



MINISTÉRIO DA
CIÊNCIA, TECNOLOGIA,
INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES



sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.19.16.48-TDI

GERAÇÃO DE RF DE ALTA POTÊNCIA BASEADO EM LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES PARA SISTEMAS PULSADOS EM SATÉLITES

Lucas dos Reis Raimundi

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Drs. José Osvaldo Rossi, e Elizete Gonçalves Lopes Rangel, aprovada em 16 de dezembro de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3UK2JS2>>

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 INTELLECTUAL 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



sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.19.16.48-TDI

GERAÇÃO DE RF DE ALTA POTÊNCIA BASEADO EM LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES PARA SISTEMAS PULSADOS EM SATÉLITES

Lucas dos Reis Raimundi

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Drs. José Osvaldo Rossi, e Elizete Gonçalves Lopes Rangel, aprovada em 16 de dezembro de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3UK2JS2>>

INPE
São José dos Campos
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Raimundi, Lucas dos Reis.

R133g Geração de RF de alta potência baseado em linhas de transmissão não lineares para sistemas pulsados em satélites / Lucas dos Reis Raimundi. – São José dos Campos : INPE, 2019.

xxviii + 105 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/12.19.16.48-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. José Osvaldo Rossi, e Elizete Gonçalves Lopes Rangel.

1. Linhas de transmissão não lineares. 2. Diodos schottky. 3. Carbeto de silício. 4. Geração de radiofrequências. 5. Satélite. I.Título.

CDU 621.3.051:629.78



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): **Lucas dos Reis Raimundi**

Título: "GERAÇÃO DE RF DE ALTA POTÊNCIA BASEADO EM LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO LINEARES PARA SISTEMAS PULSADOS EM SATÉLITES"

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. Walter Abraão dos Santos



Presidente / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. José Osvaldo Rossi

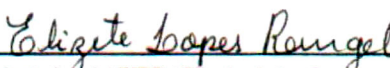


Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dra. Elizete Gonçalves Lopes Rangel

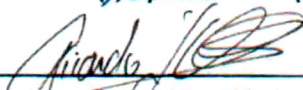


Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Vídeo - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Ricardo Toshiyuki Irita

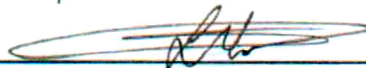


Membro da Banca / INPE / São José dos Campos - SP

() 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

São José dos Campos, 16 de dezembro de 2019

“No meio da dificuldade encontra-se a oportunidade”.

Albert Einstein (1879-1955)

Dedico este trabalho a minha esposa Priscilla e aos meus filhos Mariana e Miguel.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida.

À minha esposa, Priscilla, pelo apoio e dedicação, em todos os momentos.

Aos meus filhos Mariana e Miguel, fontes de inspiração e força para continuar firme na caminhada.

Ao meu pai, Egídio, e à memória de minha mãe, Maristela, meus professores na escola da vida.

Aos meus orientadores, Doutor José Osvaldo Rossi e Doutora Elizete Goncalves Lopes Rangel, pelo apoio, comprometimento e por todos os ensinamentos durante esta caminhada.

Aos professores do Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais (ETE) – Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais (CSE) do INPE, pelo aprendizado no decorrer das disciplinas.

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE, e ao Laboratório de Integração e Testes – LIT, pelo apoio institucional no desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLS) têm sido estudadas nos últimos anos para gerar sinais de radiofrequência de alta potência. Basicamente, duas configurações principais de LTNLS podem ser consideradas. A primeira configuração diz respeito a uma linha contínua não dispersiva, conhecida como linha giromagnética, que consiste em uma linha de transmissão coaxial carregada com núcleos magnéticos baseados em ferrita. A segunda configuração está relacionada a uma linha dispersiva agrupada, composta por uma rede de seções LC com componentes não lineares, onde sua operação é dada com base no comportamento não linear dos componentes da seção LC, capacitores ou indutores, em função da tensão ou corrente aplicada, respectivamente, bem como nas propriedades dispersivas da linha, geradas pela configuração periódica dos elementos LC. No entanto, considerando sinais de alta potência, a aplicação desses dispositivos usando capacitores de cerâmica não lineares como linhas capacitivas é restrita a frequências em torno de 100 MHz, uma vez que, em altas tensões, impedâncias parasitas na estrutura da linha limitam a frequência máxima de operação, bem como o valor alto de saturação da capacitância desses componentes. Por outro lado, o uso de diodos de capacitância variável tem permitido a operação das LTNLS em frequências mais altas, uma vez que estes apresentam capacitâncias de saturação menores. Este trabalho de dissertação apresenta os resultados do estudo de LTNLS capacitivas dispersivas, para geração de radiofrequência, com base em diodos Schottky de carbeto de silício, com o objetivo de verificar a capacidade destas linhas em gerar radiofrequências na faixa de UHF. O princípio de operação das referidas linhas e sua teoria são apresentados. Inicialmente, a variação da capacitância dos diodos em função da tensão é modelada. Cinco protótipos de LTNLS capacitivas foram implementados experimentalmente e os resultados foram comparados com simulações Spice no domínio do tempo e da frequência. A extração do sinal de radiofrequência de saída foi realizada através da utilização de circuitos casadores de impedância, conectando as LTNLS a antenas do tipo corneta, permitindo a irradiação da onda eletromagnética gerada pelos protótipos. Foram gerados sinais de RF de alta tensão com frequências entre 180 e 280 MHz. Considerando a utilização de diodos Schottky de carbeto de silício, estes resultados são inéditos na literatura. Parâmetros de tensão e potência dos sinais de saída são analisados e todos os resultados discutidos. As perdas associadas às impedâncias parasitas presentes no layout das linhas foram um fator limitante na geração de frequências maiores, bem como a variação dos parâmetros dos diodos utilizados. Entretanto, dadas as frequências geradas, observa-se que a utilização dos diodos Schottky de carbeto de silício são uma boa opção para a geração de radiofrequências em alta tensão, na faixa de UHF. Os resultados obtidos confirmam que as LTNLS capacitivas são uma alternativa compacta e de baixa complexidade na geração de RF para aplicações em sistemas de comunicação pulsados.

Palavras-chave: Linhas de transmissão não lineares. Diodos schottky. Carbeto de silício. Geração de radiofrequências. Satélite.

