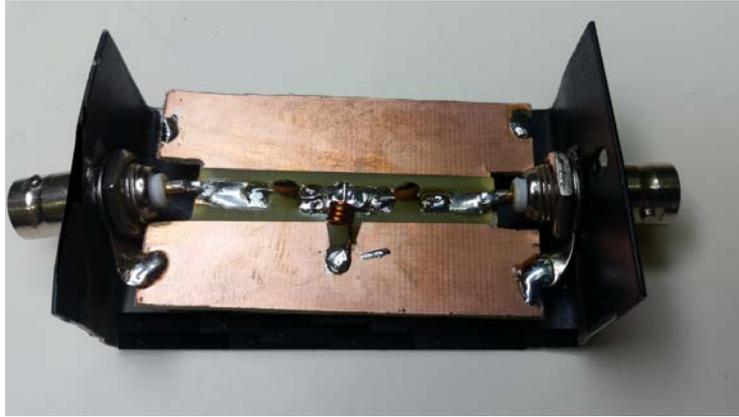
O circuito final foi projetado usando os valores comerciais de capacitores e indutores, conforme apresentado na Figura 5.38.

Figura 5.38 – Diagrama elétrico do filtro passa-alta.



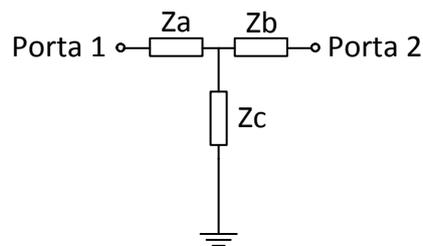
O filtro foi construído utilizando-se uma placa de circuito impresso. A placa foi instalada em uma caixa metálica com conectores coaxiais do tipo BNC com impedância de 50 Ω, conforme mostrado na Figura 5.39.

Figura 5.39 – Fotografia do filtro passa-alta.



Para o cálculo da perda de inserção do filtro, o circuito deve ser representado por impedâncias, conforme Figura 5.40.

Figura 5.40 – Impedâncias do filtro passa-alta.



Essa rede de impedâncias entre as portas 1 e 2 pode ser representada por uma Matriz ABCD [57]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_c & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

As impedâncias Z_a , Z_b e Z_c podem ser calculadas por:

$$Z_a = -1/j\omega C_1 \quad (5.23)$$

$$Z_b = -1/j\omega C_2 \quad (5.24)$$

$$Z_c = j\omega L \quad (5.25)$$

onde $C_1=C_2=13$ pF, $L=35$ nH e $\omega=2\pi f$.

Os elementos da Matriz ABCD são calculados por:

$$A = 1 + Z_a/Z_c \quad (5.26)$$

$$B = Z_a + Z_b + (Z_a Z_b / Z_c) \quad (5.27)$$

$$C = 1/Z_C \quad (5.28)$$

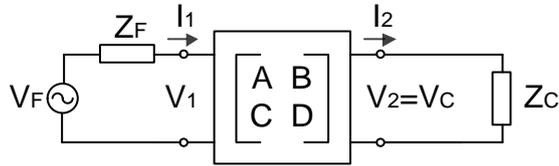
$$D = 1 + Z_b/Z_c \quad (5.29)$$

A relação entre as tensões de entrada (V_1) e saída (V_2) e as correntes de entrada (I_1) e saída (I_2) para uma rede de duas portas, conforme a Figura 5.41, pode ser representada como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

onde os coeficientes A, B, C e D dependem da frequência.

Figura 5.41 – Rede de impedâncias com duas portas.



A função de transferência (V_F/V_C) é dada por:

$$\frac{V_F}{V_C} = \frac{AZ_C + B + CZ_F Z_C + DZ_F}{Z_C} \quad (5.31)$$

onde V_F e V_C são as tensões da fonte e da carga, respectivamente, e Z_F e Z_C são as impedâncias da fonte e da carga, respectivamente.

Usando as Equações 5.23 a 5.29, e a relação V_F/V_C dada pela Equação 5.31, a perda de inserção pode ser calculada por:

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{Z_C}{Z_F + Z_C} \right)^2 \left| \frac{V_F}{V_C} \right|^2 \quad (5.32)$$

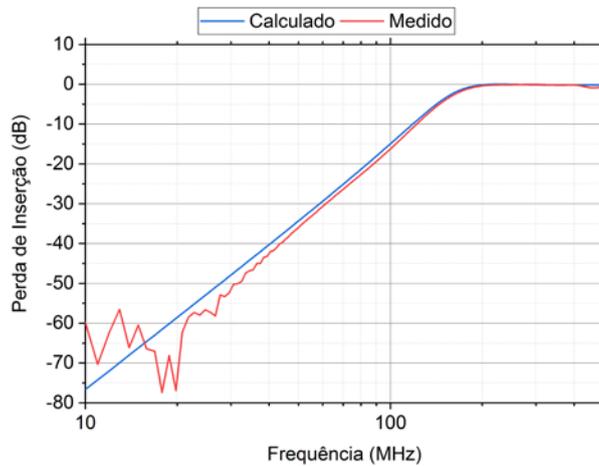
onde P_1 é a potência na carga quando a rede é removida do circuito e P_2 é a potência na carga quando a rede é recolocada no circuito.

Finalmente, a perda de inserção (PI) pode ser calculada por:

$$PI = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \text{ (dB)} \quad (5.33)$$

Considerando $Z_F=Z_C=50 \Omega$, a perda de inserção foi calculada e medida por intermédio de um Analisador de Rede Vetorial para a faixa de frequência entre 10 MHz e 500 MHz. Os resultados são apresentados na Figura 5.42.

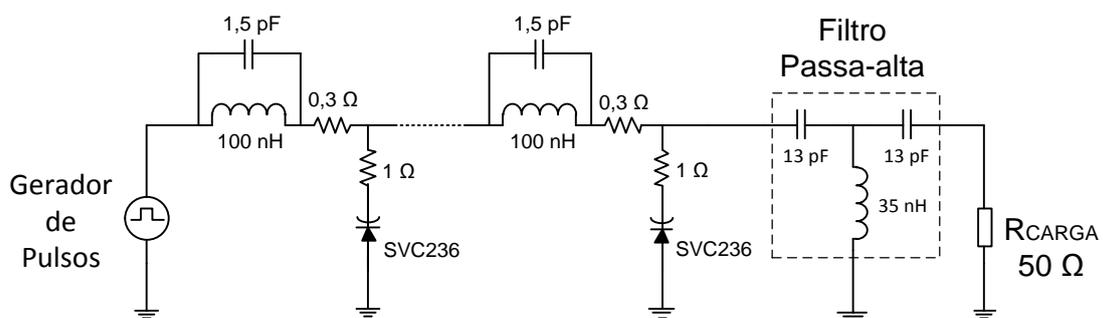
Figura 5.42 – Perda de inserção do filtro passa-alta.



Conforme apresentado na Figura 5.42, os valores medidos da perda de inserção tiveram boa concordância com os valores calculados para esse filtro.

Também foram realizadas novas simulações com o circuito do filtro conectado na saída da linha, conforme a Figura 5.43.

Figura 5.43 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-2 com filtro passa-alta.



A Figura 5.44 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições. A entrada de 50Ω do osciloscópio foi utilizada como carga de 50Ω .

Figura 5.44 – Diagrama de blocos do *setup* de medição com filtro passa-alta.



Para transmitir e receber os sinais de RF gerados pela linha foram utilizadas duas antenas do tipo *Double Ridged Guide* (DRG). A antena DRG é conhecida por operar em uma faixa larga de frequência. Neste experimento foram utilizadas duas antenas comerciais, modelo 3106, fabricadas pela empresa ETS-Lindgren. A Figura 5.45 apresenta a fotografia de uma das antenas. Esse modelo de antena opera na faixa de frequência de 200 a 1000 MHz, com impedância de entrada de 50 Ω .

Figura 5.45 – Fotografia da antena DRG 3106.



A Figura 5.46 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para transmitir e receber através de antenas os sinais de RF gerados pela LTNL. Esse *setup* também foi montado dentro da Câmara Anecoica (CBA2) do Laboratório de Integração e Testes (LIT) do INPE. As antenas transmissora e receptora foram separadas por uma distância de 2 m. As fotografias desse *setup* de medição são apresentadas nas Figuras 5.47 e 5.48.

Figura 5.46 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.

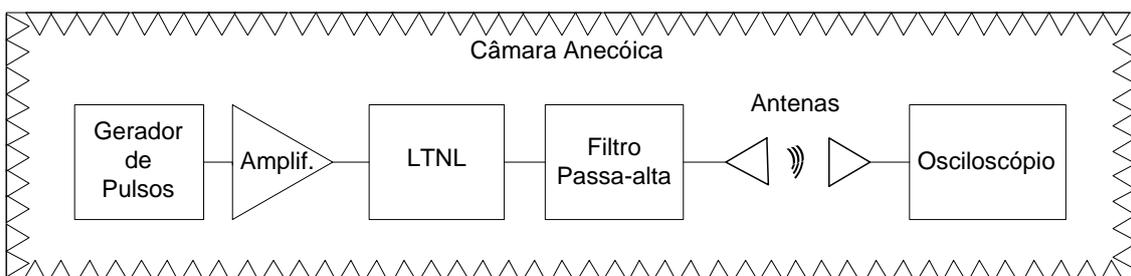
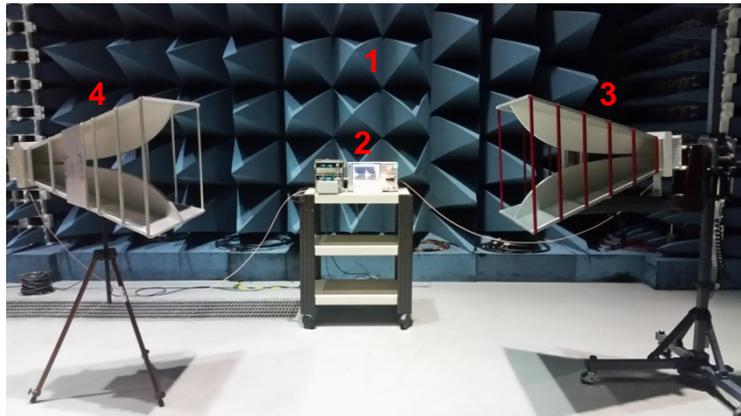
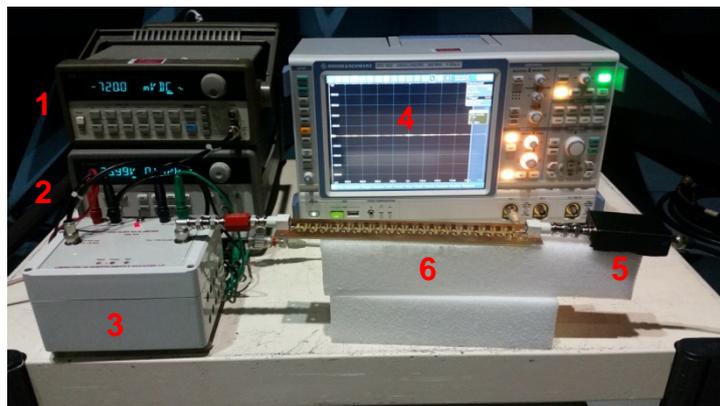


Figura 5.47 – Fotografia do *setup* para transmissão e recepção de sinais de RF.



Componentes da fotografia: (1) absorvedores de RF, (2) equipamentos, (3) antena DRG transmissora e (4) antena DRG receptora.

Figura 5.48 – Fotografia dos equipamentos do *setup* de medição.



Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos, (2) fonte de alimentação do amplificador, (3) amplificador de tensão, (4) osciloscópio digital, (5) filtro passa-alta e (6) linha LTNL-2.

5.3.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-2

Nesta seção serão apresentados os resultados e as análises referentes às simulações, medições e comparação entre ambos os casos do experimento com a linha LTNL-2.

Foi aplicado na entrada da linha um sinal pulsado com amplitude de 13 Vpp, com largura de pulso de aproximadamente 100 ns e frequência de repetição dos pulsos de 5 MHz.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50Ω , conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.36, são apresentados nas Figuras 5.49 e 5.50, em diferentes escalas de tempo. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.51.

Figura 5.49 – Resultados no domínio do tempo (escala 230 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50Ω .

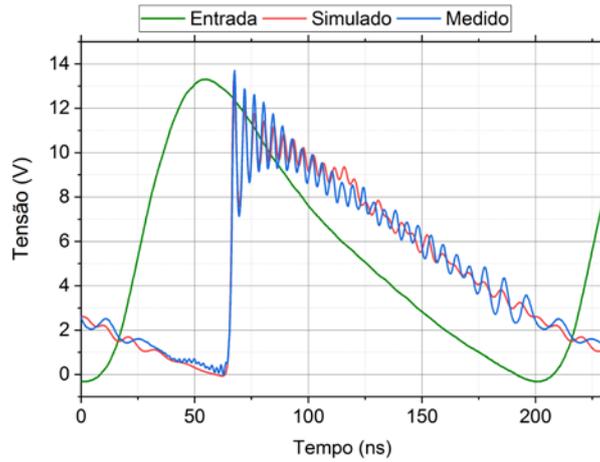


Figura 5.50 – Resultados no domínio do tempo (escala 800 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50Ω .