HIGH POWER RF GENERATION BASED ON NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR SATELLITE PULSED SYSTEMS

ABSTRACT

Nonlinear Transmission Lines (NLTLS) have been studied in recent years to generate high power radiofrequency signals. Basically, two major configurations of NLTLS can be considered. The first configuration concerns a non-dispersive continuous line, known as a gyromagnetic line, which consists of a coaxial transmission line loaded with ferrite-based magnetic cores. The second configuration is related to a grouped dispersive line, composed by a network of LC sections with nonlinear components. Their operation is based on the nonlinear behavior of the LC section components, capacitors or inductors, as a function of the applied voltage or current, respectively, as well as the dispersive properties of the line, generated by the periodic configuration of the LC elements. However, considering high power signals, the application of these devices using nonlinear ceramic capacitors as capacitive lines is restricted to frequencies around 100 MHz, since at high voltages, parasitic impedances in the line structure limit the maximum frequency operation as well as the high capacitance saturation value of these components. On the other hand, the use of variable capacitance diodes has allowed NLTLS to operate at higher frequencies, since they have lower saturation capacitances. This dissertation presents the results of the study of dispersive capacitive NLTLS for radiofrequency generation, based on Schottky silicon carbide diodes, with the objective of verifying the capacity of these lines to generate radiofrequencies in the UHF band. The operating principle of these lines and their theory are presented. Initially, the variation of the diode capacitance as a function of the voltage is modeled. Five capacitive LTNLs prototypes were experimentally implemented and their results compared with Spice simulations in time and frequency domains. The extraction of the radiofrequency output signal was performed through the use of impedance matching circuits, connecting the LTNLs to horn antennas, allowing the radiation of the electromagnetic wave generated by the prototypes. High voltage RF signals were generated with frequencies between 180 and 280 MHz. Considering the use of silicon carbide Schottky diodes, these results are unpublished in the literature. Voltage and power parameters of the output signals are analyzed, and all results discussed. The losses associated with the parasitic impedances present in the line layout were a limiting factor in the generation of higher frequencies, as well as the variation of the diode parameters used. However, given the generated frequencies, it is observed that the use of silicon carbide Schottky diodes is a good choice for the generation of high voltage radiofrequencies in the UHF range. The results confirm that capacitive LTNLs are a compact and low complexity alternative in RF generation for applications in pulsed communication systems.

Keywords: Nonlinear transmission lines. Schottky diodes. Silicon carbide. Radiofrequency generation. Satellites.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 4.1 – Satélites em desenvolvimento pelo INPE.....	11
Figura 4.2 – Satélite SAR SAOCOM-1A.....	14
Figura 4.3 – Estrutura básica de um sistema SAR.....	15
Figura 4.4 – Cubesat e sua estrutura de subsistemas.	17
Figura 4.5 – Estrutura de um Subsistema de Telecomunicações e Serviço.....	18
Figura 4.6 – LTNL capacitiva.....	20
Figura 4.7 – Diodo Schottky	22
Figura 4.8 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D05120E	24
Figura 4.9 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D02120E	24
Figura 4.10 – Indutor linear	25
Figura 5.1 – Metodologia utilizada.....	27
Figura 5.2 – Diagrama de blocos para o procedimento experimental.	29
Figura 6.1 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D05120E	32
Figura 6.2 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D02120E	32
Figura 6.3 – Circuito simulado – LTNL#1	33
Figura 6.4 – Linha implementada – LTNL#1	34
Figura 6.5 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes – LTNL#1	34
Figura 6.6 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#1.....	35
Figura 6.7 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#1	35
Figura 6.8 – Circuito simulado ajustado – LTNL#1.....	37
Figura 6.9 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#1	37

Figura 6.10 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#1.....	38
Figura 6.11 – Diagrama em blocos do <i>setup</i> implementado para os testes de irradiação – LTNL#1.....	38
Figura 6.12 – Casador de impedâncias do tipo “T”	39
Figura 6.13 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#1.....	40
Figura 6.14 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#1.....	40
Figura 6.15 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#1.....	41
Figura 6.16 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#1.....	41
Figura 6.17 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#1..	42
Figura 6.18 – Linha implementada – LTNL#2	43
Figura 6.19 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#2.....	43
Figura 6.20 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#2	44
Figura 6.21 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#2	44
Figura 6.22 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#2	45
Figura 6.23 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#2	45
Figura 6.24 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#2	46
Figura 6.25 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes – LTNL#2.....	47
Figura 6.26 – Circuito simulado – LTNL#2	48
Figura 6.27 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#2.....	48
Figura 6.28 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#2.....	49
Figura 6.29 – Circuito simulado ajustado – LTNL#2.....	50
Figura 6.30 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#2.....	50
Figura 6.31 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#2.....	51

Figura 6.32 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#2.....	52
Figura 6.33 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#2.....	52
Figura 6.34 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#2.....	53
Figura 6.35 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#2.....	53
Figura 6.36 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#2..	54
Figura 6.37 – Linha implementada – LTNL#3	55
Figura 6.38 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#3.....	55
Figura 6.39 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#3	56
Figura 6.40 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#3	56
Figura 6.41 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#3	57
Figura 6.42 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#3	57
Figura 6.43 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#3	58
Figura 6.44 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes – LTNL#3.....	59
Figura 6.45 – Circuito simulado – LTNL#3	60
Figura 6.46 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#3.....	60
Figura 6.47 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#3.....	61
Figura 6.48 – Circuito simulado ajustado – LTNL#3.....	62
Figura 6.49 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#3.....	62
Figura 6.50 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#3.....	63
Figura 6.51 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#3.....	64
Figura 6.52 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#3.....	64

Figura 6.53 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#3.....	65
Figura 6.54 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#3.....	65
Figura 6.55 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#3..	66
Figura 6.56 – Linha implementada – LTNL#4	67
Figura 6.57 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#4.....	67
Figura 6.58 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#4	68
Figura 6.59 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#4	68
Figura 6.60 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#4	69
Figura 6.61 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#4	69
Figura 6.62 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#4	70
Figura 6.63 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes – LTNL#4.....	71
Figura 6.64 – Circuito simulado – LTNL#4	72
Figura 6.65 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#4.....	72
Figura 6.66 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#4.....	73
Figura 6.67 – Circuito simulado ajustado – LTNL#4.....	74
Figura 6.68 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#4.....	74
Figura 6.69 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#4.....	75
Figura 6.70 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#4.....	76
Figura 6.71 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#4.....	76
Figura 6.72 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#4.....	77
Figura 6.73 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#4.....	77
Figura 6.74 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#4..	78

Figura 6.75 – Linha implementada – LTNL#5	79
Figura 6.76 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#5.....	79
Figura 6.77 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#5	80
Figura 6.78 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#5	80
Figura 6.79 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#5	81
Figura 6.80 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#5	81
Figura 6.81 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#5	82
Figura 6.82 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes – LTNL#5.....	83
Figura 6.83 – Circuito simulado – LTNL#5	84
Figura 6.84 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#5.....	84
Figura 6.85 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#5.....	85
Figura 6.86 – Circuito simulado ajustado – LTNL#5.....	85
Figura 6.87 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#5.....	86
Figura 6.88 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#5.....	86
Figura 6.89 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#5.....	87
Figura 6.90 – <i>Setup</i> experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#5.....	88
Figura 6.91 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#5.....	88
Figura 6.92 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#5.....	89
Figura 6.93 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#5..	89

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
Tabela 4.1 – Classificação de satélites de acordo com sua massa.	13
Tabela 4.2 – Faixas de frequências padronizadas para sistemas radares.....	15
Tabela 4.3 – Alocações de radiofrequência na faixa de UHF.....	19
Tabela 6.1 e 6.2 – Resumo dos resultados obtidos.	90

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CBERS	<i>China Brazil Earth Research Satellite</i>
ESA	<i>European Space Agency</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HF	<i>High Frequency</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LC	Indutor-Capacitor
LTNL	Linha de Transmissão Não Linear
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
RF	Radiofrequência
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VMD	<i>Voltage Modulation Depth</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔT	redução do tempo de subida
μ_0	permissividade elétrica no vácuo
μ_r	permeabilidade do material
π	pi
Ω	ohms
A	área
C	capacitância, coulomb (C)
C_{j0}	capacitância inicial
cm	centímetros
f_c	frequência de corte
GHz	giga-hertz
H	henry
j	número de ciclos
kg	quilograma
kV	quilovolts (10^3)
l	comprimento
L	indutância, henry (H)
m	fator de inclinação
MHz	mega-hertz
n	número de seções da linha
N	número de voltas do indutor
nC	nano coulomb (10^{-9})
nH	nano henry
ns	nano segundo
P	potência
pF	pico farad (10^{-12})
Q	carga
R_c	resistência de carga
t_{ri}	tempo de subida do pulso de entrada
t_{ro}	tempo de subida do pulso de saída
V	tensão, volts (V)
V_j	potencial de junção

v_p	velocidade de propagação
V_{pt}	variação de amplitude entre pico e vale
W	watts
Z_0	impedância característica

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1 INTRODUÇÃO.....	1
2 OBJETIVOS.....	5
2.1 Objetivo geral.....	5
2.2 Objetivos específicos.....	5
3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	7
4 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	11
4.1 Satélites.....	11
4.1.1 Satélites radar de abertura sintética.....	13
4.1.2 Satélites de pequeno porte	16
4.1.3 Subsistema de telecomunicações e serviço.....	17
4.2 Linhas de transmissão não lineares.....	19
4.3 Diodos de capacitância variável	21
4.4 Indutores.....	24
5 METODOLOGIA	27
5.1 Definição dos circuitos analisados.....	27
5.2 Modelagem e simulações	28
5.3 Procedimento experimental	29
6 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	31
6.1 Modelagem dos diodos.....	31
6.2 LTNL#1 – LTNL capacitiva com 12 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.....	33
6.3 LTNL#2 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.....	42
6.4 LTNL#3 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.....	54

6.5 LTNL#4 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH.....	66
6.6 LTNL#5 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH.....	78
6.7 Discussão dos resultados	90
7 CONCLUSÕES.....	93
8 TRABALHOS FUTUROS.....	95
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97
APÊNDICE A – TRABALHOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS	103
APÊNDICE B – TRABALHOS APRESENTADOS EM EVENTOS CIENTÍFICOS	105

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, há um significativo aumento no interesse do estudo dos radares de abertura sintética (SAR), operando na faixa de UHF, especificamente entre as frequências de 300 a 1000 MHz, com aplicação em satélites, devido às suas vantagens [1, 2]. Esses satélites fornecem sinais de radiofrequência (RF) com um comprimento de onda longo, podendo penetrar mais efetivamente nos materiais mais densos, provendo maior precisão de detecção de alvos, com aplicação na detecção de solos, subsolos e deslocamento de veículos e tropas.

Neste mesmo sentido, há, nos últimos anos, um crescente interesse na pesquisa, desenvolvimento e aplicação dos denominados satélites de pequeno porte, categorizados com massa inferior a 10 kg, cujos subsistemas de comunicação podem operar na faixa de UHF [3].

Contudo, custo é uma limitação fundamental para quase todas as missões espaciais [4], sendo que, o valor do lançamento de um satélite apresenta uma relação direta com seu peso. Para qualquer missão, o lançamento representa uma parcela significativa dos custos e, portanto, o projetista da missão deve considerar conceitos que minimizem o dispêndio do lançamento para manter os custos da missão. Assim, os equipamentos utilizados na construção desses sistemas espaciais necessitam ser compactos e, ao mesmo tempo, eficientes e confiáveis.

Desta maneira, o desenvolvimento de tecnologias alternativas de geração de RF como as linhas de transmissão não lineares (LTNLs) são bem-vindas.

Nesta dissertação, a ênfase será dada no estudo de LTNLs, que podem ser usadas como geradores compactos de RF ou de micro-ondas de alta potência, para aplicações em veículos e plataformas móveis, em substituição ao uso de dispositivos eletrônicos normalmente utilizados em sistemas pulsados [5-9]. Geralmente, sua operação consiste em uma linha agrupada baseada no comportamento não linear dos componentes das seções LC, indutores ou capacitores, em função da corrente ou tensão aplicada, respectivamente, bem

como nas propriedades dispersivas da linha, geradas pela configuração periódica dos elementos LC. Entretanto, considerando sinais de alta potência, a aplicação de capacitores cerâmicos em linhas capacitivas concentradas restringe-se a frequências em torno de 100 MHz (VHF), devido à limitação do valor mínimo de capacitância de capacitores cerâmicos com comportamento não linear disponíveis comercialmente. Por outro lado, a utilização de diodos de capacitância variável (conhecidos como varicaps ou varactores) de baixa tensão tem permitido que as LTNLs discretas operem em frequências mais altas, em torno de 250 MHz. Além disso, com o advento dos diodos Schottky de carbeto de silício (SiC) de alta tensão reversa e forte não linearidade, espera-se que as LTNLs possam operar com maior potência e em frequências mais altas (UHF) [9,10].

Desta forma, este trabalho tem como principal motivação o desenvolvimento de LTNLs baseadas em diodos Schottky de SiC para geração de RF na faixa de UHF, com possibilidade futura de aplicação na construção de geradores compactos de RF de alta potência, na ordem de dezenas de watts, para utilização em sistemas de comunicação de plataformas móveis de defesa, sensoriamento remoto e satélites.

A validação da operação das LTNLs em alta tensão na faixa de UHF representará grande contribuição científica, visto que somente poucos trabalhos na literatura reportam a geração de frequências dessa ordem, utilizando, neste caso, linhas dielétricas de placas paralelas.

O documento está estruturado da seguinte forma:

- Capítulo 2 apresenta os objetivos gerais e específicos do trabalho;
- Capítulo 3 apresenta a revisão bibliográfica;
- Capítulo 4 apresenta a fundamentação teórica;
- Capítulo 5 apresenta a metodologia utilizada no desenvolvimento do trabalho;
- Capítulo 6 apresenta os resultados obtidos;

- Capítulo 7 apresenta as conclusões;
- Capítulo 8 apresenta os trabalhos futuros;
- Apêndice A relaciona os trabalhos publicados em periódicos;
- Apêndice B relaciona os trabalhos apresentados em eventos científicos.

2 OBJETIVOS

2.1 Objetivo geral

O objetivo principal deste trabalho de dissertação de mestrado é o desenvolvimento de um gerador de RF compacto, baseado em linhas de transmissão não lineares (LTNLS), de baixo custo e de estado sólido, operando na faixa de UHF, para uso em sistemas pulsados em satélites.