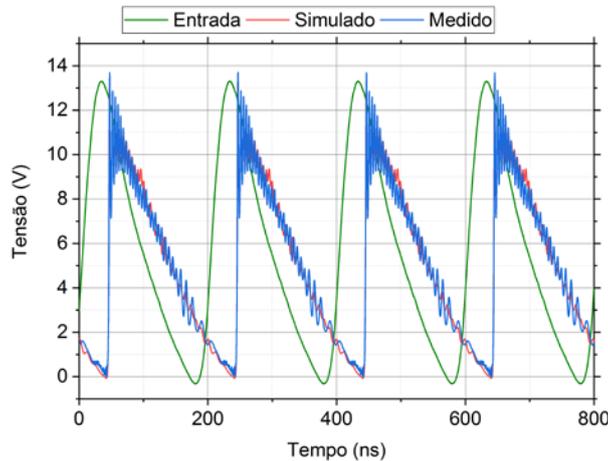
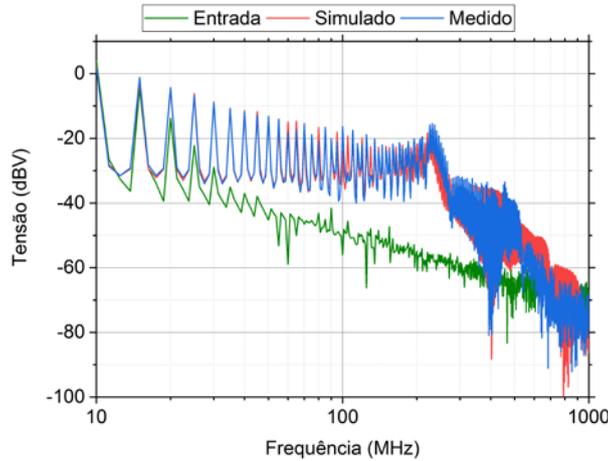


Figura 5.51 – Resultados no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω.



Conforme os resultados apresentados na Figura 5.51, a faixa de frequência em torno de 230 MHz do sinal de RF gerado pela linha ficou abaixo da frequência de corte de Bragg:

$$f_{\text{Bragg}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(V_{\text{max}})}} = \frac{1}{\pi\sqrt{(100 \times 10^{-9}) \times (11,5 \times 10^{-12})}} = 296,8 \text{ MHz} \quad (5.34)$$

onde $C(V_{\text{max}})$ é a capacitância de 11,5 pF em relação à tensão de 13 V aplicada na entrada da linha e L é o indutor de 100 nH.

Mediante a Figura 5.49, pode-se observar que essa linha produziu um VMD máximo de 6,5 V.

A partir do valor do VMD é possível calcular a potência de pico de RF em W na carga, dado por:

$$P_{\text{RF}} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{3,25^2}{50} = 211,2 \text{ mW} \quad (5.35)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50 Ω conectada na saída do filtro passa-alta, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.44, são apresentados nas Figuras 5.52 e 5.53, em diferentes escalas de tempo. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.54.

Figura 5.52 – Resultados no domínio do tempo (escala 200 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.

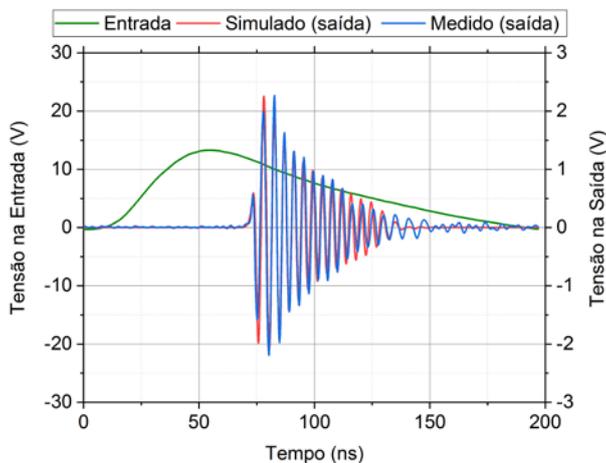


Figura 5.53 – Resultados no domínio do tempo (escala 800 ns) da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.

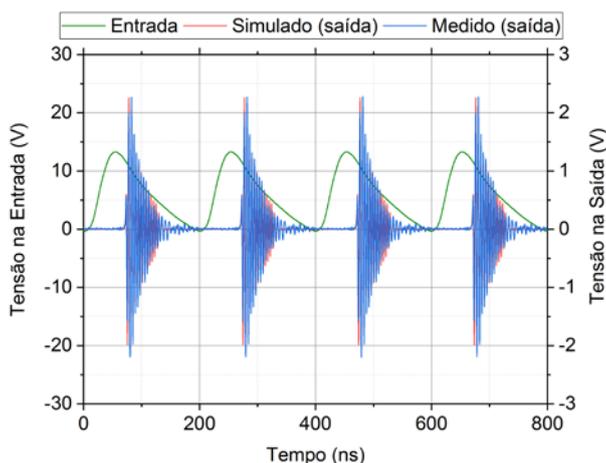
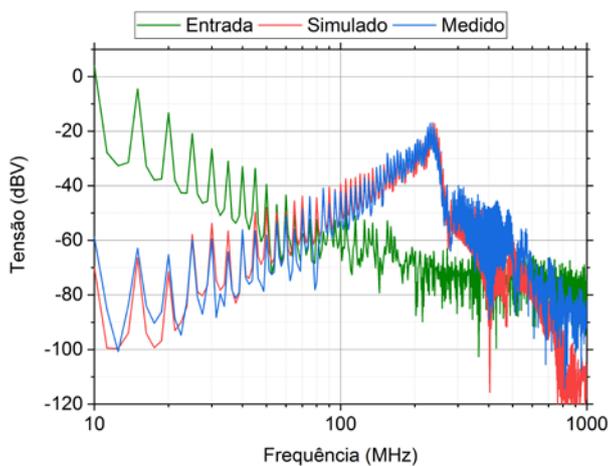


Figura 5.54 – Resultados no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.



Pode-se observar na Figura 5.52 que o sinal na carga de 50 Ω apresentou um VMD máximo de aproximadamente 4,5 V. A potência de pico de RF máxima na carga é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{2,25^2}{50} = 101,2 \text{ mW} \quad (5.36)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω.

Apesar do resultado da medição da perda de inserção do filtro passa-alta indicar uma perda próxima de 0 dB para a frequência de 230 MHz, os cálculos da potência de RF na carga mostraram que a potência de RF caiu pela metade depois que o filtro foi instalado na saída da linha. Esse resultado, assim como apresentado na LTNL-1, pode estar associado à impedância característica variável da linha ($25 \Omega \leq Z_0 \leq 93 \Omega$).

A Figura 5.54 comprova que a linha manteve a geração de RF na faixa de frequência em torno de 230 MHz.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo do sinal recebido pela antena DRG, conforme *setup* de medição apresentado na Figura 5.46, são apresentados nas Figuras 5.55 e 5.56, em diferentes escalas de tempo. O resultado no domínio da frequência é apresentado na Figura 5.57.

Figura 5.55 – Resultado no domínio do tempo (escala 200 ns) da medição do sinal recebido pela antena DRG.

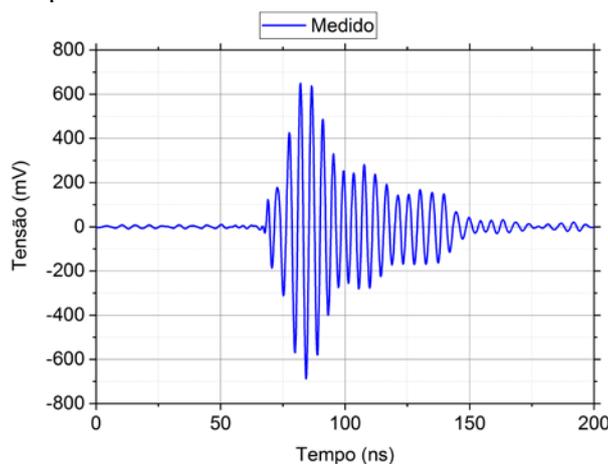


Figura 5.56 – Resultado no domínio do tempo (escala 800 ns) da medição do sinal recebido pela antena DRG.

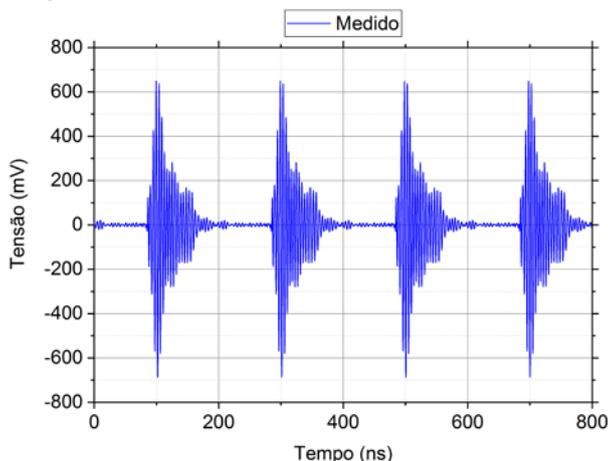
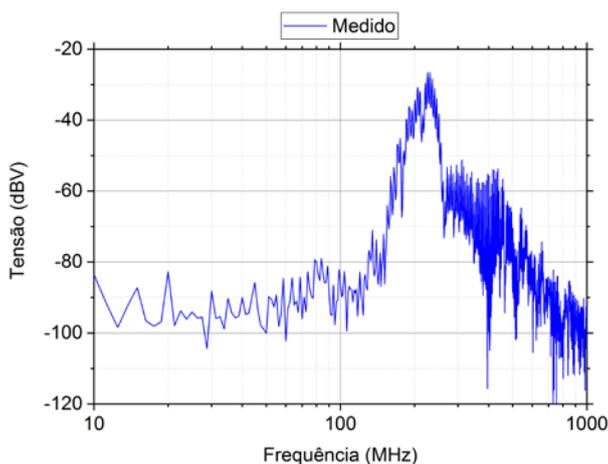


Figura 5.57 – Resultado no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.



Observa-se nos resultados apresentados nas Figuras 5.55 e 5.56 que os sinais de RF foram perfeitamente transmitidos e recebidos pelas antenas DRG. Portanto, o experimento demonstrou a capacidade da linha de transmitir sinais pulsados de RF.

O resultado no domínio da frequência apresentado na Figura 5.57 indica que a frequência das oscilações se manteve em torno dos 230 MHz, mesmo resultado apresentado quando foi conectada uma carga de 50Ω na saída da linha.

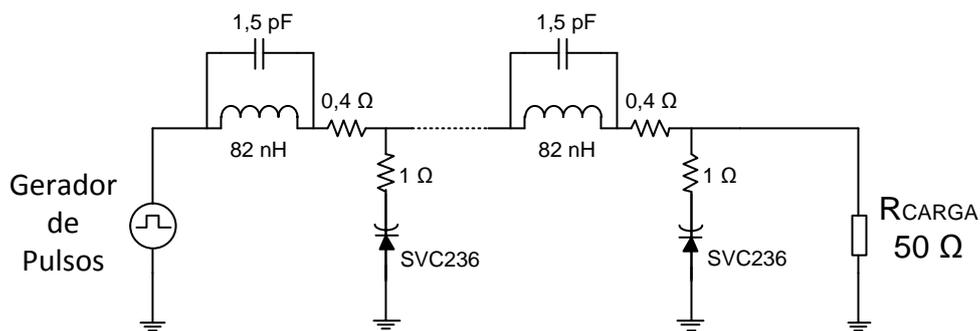
5.4 Experimento com a linha LTNL-3

Este experimento foi realizado com uma linha capacitiva de 30 seções. O mesmo diodo varactor (SVC236) utilizado na linha LTNL-2 foi usado como

elemento não linear neste experimento. Nessa linha foram utilizados indutores de 82 nH.

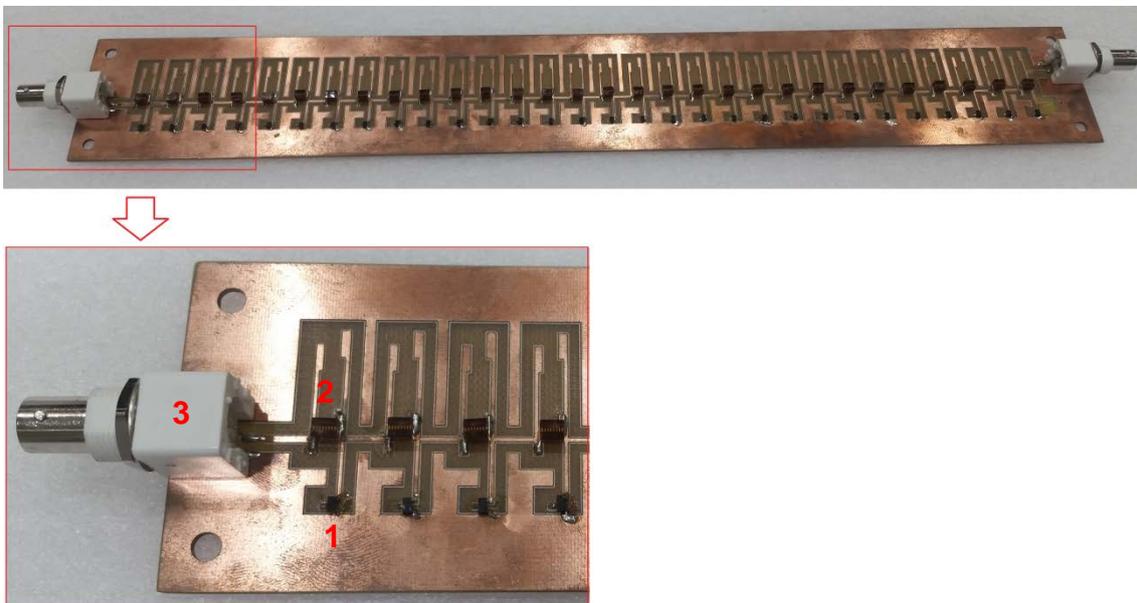
O modelo do circuito elétrico da linha LTNL-3 que foi utilizado nas simulações com o software LTspice é apresentado nas Figura 5.58. Assim como no experimento da LTNL-2, as simulações e medições foram realizadas com uma carga resistiva de 50 Ω conectada na saída da linha.

Figura 5.58 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-3 com carga resistiva.



Para a análise experimental foi utilizada uma placa de circuito impresso (PCI), mostrada na Figura 5.59.

Figura 5.59 – Fotografia da linha LTNL-3.

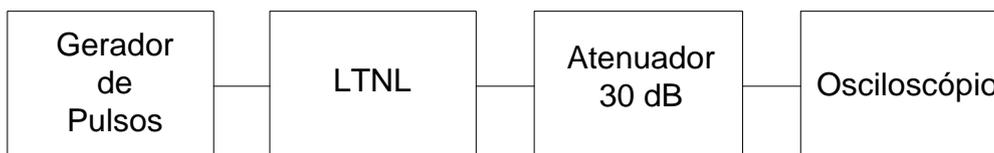


Componentes da fotografia: (1) diodo varactor SVC236, (2) indutor de 82 nH e (3) conector BNC fêmea.

Foi aplicado na entrada da linha um pulso de tensão com amplitude de 16 V e largura de aproximadamente 35 ns.

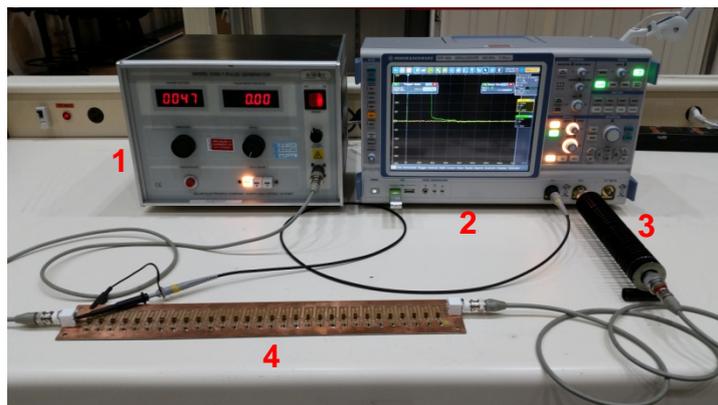
A Figura 5.60 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições na carga resistiva de 50 Ω .

Figura 5.60 – Diagrama de blocos do *setup* de medição na carga resistiva.



Para a montagem do *setup* de medição foram utilizados um gerador de pulsos (Solar 9355-1), um atenuador (Aeroflex 30-48-34) e um osciloscópio digital (Rohde&Schwarz RTE 1052). A fotografia desse *setup* de medição é apresentada na Figura 5.61.

Figura 5.61 – Fotografia do *setup* de medição na carga resistiva.



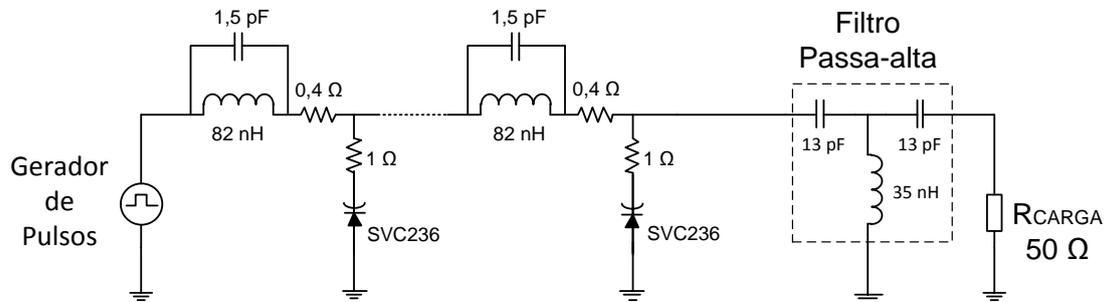
Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos, (2) osciloscópio digital, (3) atenuador 30 dB e (4) linha LTNL-3.

Após a realização das medições com o *setup* apresentado na Figura 5.60, o gerador de pulsos Solar 9355-1 foi substituído por um gerador de pulsos que possibilitava a variação da largura do pulso (Avtech AVRZ-5W-B). Esse novo *setup* foi utilizado para verificar o comportamento da linha LTNL-3 quando aplicados pulsos de entrada com amplitude em torno de 16 V com larguras de 15, 20, 30, 40, 50 e 100 ns.

Seguindo a mesma sequência de análise das linhas LTNL-1 e LTNL-2, a linha LTNL-3 também foi simulada por meio de um modelo com a inclusão do

mesmo filtro passa-alta utilizado na linha LTNL-2, pois a frequência de corte do filtro estava abaixo da frequência das oscilações esperadas para a Linha-3. O diagrama elétrico da simulação é apresentado na Figura 5.62.

Figura 5.62 - Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-3 com filtro passa-alta.

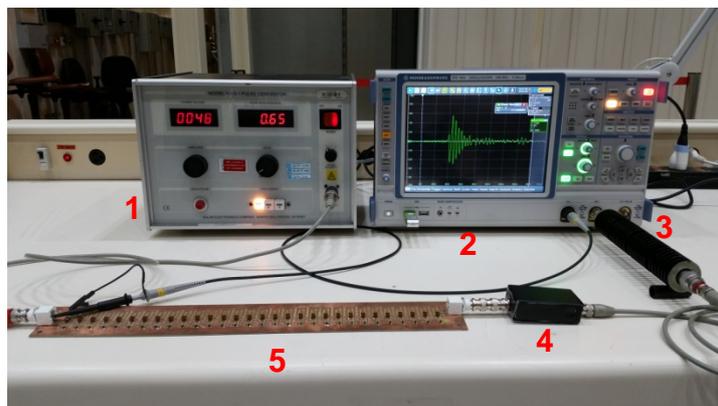


A Figura 5.63 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições com o filtro conectado na saída da linha. A fotografia desse *setup* de medição é apresentada na Figura 5.64.

Figura 5.63 – Diagrama de blocos do *setup* de medição com filtro passa-alta.



Figura 5.64 – Fotografia do *setup* de medição com filtro passa-alta.



Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos, (2) osciloscópio digital, (3) atenuador 30 dB, (4) filtro passa-alta e (5) linha LTNL-3.

Para transmitir e receber os sinais de RF gerados pela linha foram utilizadas as mesmas antenas DRG utilizadas no experimento com a linha LTNL-2. As medições também foram realizadas na Câmara Blindada Anecoica (CBA2) do

INPE. As antenas transmissora e receptora foram separadas por uma distância de 2 m. As Figuras 5.65 e 5.66 apresentam, respectivamente, o Diagrama de Blocos e a fotografia do *setup* de medição.

Figura 5.65 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.

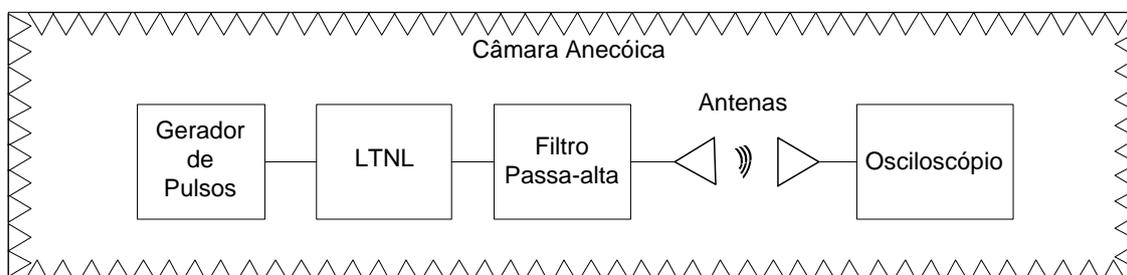
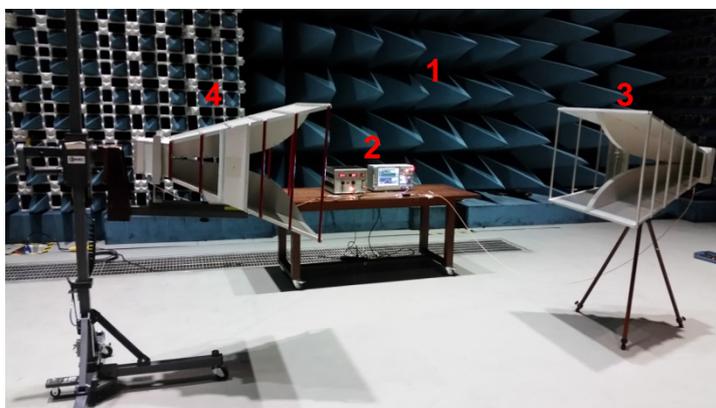


Figura 5.66 – Fotografia do *setup* para transmissão e recepção de sinais de RF.



Componentes da fotografia: (1) absorvedores de RF, (2) equipamentos, (3) antena DRG transmissora e (4) antena DRG receptora.

5.4.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-3

Nesta seção serão apresentados os resultados e as discussões referentes às simulações, medições e comparação entre ambos os casos do experimento com a linha LTNL-3.

Foi aplicado na entrada da linha um pulso retangular com amplitude em torno de 16 V e largura de aproximadamente 35 ns.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50 Ω são apresentados na Figura 5.67, de acordo com o setup de medição exibido na Figura 5.60. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.68.

Figura 5.67 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω.

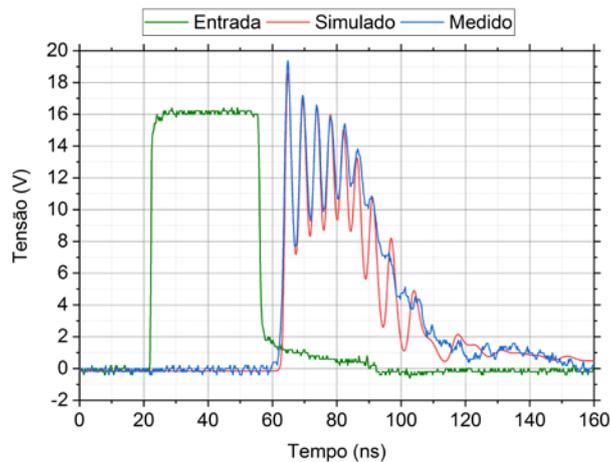
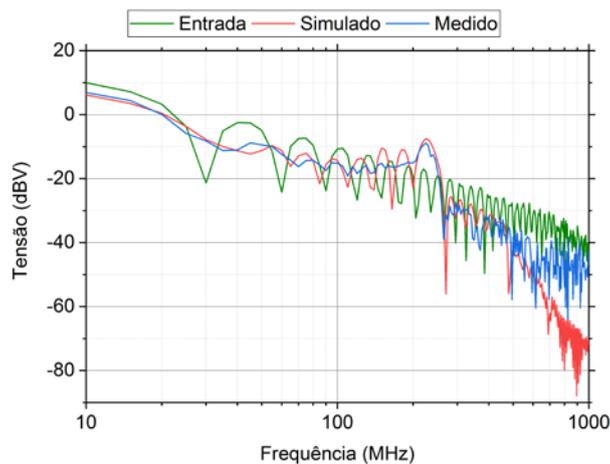


Figura 5.68 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω.



A Figura 5.67 indica que a linha LTNL-3 apresentou um VMD máximo na carga de 50 Ω de aproximadamente 12 V. Portanto, a potência de pico de RF máxima na carga para a linha LTNL-3 é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{6^2}{50} = 720,0 \text{ mW} \quad (5.37)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω.

Quanto à frequência das oscilações, pode-se observar na Figura 5.68 que a linha gerou um sinal de RF em torno de 230 MHz.