2.2 Objetivos específicos

Com o propósito de atingir o objetivo geral do trabalho, os seguintes objetivos específicos são citados abaixo:

- Fazer a modelagem matemática da variação da capacitância e da carga dos diodos a serem utilizados na construção das LTNLS, de acordo com os dados fornecidos pelos *datasheets* dos fabricantes;
- Estudar o comportamento das LTNLS através de simulações computacionais (LT-SPICE) dos circuitos projetados;
- Construir e implementar as linhas simuladas;
- Realizar as medições experimentais nas linhas construídas;
- Comparar os resultados experimentais e simulados;
- Validar os modelos de simulação a partir da comparação com os resultados experimentais dos protótipos das LTNLS montadas em placas de circuito impresso;
- Realizar testes de transmissão e recepção dos sinais gerados pelas linhas de transmissão não lineares construídas.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Atualmente, o estudo das Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLS) tem sido enfatizado para a geração de sinais de RF de alta potência, com o objetivo de fornecer sistemas mais compactos, que podem ser utilizados como substituição ao uso de dispositivos eletrônicos normalmente utilizados em sistemas pulsados, com potenciais aplicações em sistemas de comunicação de plataformas móveis de defesa, sensoriamento remoto e satélites.

Basicamente, duas configurações principais de LTNLS podem ser consideradas, tendo sido utilizadas com grande sucesso para geração de RF. Uma primeira configuração diz respeito a uma linha contínua não dispersiva, conhecida como linha giromagnética, que consiste em uma linha de transmissão coaxial carregada com núcleos magnéticos baseados em ferrita. Com base nestas linhas, o estudo apresentando em [11] mostra a geração de oscilações na faixa de frequência de 2 GHz, com tensão de pico de saída na ordem de 235 kV. Da mesma forma, a investigação reportada em [12] apresenta a geração de pulsos modulados em 4 GHz, alcançando 175 kV na saída da linha.

A segunda configuração está relacionada a uma linha dispersiva discreta, composta por uma rede de seções LC com componentes capacitivos não lineares em uma estrutura planar. Baseado nestas linhas, o trabalho reportado em [13] apresenta a geração de oscilações entre 250 e 400 MHz, com potência de pico na ordem de 10 MW, utilizando-se uma LTNL capacitiva com blocos dielétricos de titanato de bário (BaTiO_3), com pulsos de entrada na ordem de 40 kV, com a linha operando submersa em um banho de óleo isolante. De maneira similar, [14] apresenta a geração de 60 MW de potência de RF na faixa de frequência de 200 MHz, através de uma LTNL capacitiva, construída com blocos cerâmicos de titanato de estrôncio (SrTiO_3), limitada pelas perdas associadas ao dielétrico utilizado, com pulsos de entrada entre 10 kV e 30 kV, com a linha operando resfriada através da utilização de nitrogênio líquido. Ambos trabalhos fizeram uso de placas paralelas de cobre em uma estrutura planar para as LTNLS.

Através da utilização de diodos de capacitância variável (conhecidos como varicaps ou varactores) de baixa tensão, o trabalho reportado em [15] apresenta a geração de frequências na ordem de 250 MHz, utilizando indutores construídos de forma artesanal em um *protoboard*.

O estudo apresentado em [16] mostra a geração de pulsos de radiofrequência com potência de pico de 20 MW na faixa de frequência de 1 GHz, utilizando-se uma LTNL indutiva numa estrutura semi-planar (apenas para os capacitores com dielétrico polimérico que eram lineares neste caso). Esta linha foi alimentada por pulsos de entrada com amplitude entre 30 kV e 50 kV, isolada eletricamente através da utilização de óleo.

Em princípio, a utilização de cada LTNL pode ser definida de acordo com sua aplicação, faixa de frequência e potência de saída. As linhas contínuas são mais eficientes para a geração de RF a partir de 500 MHz, atingindo valores na ordem de alguns giga-hertz (GHz), com maior potência de saída [17]. Por outro lado, as linhas dispersivas discretas são mais adequadas para a geração de RF na faixa de frequência de alguns mega-hertz (MHz) até 300/400 MHz, tendo melhor potencial para utilização em sistemas compactos. Além disso, essas linhas apresentam um processo de construção mais simples, não exigindo um campo magnético externo, como no caso das linhas giromagnéticas.

O grupo de pesquisa de Eletromagnetismo Aplicado (PELET) do Laboratório Associado de Plasmas (LABAP) da Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE) tem investigado a geração de RF por meio de LTNLs e, desde o ano de 2009, tem realizado publicações em periódicos e conferências. Em relação aos resultados experimentais com LTNLs mais relevantes obtidos pelo grupo do LABAP, destacam-se:

- LTNL capacitiva utilizando varactores de baixa tensão como elemento não linear, alimentada por um gerador de pulsos e conectada a uma carga resistiva de 1 k Ω , produzindo oscilações em torno de 30 MHz [18];
- LTNL capacitiva utilizando capacitores cerâmicos, alimentada por um sinal de pulso unitário produzido experimentalmente no laboratório, pela descarga de um banco de capacitores. Quando conectada a uma carga

resistiva de 82Ω em sua saída, esta linha gerou oscilações com frequência de 4 MHz e potência de pico da ordem de 8 kW [19];

- LTNL giromagnética, conectada a uma carga resistiva de $1 \text{ k}\Omega$, produzindo oscilações com amplitude de 500 V e frequência de 300 MHz [20];
- LTNL capacitiva utilizando varactores de baixa tensão, alimentada por um amplificador de sinal, desenvolvido no laboratório, conectado a um gerador de pulsos. Oscilações da ordem de 230 MHz foram medidas na saída desta linha conectada a uma carga resistiva de 50Ω . Visando implementar a aplicação prática da transmissão e recepção do sinal gerado por esta linha, foi necessário o desenvolvimento de um circuito casador (filtro Chebychev) conectando a saída da linha a uma antena do tipo *Double Ridged Guide* (DRG). O sinal de saída desta LTNL foi transmitido e recebido, comprovando experimentalmente o potencial para a aplicação prática em sistemas de comunicação pulsados [21].

Dando continuidade ao trabalho de pesquisa do grupo LABAP, a presente dissertação versa sobre o desenvolvimento de linhas de transmissão não lineares capacitivas, utilizando como elemento não linear diodos Schottky de carbeto de silício (SiC) de alta tensão, visando a geração de RF em alta tensão com frequências em torno da faixa de UHF.

Este resultado além de representar um avanço em relação aos resultados experimentais do grupo, também é inédito na literatura, posto que a máxima frequência obtida com linhas capacitivas de alta tensão é de 400 MHz [13], utilizando-se, neste caso, blocos de titanato de bário e requerendo pulsos de tensão de entrada da ordem de dezenas de quilovolts, com a necessidade de que a linha opere submersa em um banho de óleo isolante para evitar a formação de arcos voltaicos. Observa-se ainda que, no trabalho apresentado em [22], a LTNL construída com diodos Schottky de SiC de alta tensão apresentou a geração de frequências em torno de 20 MHz.