A frequência de corte de Bragg calculada para essa linha é apresentada a seguir:

$$f_{\text{Bragg}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(V_{\text{max}})}} = \frac{1}{\pi\sqrt{(82 \times 10^{-9}) \times (11,5 \times 10^{-12})}} = 327,8 \text{ MHz} \quad (5.38)$$

onde $C(V_{\text{max}})$ é a capacitância de 11,5 pF em relação à tensão de 16 V aplicada na entrada da linha e L é o indutor de 82 nH da linha LTNL-3.

Os resultados das medições na carga conectada na saída da linha variando a largura do pulso de entrada (Figura 5.69) da linha LTNL-3 são apresentados nas Figuras 5.70 e 5.71, nos domínios do tempo e da frequência, respectivamente.

Figura 5.69 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da medição na entrada da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.

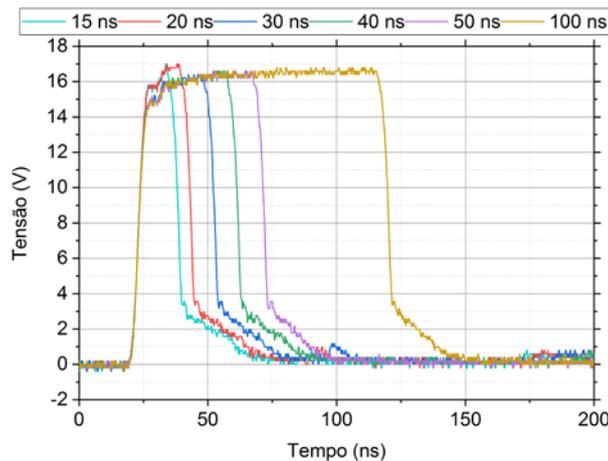


Figura 5.70 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio do tempo da medição na saída da linha com carga resistiva de 50Ω variando a largura do pulso de entrada.

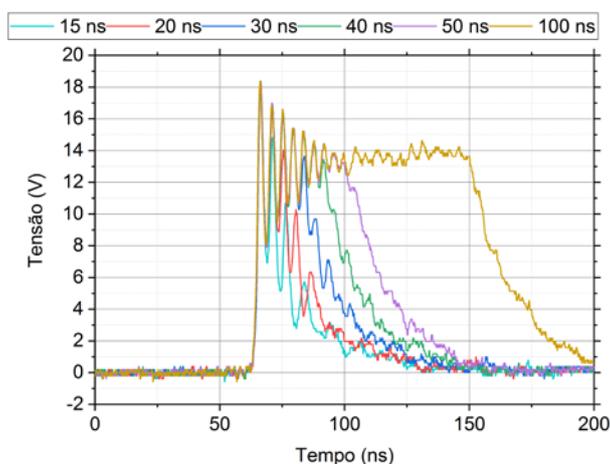
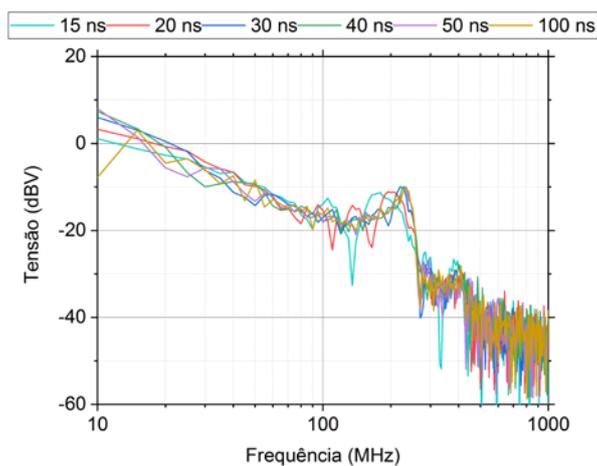


Figura 5.71 – Resultados da linha LTNL-3 no domínio da frequência da medição na saída da linha com carga resistiva de 50Ω variando a largura do pulso de entrada.



A partir da Figura 5.70 e 5.71, é possível verificar que a diminuição da largura dos pulsos provocou uma diminuição do número de oscilações. Os pulsos com largura igual ou maior que 30 ns apresentaram a mesma frequência de oscilação, em torno de 230 MHz. Já os pulsos com largura abaixo de 30 ns provocaram uma diminuição considerável da frequência das oscilações, 175 MHz para o pulso de 15 ns e 200 MHz para o pulso de 20 ns de largura.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50Ω conectada na saída do filtro passa-alta, conforme *setup* de medição

apresentado da Figura 5.63, são apresentados na Figura 5.72. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.73.

Figura 5.72 – Resultados da LTNL-3 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.

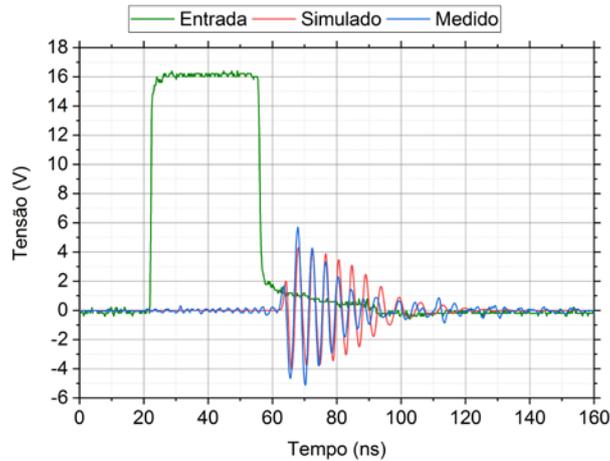
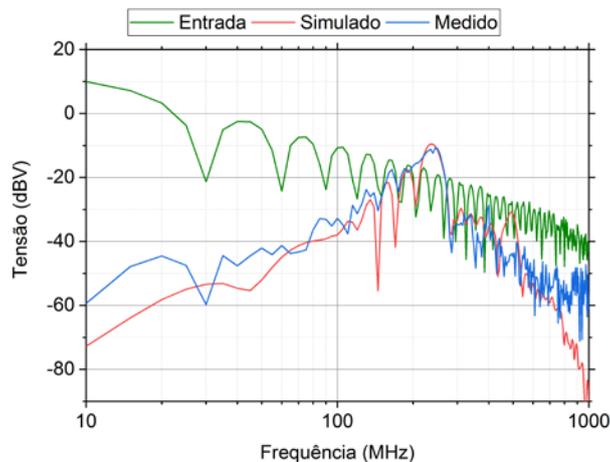


Figura 5.73 – Resultados da LTNL-3 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.



Os resultados das medições apresentados na Figura 5.70 mostram que a linha LTNL-3 praticamente manteve o mesmo VMD máximo (11 V) na carga de 50 Ω após o filtro passa-alta.

A potência de pico de RF máxima na carga após o filtro para a linha LTNL-3 é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{5,5^2}{50} = 605,0 \text{ mW} \quad (5.39)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω .

A partir do resultado do cálculo da potência de RF na carga é possível concluir que o circuito do filtro passa-alta utilizado para desacoplar o sinal de RF da saída da linha possibilitou uma boa transferência de potência de RF da saída da linha para a carga de 50 Ω .

O valor médio da impedância característica da linha foi calculado considerando as tensões reversas de 0 V e 16 V.

O valor médio da impedância característica da linha LTNL-3 é:

$$Z_{0(mínimo)} = \sqrt{\frac{L}{C(0)}} = \sqrt{\frac{82 \times 10^{-9}}{155 \times 10^{-12}}} = 23,0 \Omega \quad (5.40)$$

$$Z_{0(máximo)} = \sqrt{\frac{L}{C(16)}} = \sqrt{\frac{82 \times 10^{-9}}{11,5 \times 10^{-12}}} = 84,4 \Omega \quad (5.41)$$

$$Z_{0(médio)} = \frac{23,0 + 84,4}{2} = 53,7 \Omega \quad (5.42)$$

onde C(0) é a capacitância para tensão reversa de 0 V, C(16) é a capacitância para 16 V e L é o indutor de 82 nH utilizado na linha LTNL-3.

O cálculo da impedância característica da linha LTNL-3 revela que o filtro passa-alta projetado para operar com uma impedância de entrada de 50 Ω obteve um bom desempenho para o valor médio de impedância de 54 Ω .

A Figura 5.73 comprova que a linha manteve a geração de RF na faixa de frequência em torno de 230 MHz.

O resultado da medição no domínio do tempo do sinal recebido pela antena DRG, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.65, é apresentado na Figura 5.74. O resultado no domínio da frequência é apresentado na Figura 5.75.

Figura 5.74 – Resultado da LTNL-3 no domínio do tempo da medição do sinal recebido pela antena DRG.

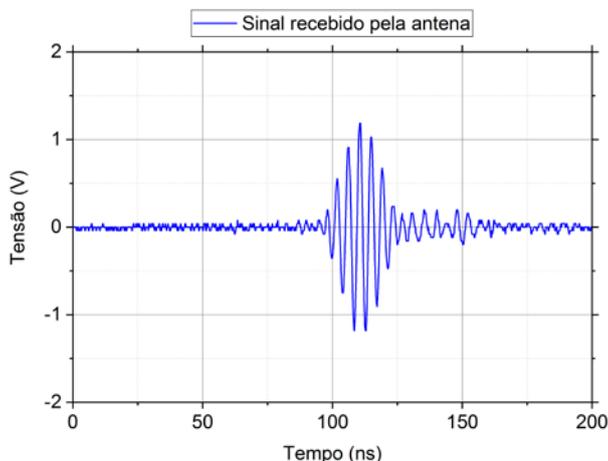
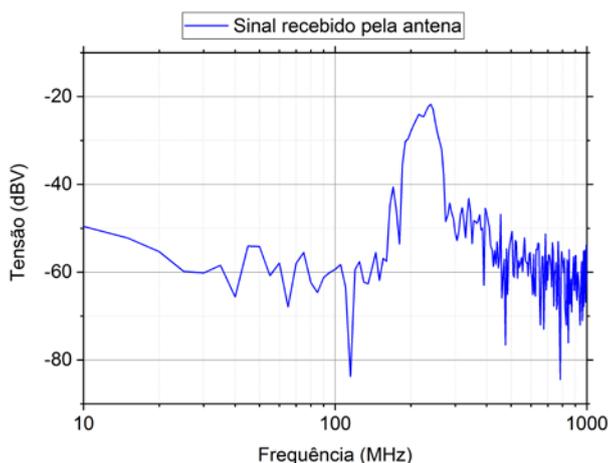


Figura 5.75 – Resultado da LTNL-3 no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.



A Figura 5.74 demonstra que a linha conseguiu transmitir os sinais de RF através de uma antena DRG.

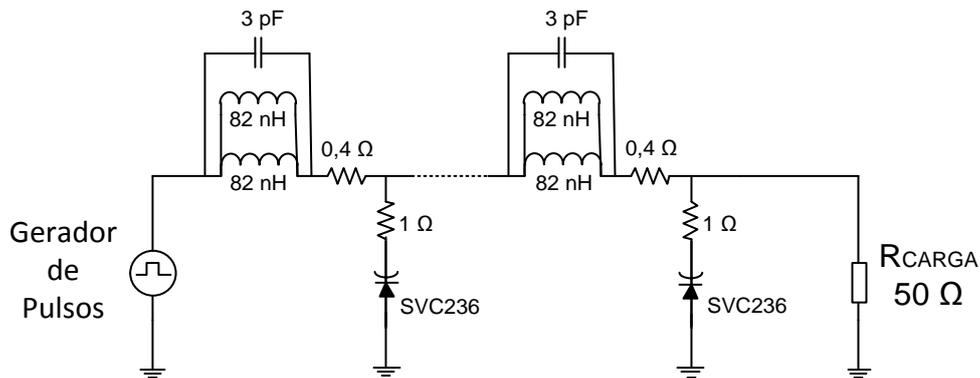
O resultado no domínio da frequência, de acordo com a Figura 5.75, indica que a frequência das oscilações da linha LTNL-3 não se alterou quando os sinais de RF foram transmitidos e recebidos pelas antenas.

5.5 Experimento com a linha LTNL-4

Após as medições realizadas com a LTNL-3, essa linha foi alterada recebendo novos indutores de 82 nH em paralelo com os indutores já implementados em cada seção. Portanto, a linha LTNL-4 possui 30 seções com o diodo varactor SVC236 e um valor final de indutância de 41 nH em cada seção.

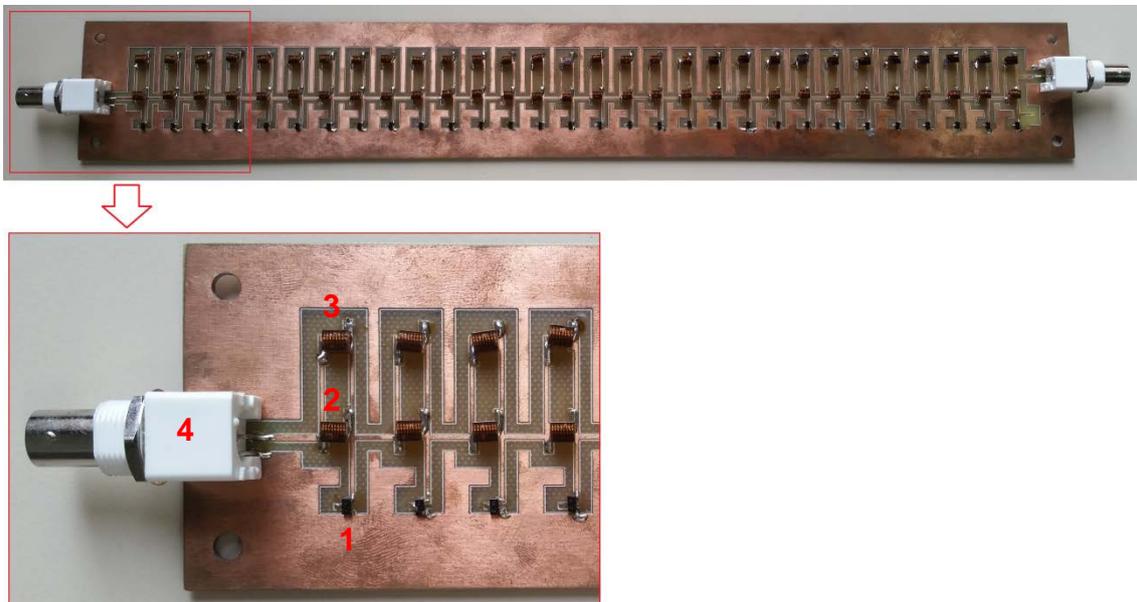
O modelo do circuito elétrico das linhas LTNL-4 que foi utilizado nas simulações com o software LTspice é apresentado na Figura 5.76. Assim como no experimento da LTNL-3, as simulações e medições foram realizadas com uma carga resistiva de 50Ω conectada na saída da linha.

Figura 5.76 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-4 com carga resistiva.



Para a análise experimental foi utilizada a placa de circuito impresso (PCI), mostrada na Figura 5.77. Pode-se observar as duas fileiras de indutores de 82 nH.

Figura 5.77 – Fotografia da linha LTNL-4.

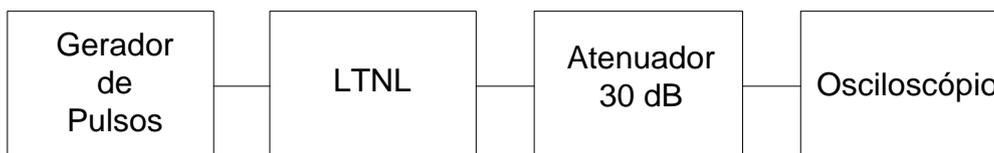


Componentes da fotografia: (1) diodo varactor SVC236, (2) indutor de 82 nH, (3) indutor de 82 nH e (4) conector BNC fêmea.

Foi aplicado na entrada da linha um pulso de tensão com amplitude de 16 V e largura de aproximadamente 35 ns.

A Figura 5.78 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições na carga resistiva de 50 Ω .

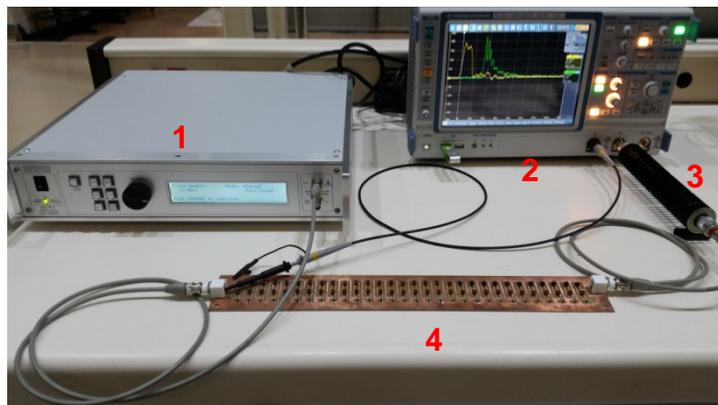
Figura 5.78 – Diagrama de blocos do *setup* de medição na carga resistiva.



O *setup* de medição foi configurado com um gerador de pulsos (Solar 9355-1), um atenuador (Aeroflex 30-48-34) e um osciloscópio digital (Rohde&Schwarz RTE 1052).

Posteriormente, esse *setup* de medição também foi alterado com a substituição do gerador de pulsos Solar 9355-1 pelo gerador Avtech AVRZ-5W-B para verificar o comportamento da linha LTNL-4 quando aplicados pulsos de entrada com amplitude em torno de 16 V e larguras de 15, 20, 30, 40, 50 e 100 ns. A fotografia desse *setup* de medição é apresentada na Figura 5.79.

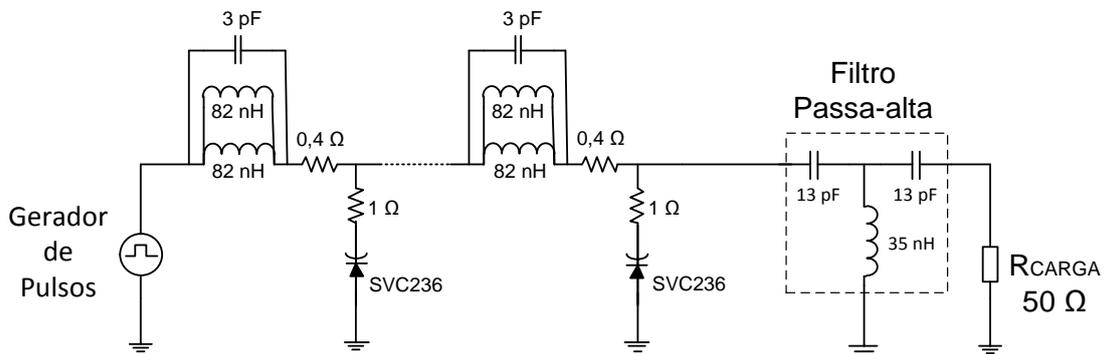
Figura 5.79 – Fotografia do *setup* de medição na carga de 50 Ω .



Componentes da fotografia: (1) gerador de pulsos Avtech, (2) osciloscópio digital, (3) atenuador 30 dB e (4) linha LTNL-4.

Seguindo a mesma sequência de análise das linhas anteriores, a linha LTNL-4 foi simulada por meio de um modelo com a inclusão do mesmo filtro passa-alta utilizado nos experimentos com as linhas LTNL-2 e LTNL-3, conforme apresentado na Figura 5.80.

Figura 5.80 – Diagrama elétrico da simulação da linha LTNL-4 com filtro passa-alta.



A Figura 5.81 apresenta o Diagrama de Blocos do *setup* utilizado para as medições com o filtro conectado na saída da linha.

Figura 5.81 – Diagrama de blocos do *setup* de medição com filtro passa-alta.



Para transmitir e receber os sinais de RF gerados pela linha foram utilizadas as mesmas antenas DRG utilizadas nos experimentos com as linhas LTNL-2 e LTNL-3. As medições também foram realizadas na Câmara Blindada Anecoica (CBA2) do INPE. As antenas transmissora e receptora foram separadas por uma distância de 2 m. As Figuras 5.82 e 5.83 apresentam, respectivamente, o Diagrama de Blocos e a fotografia do *setup* de medição.

Figura 5.82 – Diagrama de blocos para transmissão e recepção de sinais de RF.

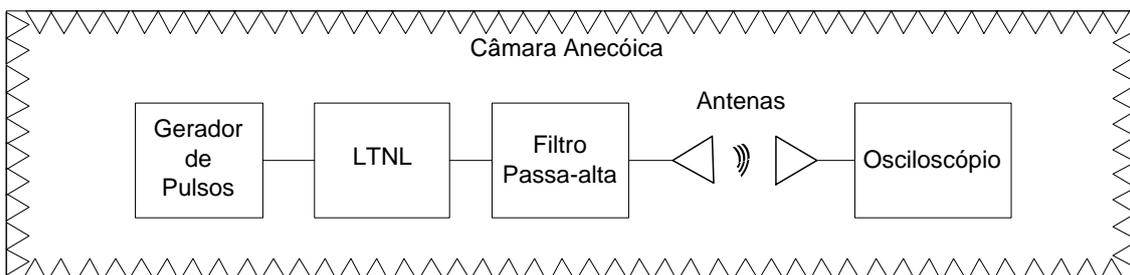
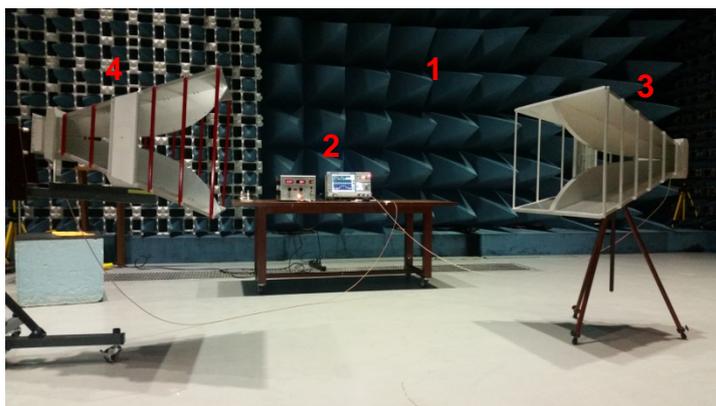


Figura 5.83 – Fotografia do *setup* para transmissão e recepção de sinais de RF.



Componentes da fotografia: (1) absorvedores de RF, (2) equipamentos, (3) antena DRG transmissora e (4) antena DRG receptora.

5.5.1 Resultados e análises do experimento com a linha LTNL-4

Nesta seção serão apresentados os resultados e as discussões referentes às simulações, medições e comparação entre ambos os casos do experimento com a linha LTNL-4.

Foi aplicado na entrada da linha um pulso retangular com amplitude em torno de 16 V e largura de aproximadamente 35 ns.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50 Ω , conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.78, são apresentados na Figura 5.84. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.85.

Figura 5.84 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω.

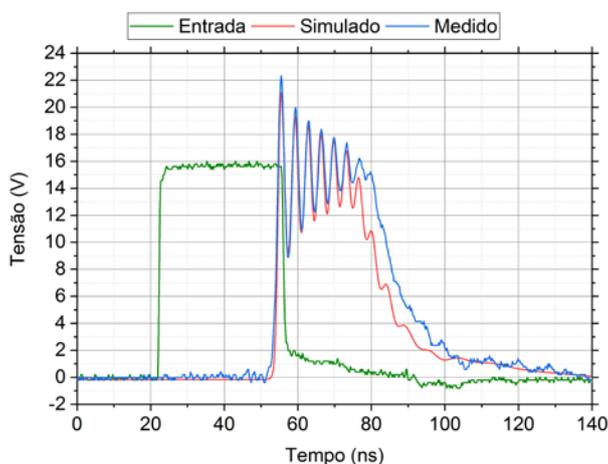
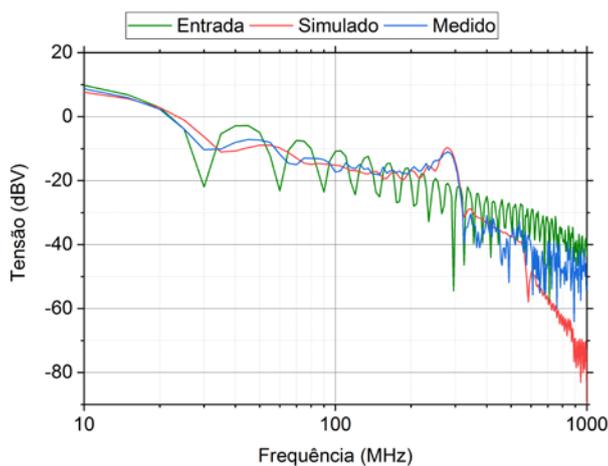


Figura 5.85 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com carga resistiva de 50 Ω.



A Figura 5.84 indica que a linha LTNL-4 apresentou um VMD máximo na carga de 50 Ω de aproximadamente de 14 V. Portanto, a potência de pico de RF máxima na carga para a linha LTNL-4 é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{7^2}{50} = 980,0 \text{ mW} \quad (5.43)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω.

Quanto à frequência das oscilações, pode-se observar na Figura 5.85 que a linha gerou um sinal de RF em torno de 280 MHz. A frequência de corte de Bragg calculada para essa linha é apresentada a seguir:

$$f_{\text{Bragg}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(V_{\text{max}})}} = \frac{1}{\pi\sqrt{(41 \times 10^{-9}) \times (11,5 \times 10^{-12})}} = 463,5 \text{ MHz} \quad (5.44)$$

onde $C(V_{\text{max}})$ é a capacitância de 11,5 pF em relação à tensão de 16 V aplicada na entrada da linha e L é o indutor de 41 nH da linha LTNL-4.

Os resultados das medições na carga conectada na saída da linha variando a largura do pulso de entrada (Figura 5.86) da linha LTNL-4 são apresentados nas Figuras 5.87 e 5.88, nos domínios do tempo e da frequência, respectivamente.