Desta forma, o desenvolvimento de geradores de RF compactos em alta tensão na faixa de UHF e suas subfaixas, baseados em LTNLs dispersivas, apresentam-

se como alternativa no projeto de sistemas pulsados para aplicações espaciais, atendendo a atual demanda das áreas descritas a seguir:

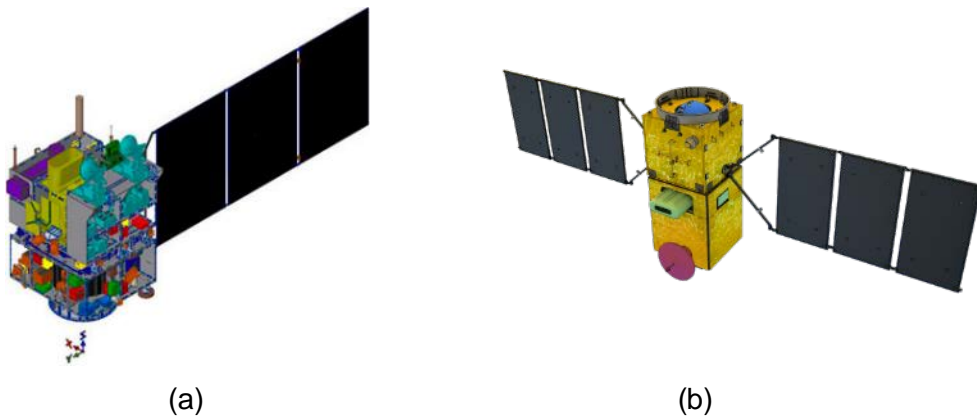
- Radars de abertura sintética (SAR): atualmente existe um considerável interesse no desenvolvimento de radares SAR, operando na faixa de UHF, com destaque para as frequências entre 216 – 450 MHz (Banda P). Os sistemas de sensoriamento remoto que operam nesta faixa de frequência fornecem sinais de RF que permitem a aquisição de imagens com penetração através de folhagens, florestas e, também, do próprio solo, garantindo maior precisão no mapeamento terrestre. Neste sentido, a Agência Espacial Europeia (ESA) desenvolve, atualmente, o satélite Biomass [23], seu primeiro satélite de monitoramento florestal operando na banda P, especificamente na frequência de 435 MHz, com previsão de lançamento para 2021.
- Subsistemas de comunicação para Cubesats: existe um crescente interesse na pesquisa, desenvolvimento e aplicação de Cubesats, cujos subsistemas de comunicação podem operar na faixa de VHF e UHF. A NASA, em relatório de 2018 [24] apresenta uma visão do estado da arte no desenvolvimento de tecnologias dedicadas aos Cubesats, com destaque às vantagens e ao bom histórico da utilização de subsistemas de comunicação operando em VHF e UHF. Ademais, o trabalho apresentado em [25] destaca o estado da arte e os futuros desenvolvimentos de Cubesats utilizados como plataformas para radares SAR.

4 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

4.1 Satélites

Conceitualmente, qualquer elemento que esteja na órbita da Terra pode ser caracterizado como um satélite [26], classificados como artificiais ou naturais. Os satélites artificiais são aqueles desenvolvidos pelo homem e inseridos de forma proposital em uma determinada órbita terrestre, no âmbito do segmento espacial de uma determinada missão, constituídos por um módulo de carga útil e um módulo de serviço. As Figuras 4.1 (a) e (b) mostram dois satélites atualmente em desenvolvimento pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE.

Figura 4.1 – Satélites em desenvolvimento pelo INPE.



Satélite CBERS-04A (a) e satélite Amazonia-1 (b).

Fonte: [27, 28].

O módulo de carga útil é composto pelos equipamentos estritamente vinculados à específica missão do satélite. Dentre estas missões destacam-se:

- Sensoriamento Remoto / Observação da Terra
 - Passivo (ótico): utilizando-se câmeras para aquisição de imagens.
 - Ativo: obtenção de imagens através da geração de micro-ondas. (e.g. satélites SAR).
- Científicas
 - Observações astronômicas e do ambiente espacial.

- Comunicações
 - Telecomunicações, navegação por satélite (GPS), resgate.

Já o módulo de serviço é composto por todos os equipamentos necessários para determinar e manter as condições operacionais do satélite, com suporte ao seu lançamento, sustentação de sua operação no espaço, garantia de apontamento, controle de temperatura e comunicação. Desta forma, o módulo de serviço de um satélite é dividido em subsistemas, sendo [26]:

- Subsistema de Controle de Atitude: Garante a estabilidade e o apontamento do satélite, de acordo com sua específica missão;
- Subsistema de Suprimento de Energia: Produz e armazena energia elétrica, regulando e convertendo as tensões requeridas pelos componentes do satélite;
- Subsistema de Telecomunicação e Serviço: Responsável pela comunicação solo-bordo, enviando dados de telemetria e recebendo telecomandos operacionais;
- Subsistema de Gestão de Bordo: Gerencia os diversos modos de operação do satélite. Coleta informações de estado dos diversos componentes e as envia como telemetria, através do subsistema de telecomunicação. Recebe os telecomandos provindos do subsistema de telecomunicações, os distribui ou os executa diretamente.
- Subsistema de Estrutura e Mecanismos: Fornece o suporte mecânico e de movimento para os componentes do satélite.
- Subsistema de Controle Térmico: Mantém os equipamentos dentro de suas faixas nominais de temperatura, dentro dos limites de estabilidade e gradiente.
- Subsistema de Propulsão: Fornece o empuxo necessário para o controle de órbita e produz os torques necessários para o controle de atitude.

Com relação à classificação, os satélites artificiais podem ser categorizados de acordo com sua massa, conforme a Tabela 4.1 [29]:

Tabela 4.1 – Classificação de satélites de acordo com sua massa.

Tipo de Satélite	Massa (kg)
Grande	> 1000
Médio	500 a 1000
Minisatélite	100 a 500
Microsatélite	10 a 100
Nanosatélite	1 a 10
Picosatélite	0,1 a 1
Femtosatélite	<0,1

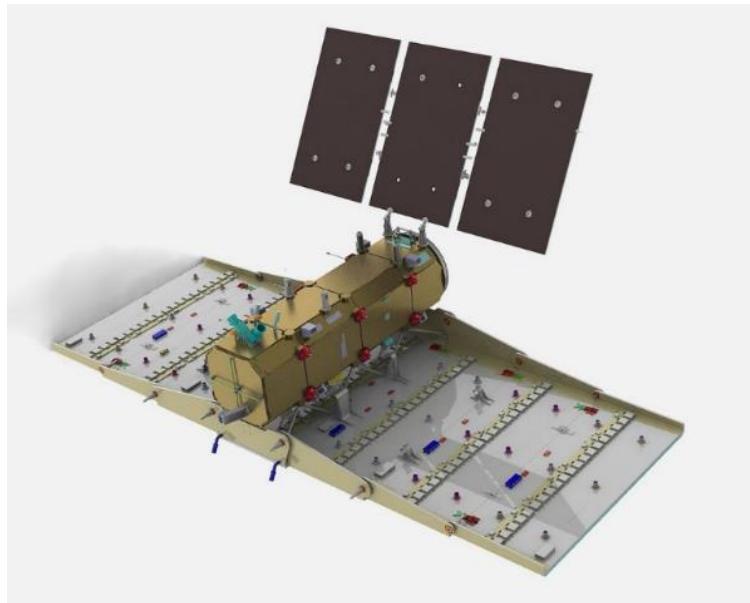
Fonte: Adaptada de [29].