Figura 5.86 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da medição na entrada da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.

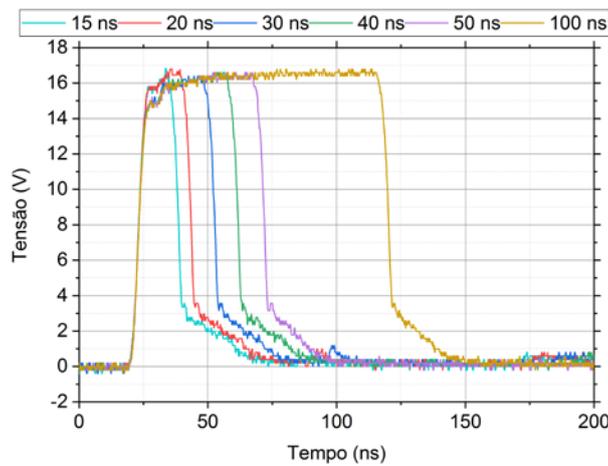


Figura 5.87 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio do tempo da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.

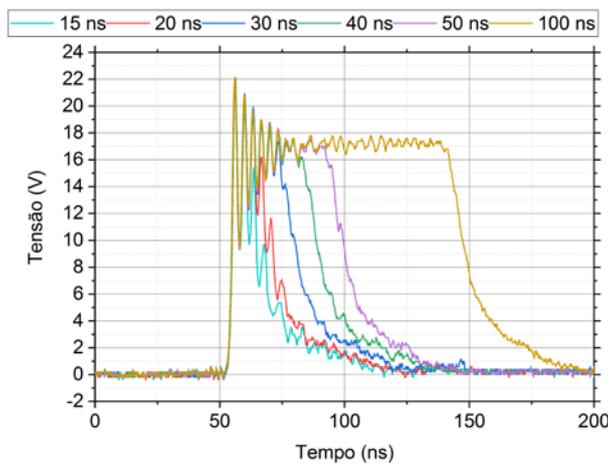
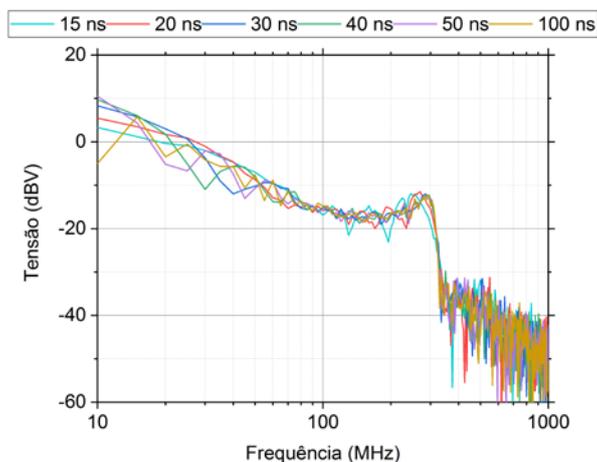


Figura 5.88 – Resultados da linha LTNL-4 no domínio da frequência da medição na saída da linha com carga resistiva de 50 Ω variando a largura do pulso de entrada.



A partir das Figuras 5.87 e 5.88, também é possível verificar o mesmo comportamento apresentado nas medições da linha LTNL-3, nas quais a diminuição da largura dos pulsos provocou uma diminuição do número de oscilações. Assim como na linha LTNL-3, os pulsos com largura igual ou maior que 30 ns apresentaram a mesma frequência de oscilação, em torno de 280 MHz. Já os pulsos com largura abaixo de 30 ns provocaram uma diminuição da frequência das oscilações, 245 MHz para o pulso de 15 ns e 265 MHz para o pulso de 20 ns de largura.

Os resultados das simulações e medições no domínio do tempo na carga de 50 Ω conectada na saída do filtro passa-alta, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.81, são apresentados na Figura 5.89. Os resultados no domínio da frequência são apresentados na Figura 5.90.

Figura 5.89 – Resultados da LTNL-4 no domínio do tempo da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.

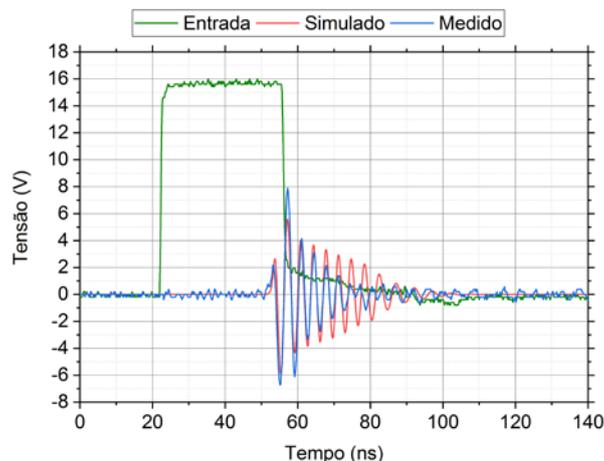
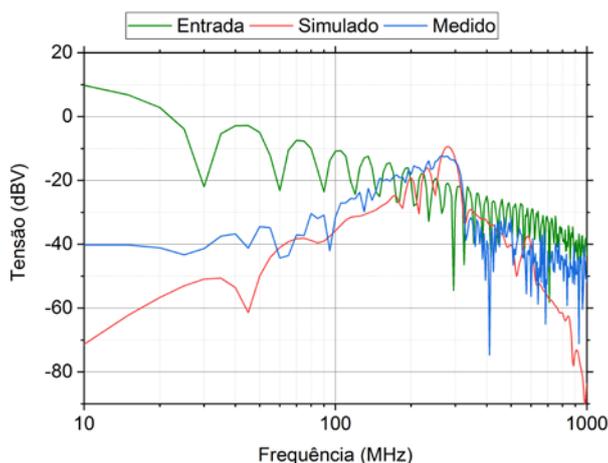


Figura 5.90 – Resultados da LTNL-4 no domínio da frequência da simulação (saída da linha) e da medição (entrada e saída da linha) com filtro passa-alta.



Os resultados das medições apresentados na Figura 5.89 mostram que a linha LTNL-4 manteve o mesmo VMD máximo (14 V) na carga de 50 Ω após o filtro passa-alta.

A potência de pico de RF máxima na carga após o filtro para a linha LTNL-4 é de:

$$P_{RF} = \frac{(VMD/2)^2}{R_C} = \frac{7^2}{50} = 980,0 \text{ mW} \quad (5.45)$$

onde R_C é a resistência de carga de 50 Ω .

A partir dos resultados dos cálculos da potência de RF na carga é possível concluir que o circuito do filtro passa-alta utilizado para desacoplar o sinal de

RF da saída da linha possibilitou uma excelente transferência de potência de RF da saída da linha para a carga de 50 Ω .

O valor médio da impedância característica da linha foi calculado considerando as tensões reversas de 0 V e 16 V.

O valor médio da impedância característica da linha LTNL-4 é:

$$Z_{0(mínimo)} = \sqrt{\frac{L}{C(0)}} = \sqrt{\frac{41 \times 10^{-9}}{155 \times 10^{-12}}} = 16,3 \Omega \quad (5.46)$$

$$Z_{0(máximo)} = \sqrt{\frac{L}{C(16)}} = \sqrt{\frac{41 \times 10^{-9}}{11,5 \times 10^{-12}}} = 59,7 \Omega \quad (5.47)$$

$$Z_{0(médio)} = \frac{16,3 + 59,7}{2} = 38,0 \Omega \quad (5.48)$$

onde C(0) é a capacitância para tensão reversa de 0 V, C(16) é capacitância para 16 V e L é o indutor de 41 nH utilizado na linha LTNL-4.

O cálculo da impedância característica da linha LTNL-4 revela que o filtro passa-alta projetado para operar com uma impedância de entrada de 50 Ω obteve um bom desempenho mesmo para o valor médio de impedância de 38 Ω .

A Figura 5.90 comprova que a linha manteve a geração de RF na faixa de frequência em torno 280 MHz.

O resultado da medição no domínio do tempo do sinal recebido pela antena DRG, conforme *setup* de medição apresentado da Figura 5.82, é apresentado na Figura 5.91. O resultado no domínio da frequência é apresentado na Figura 5.92.

Figura 5.91 – Resultado da LTNL-4 no domínio do tempo da medição do sinal recebido pela antena DRG.

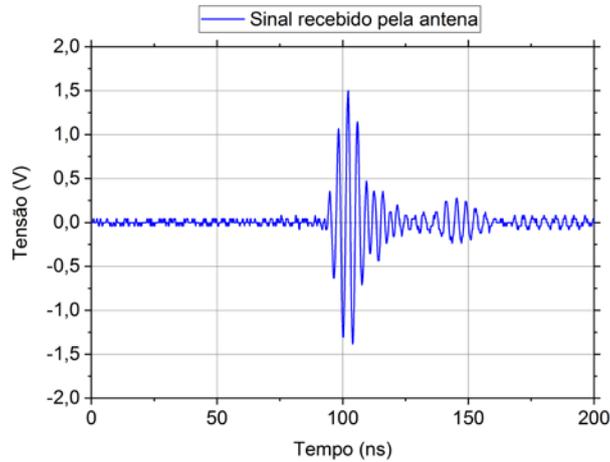
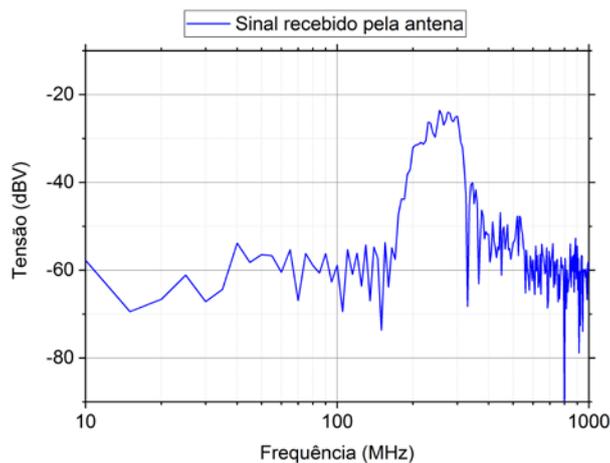


Figura 5.92 – Resultado da LTNL-4 no domínio da frequência da medição do sinal recebido pela antena DRG.



A Figura 5.91 demonstra que a linha conseguiu transmitir os sinais de RF através de uma antena DRG.

O resultado no domínio da frequência, apresentado na Figura 5.92, indica que a frequência das oscilações da linha LTNL-4 não se alterou quando os sinais de RF foram transmitidos e recebidos pelas antenas.

5.6 Discussão dos resultados dos experimentos

A Tabela 5.2 apresenta um resumo dos resultados obtidos nos experimentos com as quatro LTNLs.

Tabela 5.2 – Resultados dos experimentos.

Linhas	Tensão do Sinal de Entrada (V)	Impedância característica média calculada (Ω)	Frequência de corte calculada (MHz)	Frequência medida (MHz)	Potência de pico de RF na carga antes da extração do nível CC (mW)	Potência de pico de RF na carga após a extração do nível CC (mW)
LTNL-1	30,0	477,2	86,6	40,0	257,4	125,0
LTNL-2	13,0	59,3	296,8	230,0	211,2	101,2
LTNL-3	16,0	53,7	327,8	230,0	720,0	605,0
LTNL-4	16,0	38,0	463,5	280,0	980,0	980,0

As linhas LTNL-1 e LTNL-2, excitadas através de sinais pulsados, apresentaram uma perda de potência de aproximadamente 50% no processo de extração do sinal de RF do pulso na saída da linha. A linha LTNL-3 apresentou uma perda de potência de 16%, e a linha LTNL-4 conseguiu transferir toda a potência de RF para a carga de 50 Ω .

As frequências das oscilações geradas por todas as linhas foram inferiores às frequências de corte calculadas. A redução do valor dos indutores de 82 nH da linha LTNL-3 para 41 nH da linha LTNL-4 não provocou o efeito desejado, que era um aumento da frequência de, pelo menos, 40%. Isso significa que os valores da capacitância do diodo varactor e dos indutores podem ter sido alterados em razão da influência das características elétricas da placa de circuito impresso, como, por exemplo, a indutância das trilhas e capacitâncias parasitas e, também, em função da discrepância entre o valor mínimo de capacitância estimado para o varactor (SVC236), uma vez que o fabricante só apresenta a curva de capacitância para níveis de polarização reversa até 8V e o valor assumido (11,5 pF) foi obtido por extrapolação.

Considerando-se que nas LTNLs a conexão elétrica dos componentes (indutores e varactores) é realizada por trilhas de cobre e que em alta frequência essas trilhas se comportam como indutores, opondo-se à variação da corrente e agindo como um filtro passa-baixa armazenando a energia no fluxo em torno da trilha condutora, o valor da indutância parasita das trilhas pode ser estimado por [58]:

$$\text{Indutância}(\mu\text{H}) = 0,0002L \left[\ln \frac{2L}{(W+L)} + 0,2235 \left(\frac{W+H}{L} \right) + 0,5 \right] \quad (5.49)$$

onde W é a largura, L é o comprimento e H é a espessura da trilha. Considerando $W=0,8$ mm e $H=35$ μm , observa-se que uma trilha com 20 mm de comprimento possui indutância parasita igual a 18 nH.

No caso das linhas LTNL-2, LTNL-3 e LTNL-4, em que a indutância de cada seção varia entre 100 nH e 41 nH, observa-se que o valor estimado para a indutância parasita das trilhas é da mesma ordem de grandeza dos indutores utilizados, tendo, portanto, grande influência sobre o valor da frequência de corte das linhas (Equação 2.2), fato que justifica parte da disparidade entre os valores teóricos e experimentais da frequência das oscilações produzidas por essas linhas. Outros fatores que também influenciam o comportamento da linha são: as capacitâncias parasitas das trilhas, o comprimento dos terminais dos componentes e o efeito pelicular (*Skin Effect*), em que a corrente elétrica alternada tende a passar mais pela superfície do condutor e menos no centro dele, e, por causa desse comportamento, a resistência efetiva do condutor será maior para frequências mais altas.

Os resultados desses experimentos indicam que, para obter a geração de oscilações com frequências acima de 300 MHz, é necessário o desenvolvimento de layouts compactos que permitam a redução das impedâncias parasitas.

Os resultados também mostram que operando as linhas com impedâncias características médias mais baixas, em torno de 50 Ω , a frequência obtida se aproxima mais da frequência de corte da linha, uma vez que todo o sistema de

medidas se encontra casado em 50Ω , o que melhora consideravelmente o desempenho da linha para a maximização da frequência de saída obtida.

6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta a conclusão desta dissertação e oportunidades de trabalhos futuros.

6.1 Consecução dos objetivos

Esta dissertação propôs a realização de experimentos com LTNLs capacitivas de baixa tensão para estudar o comportamento das linhas como transmissores de RF para prospectivas aplicações aeroespaciais. Para atender o objetivo geral, foram projetadas e analisadas quatro linhas com características distintas. Após a construção das linhas, foi realizada a modelagem das linhas utilizando o software de simulação de circuitos eletrônicos LTspice e as medições experimentais em laboratório. Os resultados das simulações foram comparados com os resultados experimentais.

A revisão bibliográfica apresentou aspectos importantes de como outros autores, inclusive do próprio INPE, vêm desenvolvendo trabalhos relacionados às LTNLs. Estes trabalhos apresentaram os conceitos fundamentais desses dispositivos, bem como as diversas aplicações possíveis para o uso de LTNLs como geradoras de radiofrequência.

Como visto também, as LTNLs podem ser alternativas para a construção de radares para sistemas aeroespaciais, sobretudo para os sistemas de pequeno porte que possuem restrições de tamanho e peso das suas cargas úteis.

A metodologia adotada para este trabalho demonstrou que ao se propor uma sequência de atividades (projeto, construção, simulação e medição) para todas as linhas analisadas, foi possível analisar os resultados ao final de cada etapa antes de iniciar a próxima atividade. As medições realizadas em diferentes configurações de *setup* possibilitaram a análise da propagação dos sinais desde a geração de radiofrequência, após a extração dos sinais de RF e, finalmente, depois de serem transmitidos e recebidos através de antenas.

De acordo com os resultados obtidos a partir dos experimentos com as quatro linhas para geração de RF e das simulações comparadas com as medições, pode-se fazer as seguintes considerações:

- a) devido ao fato de não se conseguir modelar perfeitamente todos os parâmetros da linha, como perdas ôhmicas e capacitâncias parasitas, nem sempre é possível observar uma perfeita concordância entre os resultados das simulações e das medições em laboratório;
- b) ficou comprovado que o *layout* das placas de circuito impresso, onde foi considerado um plano de terra adequado, e a disposição linear das seções foram fundamentais para minimizar as interferências eletromagnéticas e reduzir os ruídos indesejáveis nos sinais de RF das linhas com frequência acima de 200 MHz (LTNL-2, LTNL-3 e LTNL-4);
- c) tanto o casador de impedância utilizado no experimento com a Linha-1 quanto o filtro passa-alta Chebyshev de 3ª ordem utilizado nos demais experimentos apresentaram um excelente desempenho na função de bloquear os componentes espectrais de baixa frequência ao mesmo tempo em que permitia a passagem dos sinais de RF de alta frequência. Apesar da perda de inserção notada na maioria dos experimentos, o uso desses dispositivos se mostrou adequado para a extração dos sinais de RF gerados pelas linhas;
- d) em todos os experimentos, a frequência das oscilações dos sinais de RF gerados pelas linhas se manteve estável desde a geração até a recepção, através de antenas. Esta característica de ajuste da frequência de oscilação por meio da variação da amplitude do pulso de entrada indica que as LTNLs podem operar como osciladores controlados por tensão;
- e) as frequências das oscilações geradas por todas as linhas foram inferiores às frequências de corte calculadas. Esse comportamento das linhas pode ter sido causado pelas indutâncias e capacitâncias parasitas das trilhas do circuito impresso, bem como pelos terminais dos componentes utilizados;
- f) com relação à transmissão e recepção dos sinais de RF gerados pelas linhas, observou-se que, apesar de a impedância característica das linhas ser variável em razão do valor da capacitância do diodo varactor,

que se altera em função da tensão aplicada, foi possível utilizar antenas comerciais que possuem impedância característica de 50Ω para irradiar os sinais de RF. Para tanto, foram desenvolvidos neste trabalho circuitos casadores de impedância e filtros visando bloquear o nível CC gerado pelas linhas. Os sinais transmitidos foram perfeitamente recebidos por antenas com as mesmas características. Esse resultado é importante, pois poucos trabalhos existentes na literatura comprovaram o uso das LTNLs como transmissores de sinais de RF;

- g) as linhas foram construídas com tecnologia de fácil montagem, utilizando componentes COTS de baixo custo, que formaram uma estrutura compacta que possibilitou a geração e irradiação de sinais de RF de baixa tensão com frequências de até 280 MHz, o resultado obtido é inédito na literatura.

6.2 Sugestão de trabalhos futuros

Com a finalidade de continuar as pesquisas com LTNLs, a seguir são listadas sugestões para possíveis trabalhos futuros:

- a) construir e testar LTNLs capacitivas com novos modelos de diodos varactor e indutores com valores mais baixos e layouts mais compactos, que permitam a geração de frequências acima de 300 MHz, na banda UHF;
- b) investigar novas técnicas de extração dos sinais de RF considerando outras topologias de filtros passa-alta;
- c) desenvolver circuitos eletrônicos que possibilitem a caracterização dinâmica da variação da capacitância de diodos varactores, de forma a possibilitar a determinação do comportamento dinâmico destes componentes e a medição do valor mínimo de capacitância dos componentes utilizados na construção de LTNLs;
- d) projetar geradores de pulsos para serem instalados na mesma placa de circuito impresso das LTNLs. Dessa forma, é possível validar o sistema

completo de geração de sinais pulsados de RF para aplicação em radares, por exemplo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GAUDET, J.; SCHAMILOGLU, E.; ROSSI, J. O.; BUCHENEAUER, C. J.; FROST, C. Nonlinear transmission lines for high power microwave applications – a survey. In: INTERNATIONAL POWER MODULATORS AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE, 2008, Las Vegas, NE. **Proceedings...** Las Vegas: IEEE, 2008. p. 131-138.
- [2] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; YAMASAKI, F. S.; BARROSO, J. J. State of the art of nonlinear transmission lines for applications in high power microwaves. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONIC CONFERENCE, 2013, Rio de Janeiro. **Proceedings...** IEEE, 2013.
- [3] ROSSI, J. O.; RIZZO, P. N. Study of hybrid nonlinear transmission lines for high power RF generation. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2009, Washington, DC. **Proceedings...** Washington: IEEE, 2009. p. 46-50.
- [4] TURNER, M. M.; BRANCH, G., SMITH, P. W. Methods of theoretical analysis and computer modeling of the shaping of electrical pulses by nonlinear transmission lines and lumped-element delay lines. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 38, n. 4, p. 810-816, Apr. 1991. DOI: 10.1109/16.75210.
- [5] KUUSELA, T.; HIETARINTA, J. Nonlinear electrical transmission line as a burst generator. **Review of Scientific Instruments**, v. 62, p. 2266–2270, Set. 1991. DOI: 10.1063/1.1142347.
- [6] WINDER, S. **Analog and digital filter design**. 2. ed. Newnes, USA: [s. n.], 2002. p. 19-23. ISBN 0-7506-7547-0.
- [7] IKEZI, H.; DEGRASSIE; J. S.; DRAKE, J. Soliton generation at 10 MW level in the very high frequency band. **Applied Physics Letters**, v. 58, n. 9, p. 986–987, Mar. 1991. DOI 10.1063/1.104464.
- [8] BROWN, M. P.; SMITH, P. W. High power, pulsed soliton generation at radio and microwave frequencies. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 1997, Baltimore, MD, **Proceedings...** Baltimore: IEEE, 1997. p. 346-354.
- [9] SEDDON, N.; SPIKINGS, C. R.; DOLAN, J. E. RF Pulse formation in NLTLS. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 16., 2007, Albuquerque, USA. **Proceedings...** Albuquerque: IEEE, 2007. p. 678-681.
- [10] DARLING, J. D. C.; SMITH, P. W. High power pulse burst generation by soliton type oscillation on nonlinear lumped element transmission lines. In: INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 17., 2009, Washington. **Proceedings...** IEEE, 2009. p. 119-123.

- [11] REALE, D. V.; MAUCH, D.; JOHNSON, J. M.; NEUBER, A. A.; DICKENS, J. C.; MANKOWSKI, J. J. Radiation from SiC PCSS driven gyromagnetic nonlinear transmission line high power microwave source. In: IEEE INTERNATIONAL POWER MODULATOR AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE (IPMHVC), 2014, Santa Fe, NM, USA. **Proceedings...** Santa Fe: IEEE, 2014. p. 123-125.
- [12] ROMANCHENKO, I. V.; ROSTOV, V. V.; KLIMOV, A. I.; KURKAN, I. K.; GUNIN, A. V.; KOSHELEV, V. I.; SUKHUSHIN, K. N.; ANDREEV, Y. A.; KONEV, V. Y. Effective irradiation of high-power RF pulses from gyromagnetic nonlinear transmission lines. In: IEEE PULSED POWER CONFERENCE (PPC), 19., 2013, San Francisco, CA, USA. **Proceedings...** San Francisco: IEEE, 2013.
- [13] ROMANCHENKO, I. V.; ROSTOV, V. V.; GUNIN, A. V.; KONEV, V. Y. High power microwave beam steering based on gyromagnetic nonlinear transmission lines. **Journal of Applied Physics**, v. 117, n. 21, 2015. DOI 10.1063/1.4922280.
- [14] ROMANCHENKO, I. V.; ROSTOV, V. V.; GUNIN, A. V.; KONEV, V. Y. Gyromagnetic RF source for interdisciplinary research. **Review of Scientific Instruments**, v. 88, p. 024703-1–024703-5, Feb. 2017. DOI: 10.1063/1.4975182.
- [15] NIKOO, M. S.; HASHEMI, S. M. New soliton of a varactor-loaded nonlinear transmission line. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 65, n. 11, p. 4084-4092, Nov. 2017. DOI 10.1109/TMTT.2017.2700306.
- [16] NIKOO, M. S.; HASHEMI, S. M. Analysis of the power transfer to a nonlinear transmission line. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 65, n. 11, p. 4073-4083, Nov. 2017. DOI 10.1109/TMTT.2017.2701366.
- [17] NIKOO, M. S.; HASHEMI, S. M.; FARZANEH, F. Theory of RF pulse generation through nonlinear transmission lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 66, n. 7, p. 3234-3244, July 2018. DOI 10.1109/TMTT.2018.2829186.
- [18] YOSHIDA, D.; ISHIZAWA, H.; TANABE, T.; SUGIMOTO, K.; HOSSEINI, S. H. R.; KATSUKI, S.; AKIYAMA, H. Development of burst high frequency wave source for medical application. In: IEEE PULSED POWER CONFERENCE (PPC), 19., 2013, San Francisco, CA, USA. **Proceedings...** San Francisco: IEEE, 2013.
- [19] YASU, K.; MINAMITANI, Y.; NUKAGA, K. Development of high-power burst pulse generator based on magnetic switch for bioelectrics application.

In: IEEE INTERNATIONAL POWER MODULATOR AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE (IPMHVC), 2016, San Francisco, CA, USA. **Proceedings...** San Francisco: IEEE, 2016. p. 392-396.