4.1.1 Satélites radar de abertura sintética

Os satélites radares de abertura sintética (SAR) são amplamente utilizados para o sensoriamento remoto terrestre, fornecendo imagens de alta resolução, dia e noite, independentemente de condições climáticas, com aplicações em geociências, mudanças climáticas, monitoramento ambiental, segurança e exploração planetária [30, 31].

Os sistemas SAR são baseados na tecnologia de radares pulsados, instalados em uma plataforma em movimento, transmitindo pulsos eletromagnéticos com alta potência e recebendo o sinal refletido por um alvo de forma sequencial. A Figura 4.2 mostra o exemplo de um satélite SAR, atualmente em operação.

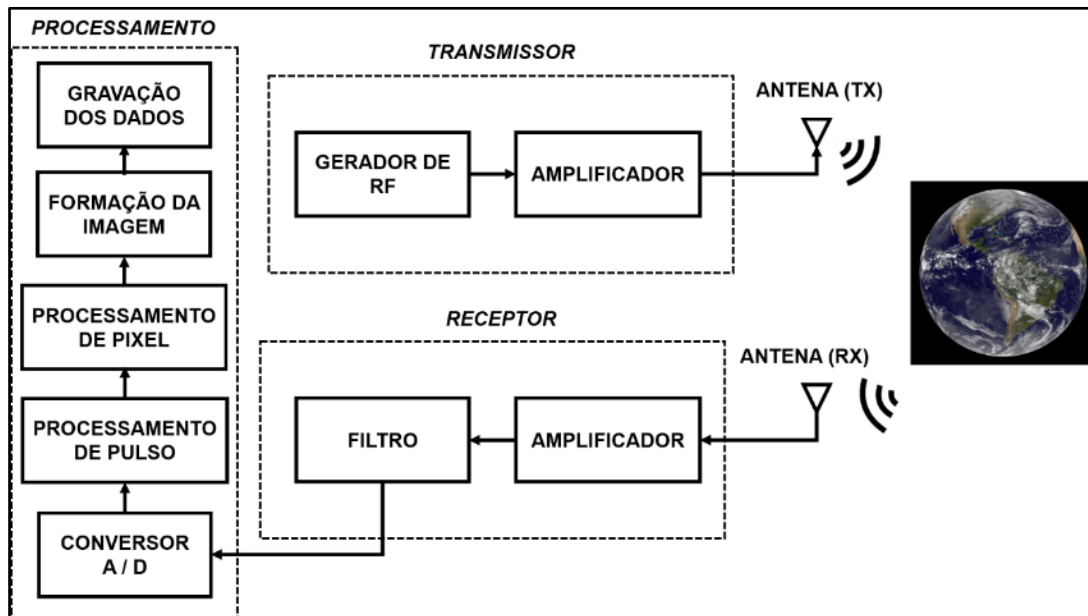
Figura 4.2 – Satélite SAR SAOCOM-1A.



Fonte: [32].

A Figura 4.3 mostra a estrutura básica de um sistema SAR, composto por transmissor, receptor, antena e subsistema de processamento. O pulso transmitido interage com o alvo e apenas uma parte dele é refletido de volta, sendo medido pelo sistema de recepção. A amplitude e a fase do sinal refletido medido dependem das propriedades físicas e elétricas do objeto alvo, sendo que, a imagem final é o resultado do processamento dos dados sequenciais. A faixa de frequência operacional do sistema SAR determinará o nível de penetração dos pulsos eletromagnéticos permitindo a correta determinação do alvo. A maior penetração dos pulsos eletromagnéticos acontece nos sistemas que utilizam comprimentos de onda maiores, ou seja, frequências menores. As faixas de frequências utilizadas nos sistemas radares são mostradas na Tabela 4.2, padronizadas pela norma IEEE Std 521-2002.

Figura 4.3 – Estrutura básica de um sistema SAR.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.2 – Faixas de frequências padronizadas para sistemas radares.

Banda	Faixa de Frequência Nominal	Faixa de Frequência Específica para Radares
HF	3 – 30 MHz	Não há
VHF	30 – 300 MHz	138 – 144 MHz 216 – 225 MHz
UHF	300 – 1000 MHz	420 – 450 MHz 890 – 942 MHz 216 – 450 MHz (Banda P)
L	1 – 2 GHz	1,215 – 1,400 GHz
S	2 – 4 GHz	2,300 – 2,500 GHz 2,700 – 3,700 GHz
C	4 – 8 GHz	4,200 – 4,400 GHz 5,250 – 5,925 GHz
X	8 – 12 GHz	8,500 – 10,680 GHz
Ku	12 – 18 GHz	13,400 – 14,000 GHz 15,700 – 17,700 GHz
K	18 – 27 GHz	24,050 – 24,750 GHz
Ka	27 – 40 GHz	33,400 – 36,000 GHz
V	40 – 75 GHz	59,000 – 64,000 GHz
W	75 – 110 GHz	76,000 – 81,000 GHz 92,000 – 100,000 GHz
mm	110 – 300 GHz	126,000 – 142,000 GHz 144,000 – 149,000 GHz 231,000 – 235,000 GHz 238,000 – 248,000 GHz

Fonte: Adaptada de [33].

Os satélites SAR que operam em UHF e sua subfaixa na banda P são amplamente utilizados nos sistemas de observação da terra, devido a sua alta penetrabilidade e resolução, dado seus maiores comprimentos de onda, cuja aplicação permite a aquisição de imagens com penetração através de folhagens, florestas e, também, do próprio solo. Neste contexto, estes satélites podem ser utilizados no âmbito militar para detecção de deslocamento de tropas terrestres e detecção de minas. No âmbito ambiental podem ser utilizados para a determinação de biomassa de florestas, incêndios e desmatamentos. Devido à sua grande largura de feixe, os satélites SAR, operando na banda P, podem fornecer monitoramento de amplas áreas, normalmente maiores que as áreas monitoradas por um sistema que opere em alta frequência.

4.1.2 Satélites de pequeno porte

Nos últimos anos é crescente o desenvolvimento de missões espaciais baseadas na abordagem de satélites de pequeno porte, especificamente pequenos satélites com massa inferior a 10 kg [3, 24]. Em especial, destaca-se a utilização dos denominados Cubesats, particularmente classificados na categoria dos Nanosatélites.

A história do desenvolvimento dos Cubesats começou em 1999 cujos conceitos e especificações iniciais foram desenvolvidos em uma parceria entre a *California Polytechnic State University* e a *Stanford University*. Neste contexto, um Cubesat é definido como um satélite com geometria na forma de um cubo de aresta igual a 10 cm (10x10x10 cm) e peso de 1 kg, também denominado 1 U (uma unidade). Os Cubesats podem, também, apresentar variações em sua dimensão final, através da combinação de várias unidades.