- [20] MONDAL, S.; GHAZALI, M. I. M.; KARUPPUSWAMI, S.; KAUR, A., CHAHAL, P. A nonlinear transmission line based harmonic RF tag. In: IEEE ELECTRONIC COMPONENTS AND TECHNOLOGY CONFERENCE (ECTC), 67., 2017, Orlando, FL. **Proceedings...** Orlando: IEEE, 2017. p. 2237-2242.
- [21] JIA, X.; FENG, Q.; FAN, T.; LEI, Q. RFID technology and its applications in Internet of Things (IoT). In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONSUMER ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND NETWORKS (CECNET), 2., 2012, Yichang, China. **Proceedings...** Yachang: IEEE, 2012. DOI 10.1109/CECNet.2012.6201508.
- [22] DENG, N. RFID technology and network construction in the internet of things. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER SCIENCE AND SERVICE SYSTEM, 2012, Nanjing, China. **Proceedings...** Nanjing: IEEE, 2012. DOI 10.1109/CSSS.2012.248.
- [23] SILVA NETO, L. P. **Caracterização de dielétricos para sistemas de armazenamento de alta energia e de geração de RF em aplicações aeroespaciais.** 2012. 125 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2012. Disponível em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3BCCSFP>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- [24] YAMASAKI, F. S. **Geração de radiofrequência para aplicações aeroespaciais usando linhas de transmissão não lineares.** 2013. 96 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2013. Disponível em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3DUQ3M2>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- [25] GRECO, A. F. G. **Análise e modelagem de linhas de transmissão não lineares com elementos concentrados nas configurações LC e CL.** 2013. 117 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2013. Disponível em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3FDFFC5>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- [26] DIAS, P. A. G. **Caracterização de propriedades eletromagnéticas de substratos dielétricos e magnéticos em alta frequência.** 2014. 93 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas

Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2014. Disponível em:
<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3HQLE5P>. Acesso em: 05 dez. 2019.

- [27] SILVA NETO, L. P. **Linhas de transmissão não lineares para a geração de RF aplicáveis em sistemas de VHF**. 2016. 193 p. Tese (Doutorado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2016. Disponível em:
<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3LDP78S>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- [28] YAMASAKI, F. S. **Simulation and experimental characterization of gyromagnetic nonlinear transmission lines for prospective aerospace applications**. 2017. 164 p. Tese (Doutorado em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2017. Disponível em:
<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3N92GBH>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- [29] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; SILVA JUNIOR, A. R. Study of HV dielectric ceramics for applications in compact pulsed power. In: INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 18., 2011, Chicago, Illinois, USA. **Proceeding...** Chicago: IEEE, 2011. DOI: 10.1109/PPC.2011.6191465.
- [30] GRECO, A.F.G.; BARROSO, J. J.; ROSSI, J. O. Modeling and simulation of ladder-network transmission lines. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 10., 2012, Fortaleza, CE, Brazil. **Proceedings...** Fortaleza: IEEE/IAS, 2012. DOI 10.1109/INDUSCON.2012.6452232.
- [31] YAMASAKI, F. S.; SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; BARROSO, J. J. Soliton generation using nonlinear transmission lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 42, n. 11, p. 3471-3477, Nov. 2014. DOI 10.1109/TPS.2014.2361487.
- [32] RANGEL, E. G. L.; BARROSO J. J.; ROSSI, J. O.; YAMASAKI, F. S.; SILVA NETO, L. P.; SCHAMILOGLU, E. Influence of input pulse shape on RF generation in nonlinear transmission lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 44, n. 10, p. 2258-2267, Oct. 2016. DOI 10.1109/TPS.2016.2593606.
- [33] SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; BARROSO, J. J.; SCHAMILOGLU, E. High-power RF generation from nonlinear transmission lines with barium titanate ceramic capacitors. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 44, n. 12, p. 3424-3431, Dec. 2016. DOI 10.1109/TPS.2016.2628324.
- [34] YAMASAKI, F.S.; ROSSI, J.O.; BARROSO, J.J.; SCHAMILOGLU, E. Operation of a gyromagnetic line at low and high voltages with simultaneous

- axial and azimuthal biases. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 46, n. 7, p. 2573-2581, Jul. 2018. DOI 10.1109/TPS.2018.2840425.
- [35] SILVA, L. C.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; RAIMUNDI, L. R.; SCHAMILOGLU, E. Study of pulsed RF signal extraction and irradiation from a capacitive nonlinear transmission line. **International Journal of Advanced Engineering Research and Science**, v. 5, n. 10, p. 121-133, Oct. 2018. DOI 10.22161/ijaers.5.10.17.
- [36] RAIMUNDI, L. R.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; SILVA, L. C.; SCHAMILOGLU, E. High-voltage capacitive nonlinear transmission lines for RF generation based on silicon carbide schottky diodes. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 47, n. 1, p. 566-573, Jan. 2019. DOI 10.1109/TPS.2018.2873491.
- [37] RAEMER, H. R. **Radar System Principles**. 1. Ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1996. p. 36-50. ISBN: 978-0849394812.
- [38] MOREIRA, A.; PRATS-IRAOLA, P.; YOUNIS, M.; KRIEGER G.; HAJNSEK, I.; PAPATHANASSIOU, K. P. A tutorial on synthetic aperture radar. **IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine**, v. 1, n. 1, p. 6-43, Mar. 2013. DOI 10.1109/MGRS.2013.2248301.
- [39] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). **IEEE Std 521™-2002**: IEEE standard letter designations for radar-frequency bands. New York, Jan. 2003. 3 p.
- [40] PARADELLA, W. R.; MURA, J. C.; GAMA, F. F.; SANTOS, A. R.; SILVA, G. G. Radares imageadores (SAR) orbitais: tendências em sistemas e aplicações. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SENSORIAMENTO REMOTO (SBSR), 17., 2015, João Pessoa, PB. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 2015, p. 2506-2513.
- [41] PERAL, E.; IM, E.; WYE, L.; LEE, S.; TANELLI, S.; RAHMAT-SAMII, Y.; HORST, S.; HOFFMAN, J.; YUN, S.; IMKEN, T.; HAWKINS, D. Radar technologies for earth remote sensing from cubesat platforms. **Proceedings of the IEEE**, v. 106, n. 3, p. 404-418, Feb. 2018. DOI 10.1109/JPROC.2018.2793179.
- [42] NASA. **Cubesat 101**: Basic concepts and processes for first-time cubesat developers. Disponível em: https://www.nasa.gov/sites/default/files/atoms/files/nasa_csli_cubesat_101_508.pdf. Acesso em: 19 set. 2019.
- [43] NASA/JPL. **Radar in a CubeSat (RainCube)**. Disponível em: <https://www.jpl.nasa.gov/cubesat/missions/raincube.php>. Acesso em: 19 set. 2019.

- [44] LI, C. J.; LING, H. High-resolution downward-looking radar imaging using a small consumer drone. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (APSURSI), 2016, Fajardo, Puerto Rico. **Proceedings...** Fajardo: IEEE, 2016. p. 2037-2038. DOI 10.1109/APS.2016.7696725.
- [45] LI, C. J.; LING, H. Synthetic aperture radar imaging using a small consumer drone. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION & USNC/URSI NATIONAL RADIO SCIENCE MEETING, 2015, Vancouver, BC, Canada. **Proceedings...** Vancouver: IEEE, 2015. p. 685-686, Jul. 2015. DOI 10.1109/APS.2015.7304729.
- [46] LORT, M.; AGUASCA, A.; LOPEZ-MARTINEZ, C.; MARTÍNEZ-MARIN, T. Initial evaluation of SAR capabilities in UAV multicopter platforms. **IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing**, v.11, n. 1, p. 127-140, Jan. 2018. DOI 10.1109/JSTARS.2017.2752418.
- [47] FERNÁNDEZ, M. G.; LÓPEZ, Y. A.; VALDÉS, B. G.; VAQUEIRO, Y. R.; ANDRÉS, F. L.; GARCÍA, A. P. Synthetic aperture radar imaging system for landmine detection using a ground penetrating radar on board a unmanned aerial vehicle. **IEEE Access**, v. 6, p. 45100-45112, Aug. 2018. DOI 10.1109/ACCESS.2018.2863572.
- [48] FERNÁNDEZ, M. G.; LÓPEZ, Y. A.; VALDÉS, B. G.; VAQUEIRO, Y. R.; ARBOLEYA, A. A.; HERAS, F. L. Recent advances in high-resolution ground penetrating radar on board an unmanned aerial vehicle. In: EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 19., 2019, Krakow, Poland. **Proceedings...** Krakow: IEEE, 2019.
- [49] CHANDRA, M., TANZI, T. J. Drone-borne GPR design: propagation issues. **Comptes Rendus Physique**, v. 19, n. 1/2, p. 72-84, Jan./Feb. 2018. DOI 10.1016/j.crhy.2018.01.002.
- [50] SPH ENGINEERING. **UgCS for Ground Penetrating Radar (GPR) surveys**. Disponível em: <https://www.ugcs.com/en/page/ugcs-for-ground-penetrating-radar-surveys>. Acesso em: 23 set. 2019.
- [51] MCGOWAN, K. A. **Semiconductors from book to breadboard**. USA: Cengage Learning, 2011. 47p. ISBN 978-1111313876.
- [52] PHILIPS SEMICONDUCTORS. **Datasheet BB809 VHF variable capacitance diode**. [S. l.: s. n.], May 1996. Disponível em: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/B/8/0/BB809.shtml. Acesso em: 20 set. 2019.

- [53] ROUPHAEL, T. J. **Wireless receiver architectures and design:** antennas, RF, synthesizers, mixed signal, and digital signal process. USA: Elsevier, 2014. p. 35-36. ISBN 978-0123786401.
- [54] BALANIS, C. A. **Antenna theory:** analysis and design. 3. ed. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2005. 182p. ISBN 0-471-66782-X.
- [55] ON SEMICONDUCTOR. **Datasheet SVC236 Monolithic dual varactor diode for FM tuning.** Sept. 2013. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/308/EN6800-D-117549.pdf>. Acesso em: 20 set. 2019.
- [56] WEINBERG, L. Additional tables for design of optimum ladder networks. **Journal of the Franklin Institute**, v. 264, n. 1, p. 7-23, Jul. 1957.
- [57] MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. **Design of microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures.** Menlo Park, California: Stanford Research Institute, 1963.
- [58] ARDIZZONI, J. A practical guide to high-speed printed-circuit-board layout. **Analog Dialogue**, v. 39, Sept. 2005.

APÊNDICE A – PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

A.1 Artigos publicados em periódicos

International Journal of Advanced Engineering Research and Science - IJAERS

SILVA, L. C.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; RAIMUNDI, L. R.; SCHAMILOGLU, E. Study of pulsed RF signal extraction and irradiation from a capacitive nonlinear transmission line. International Journal of Advanced Engineering Research and Science, v. 5, n. 10, p. 121-133, Oct. 2018. DOI 10.22161/ijaers.5.10.17.

IEEE Transactions on Plasma Science

RAIMUNDI, L. R.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; **SILVA, L. C.;** SCHAMILOGLU, E. High-voltage capacitive nonlinear transmission lines for RF generation based on silicon carbide schottky diodes. IEEE Transactions on Plasma Science, v. 47, n. 1, p. 566-573, Jan. 2019. DOI 10.1109/TPS.2018.2873491.

A.2 Artigos publicados em congressos

2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference

SILVA, L. C.; ROSSI, J. O.; RAIMUNDI, L. R.; RANGEL, E. G. L.; SCHAMILOGLU, E. Analysis of Pulsed RF Signals Radiated from a Capacitive NLTL. 2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), June 3-7, Jackson, Wyoming, USA.

RAIMUNDI, L. R.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; **SILVA, L. C.;** SCHAMILOGLU, E.; SILVA NETO, L. P. RF Generation at 200 MHz Using a SiC Schottky Diode Lumped NLTL, 2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), June 3-7, Jackson, Wyoming, USA.

9º WETE - Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais

SILVA, L. C.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L. Estudo de Irradiação de Sinais Pulsados de RF Gerados por uma LTNL Capacitiva, 9º WETE - Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais, INPE, São José dos Campos, SP, Brasil, agosto 2018.

2019 IEEE Pulsed Power and Plasma Science Conference

RANGEL, E. G. L.; ROSSI, J.O.; BARROSO, J. J.; YAMASAKI, F. S.; **SILVA, L. C.**; RAIMUNDI, L. R.; SILVA NETO, L. P. The Development of Capacitive Nonlinear Transmission Lines and Its Performance Limits. *In*: 2019 Pulsed Power and Plasma Science, 2019, Orlando, FL. Abstracts of the 2019 PPPS. NY: IEEE, 2019.

ROSSI, J. O.; **SILVA, L. C.**; RAIMUNDI, L. R.; RANGEL, E. G. L.; SCHAMILOGLU, E. Pulsed RF signal Irradiation Using a Low Voltage NLTL Coupled to a DRG Antenna. *In*: 2019 Pulsed Power and Plasma Science, 2019. Abstracts of the 2019 PPPS. NY: IEEE, 2019.

YAMASAKI, F. S.; ROSSI, J. O.; RANGEL, E. G. L.; SCHAMILOGLU, E.; **SILVA, L. C.** Operation of a Gyromagnetic Line with Magnetic Axial Bias. *In*: 2019 Pulsed Power and Plasma Science, 2019, Orlando FL. Abstracts of the 2019 PPPS. NY: IEEE, 2019.