A utilização dos Cubesats em missões espaciais apresenta grande vantagem, dado seu peso reduzido e sua pequena dimensão, permitindo a redução dos custos de seu lançamento, inclusive, através do compartilhamento desse lançamento com outros satélites. Da mesma forma, suas dimensões reduzidas possibilitam projetos com menores custos e prazos de execução.

A estrutura de subsistemas de um Cubesat é constituída, basicamente, pelos mesmos subsistemas de um satélite de grande porte, diferenciando-se por serem subsistemas com estruturas modulares e de tamanho reduzido. A Figura 4.4 mostra o exemplo de um Cubesat e sua estrutura básica de subsistemas.

Figura 4.4 – Cubesat e sua estrutura de subsistemas.



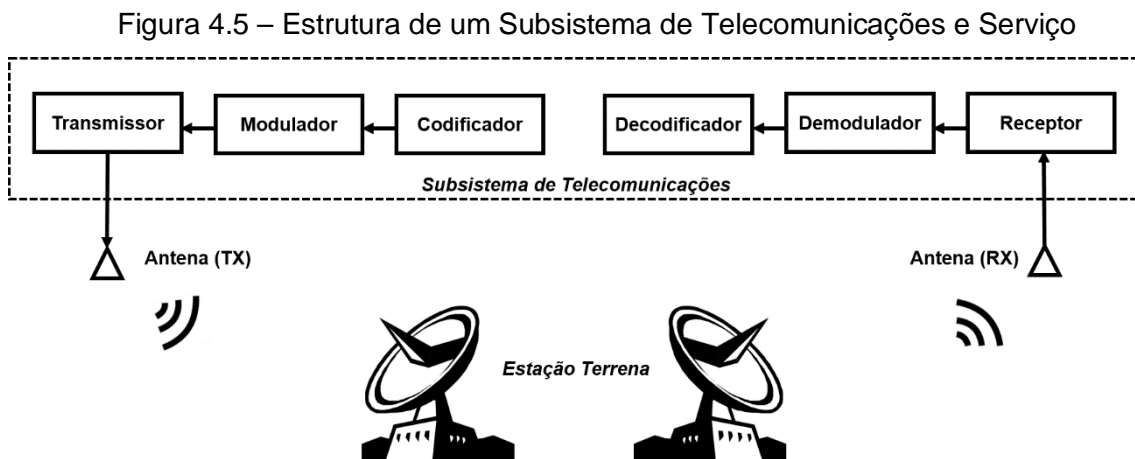
Fonte: Adaptado de [34].

Com relação ao subsistema de telecomunicações a bordo de um Cubesat, as faixas de frequências em VHF e UHF são amplamente utilizadas, dado sua menor atenuação no espaço livre e sua maior robustez [24]. Outra vantagem diz respeito à utilização de estações terrenas operando em faixas de frequências VHF e UHF utilizadas por radioamadores, cuja cooperação é de grande valia para o aumento da capacidade de rastreamento dos Cubesats.

4.1.3 Subsistema de telecomunicações e serviço

O subsistema de telecomunicações e serviço tem como função garantir a comunicação entre o satélite no espaço e o solo, permitindo o cumprimento das funções de rastreamento, telemetria e comando. A função de rastreamento determina a posição e a órbita do satélite, através de medidas de distância e velocidade entre o satélite e a estação terrena, conhecidas como *ranging*. A função de telemetria coleta, codifica e transmite às estações terrenas as medidas dos sensores e dados digitais que caracterizam o estado e a configuração do satélite. Já a função de comando recebe, decodifica, verifica e executa telecomandos provindos das estações terrenas para o controle remoto das

funções do satélite, bem como de sua configuração e movimento [4, 26]. A Figura 4.5 mostra a estrutura básica de um subsistema de telecomunicações e serviço.



Fonte: Autoria própria.

Tanto as informações de telecomando, que fluem do solo até o satélite (*uplink*) quanto as informações de telemetria, que fluem do satélite até as estações no solo (*downlink*) são transmitidas via radiofrequência, em faixas determinadas para operação espacial, regulamentadas pela ITU (*International Telecommunication Union*) [35]. Esta definição está relacionada ao modo de operação de um satélite, dependendo da caracterização da missão, sendo:

- Serviço de Exploração Terrestre por Satélite: serviço de radiocomunicação entre estações terrenas e satélites, podendo incluir conexões entre outros satélites;
- Serviço de Pesquisa Espacial: serviço de radiocomunicação em que satélites e outros dispositivos espaciais são usados para a pesquisa científica e tecnológica;
- Serviço de Operação Espacial: serviço de radiocomunicação dedicado exclusivamente ao funcionamento de satélites, em especial rastreamento, telemetria e telecomando.

As alocações de frequências disponíveis na faixa de UHF para esses serviços, especificamente entre as frequências de 300 a 1000 MHz, são apresentadas na Tabela 4.3, incluindo a alocação de frequências para o serviço de satélites de caráter radioamador.

Tabela 4.3 – Alocações de radiofrequência na faixa de UHF.

Banda (MHz)	Serviço	Direção
400.15 – 401	Pesquisa Espacial	Espaço – Terra
	Operação Espacial	Espaço – Terra
401 – 402	Operação Espacial	Espaço – Terra
	Exploração Terrestre	Terra – Espaço
402 – 403	Exploração Terrestre	Terra – Espaço
432 - 438	Exploração Terrestre (Radioamador)	Terra – Espaço Espaço - Terra

Fonte: Adaptada de [35].

4.2 Linhas de transmissão não lineares

As LTNLs dispersivas agrupadas são caracterizadas pelas propriedades não lineares de seus elementos, capacitores ou indutores, convertendo um pulso de entrada retangular em um trem de pulsos oscilantes em sua saída [36]. A LTNL é chamada capacitiva quando emprega capacitores como elementos não lineares, indutiva quando indutores não lineares são utilizados ou híbrida, com a utilização simultânea de capacitores e indutores não lineares em suas seções.

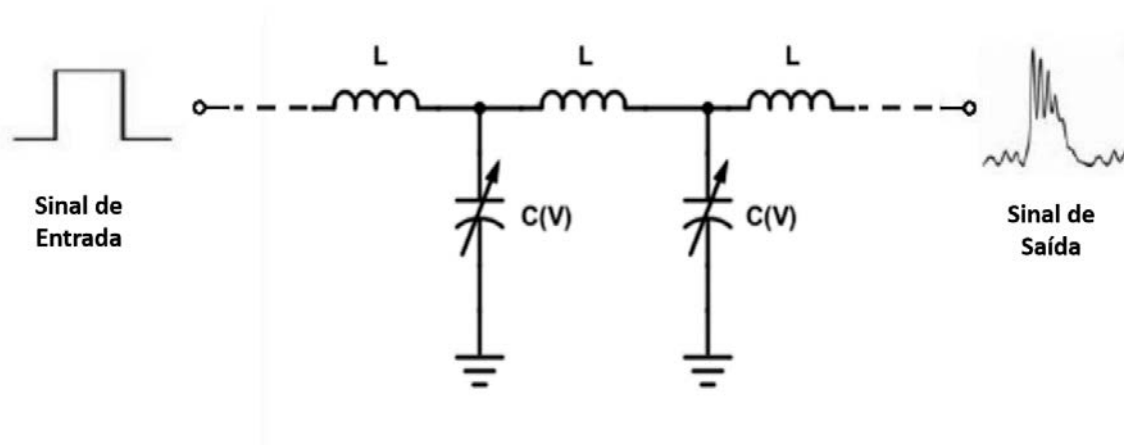
No âmbito dessa dissertação, enfatiza-se o estudo das LTNLs capacitivas, para a geração de oscilações de RF, utilizando-se diodos Schottky de SiC como elementos não lineares e indutores lineares. Os diodos Schottky de SiC apresentam uma capacitância que varia inversamente com a tensão aplicada.

A geração de RF ocorre devido às propriedades não lineares do meio em que a onda se propaga, representada pela capacitância $C(V)$ e à dispersão proporcionada pela estrutura periódica da linha. Considerando-se a LTNL com capacitância variável $C(V)$ representada pela Figura 4.6, sua velocidade de propagação é dada por [37]:

$$v_p = 1 / \sqrt{LC(V)} \quad (4.1)$$

onde $C(V)$ é a capacitância variável em função da tensão aplicada e L é a indutância linear. À medida que C diminui com a tensão aplicada, a velocidade de propagação aumentará com o aumento da tensão. Assim, a parte do pulso com maior amplitude de tensão se propagará mais rapidamente que a parte inicial de menor amplitude e o pico do pulso alcançará a amplitude de baixa tensão, formando, na saída, uma frente de onda com um rápido tempo de subida.

Figura 4.6 – LTNL capacitiva



Fonte: Autoria própria.

A redução do tempo de subida do pulso, causada pelas seções LC, pode ser estimada pelo cálculo da diferença entre os atrasos de tempo da parte de baixa amplitude do pulso e seu pico, dada por [37]:

$$\Delta T = t_{ri} - t_{ro} = n(\sqrt{LC_{j0}} - \sqrt{LC(V_{max})}) \quad (4.2)$$

onde t_{ri} e t_{ro} são, respectivamente, os tempos de subida do pulso de entrada e saída, n é o número de seções da linha, L é o valor da indutância e C_{j0} e $C(V_{max})$ são, respectivamente, os valores de capacitância inicial e final na tensão máxima do capacitor. Se $t_{ri} > \Delta T$, o efeito da não linearidade supera o efeito da dispersão e uma compressão do pulso ocorre na saída da linha. Por outro lado, se $t_{ri} < \Delta T$, o efeito da dispersão compensa o efeito da não linearidade e na saída da linha observa-se a geração de oscilações produzidas na onda de choque propagada.

Entretanto, considerando-se uma linha não linear dispersiva, a redução do tempo de subida do pulso será limitada pela frequência de corte da linha, conhecida como frequência de Bragg, dada por:

$$f_c = 1/\pi\sqrt{LC(V_{max})} \quad (4.3)$$

A impedância característica é outro parâmetro importante da linha e, considerando que os valores de capacitância dos capacitores na linha dependem do valor da amplitude do pulso propagado, a impedância da linha dependerá do valor da amplitude do pulso, dado por:

$$Z_0 = \sqrt{L/C(V)} \quad (4.4)$$

Assim, a impedância característica da LTNL varia de acordo com a excursão de C entre os valores das capacitâncias inicial e máxima, C_{j0} e $C(V_{max})$, respectivamente.

Outro parâmetro a ser considerado na caracterização de uma LTNL é o VMD (*Voltage Modulation Depth*), definido como a relação entre as tensões médias de pico e vale na carga, nos três primeiros ciclos, dada por [36]:

$$VMD = V_{média} = \frac{\sum_{j=1}^3 (V_{pt})_j}{3} \quad (4.5)$$

onde j é o número de ciclos e V_{pt} é a amplitude de oscilação entre o pico e o vale. Além disso, a potência média de pico na carga ($P_{média}$) é utilizada para caracterizar uma LTNL, definida como a potência calculada a partir da relação entre a metade da tensão média de oscilação na carga para os três primeiros ciclos e a resistência de carga (R_c), dada por [36]:

$$P_{média} = \frac{(V_{média}/2)^2}{R_c} \quad (4.6)$$

4.3 Diodos de capacitância variável

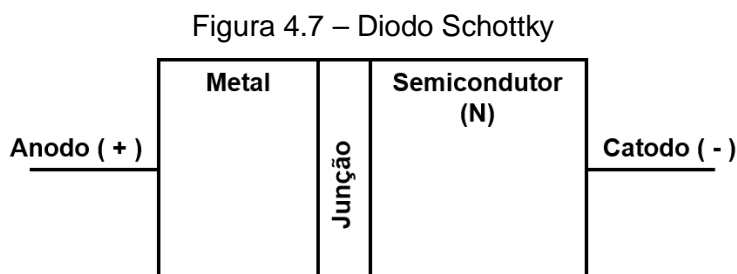
Os diodos de capacitância variável têm sido amplamente utilizados em circuitos eletrônicos destinados à transmissão e recepção de sinais de RF. Esses diodos têm como característica a variação da capacitância em função da tensão. Desse modo, esses componentes podem ser utilizados no projeto e desenvolvimento de LTNLs capacitivas, objeto de estudo deste trabalho, visto que, para sinais de alta potência, a aplicação de capacitores cerâmicos restringe-se a frequências

em torno de 100 MHz (VHF), devido à limitação do valor mínimo de capacitância de capacitores cerâmicos com comportamento não linear disponíveis comercialmente. Dentre esses diodos destacam-se o diodo *varactor* e o diodo Schottky de SiC.

O diodo *varactor* apresenta um comportamento não linear baseado na variação da capacitância de sua junção p-n, em relação à tensão reversa aplicada. Com o aumento da tensão reversa há o aumento da camada de depleção do diodo e, assim, a capacitância da junção é menor.

Entretanto, para aplicações de alta potência, a utilização do diodo Schottky de SiC tem sido considerada uma boa opção para a construção de LTNLS operando em frequências acima de 100 MHz, devido à sua alta tensão reversa e forte não linearidade.

Os diodos Schottky de alta tensão também apresentam uma capacitância que varia inversamente em relação à tensão reversa aplicada. Nesse tipo de diodo há somente elétrons como portadores de carga. Sua formação é entre uma porção de semicondutor N e um metal, sendo o semicondutor o catodo e o metal o anodo [38], como apresentado na Figura 4.7.



Fonte: Autoria própria.

A principal vantagem dos diodos Schottky em relação aos diodos de junção p-n, é o seu menor tempo de recuperação reversa, quando o diodo muda do estado não condutor para o estado condutor, apresentando superior velocidade de chaveamento, frequência de operação e eficiência. Da mesma maneira, os diodos Schottky de SiC apresentam menor tensão de condução quando comparados a outros diodos. Assim, enquanto um diodo comum precisa esperar que uma tensão mínima seja atingida para o início da condução, o diodo Schottky executa essa condução com níveis de tensão muito mais baixos [39, 40].

Dadas estas características, os diodos Schottky são comumente utilizados em fontes de tensão, conversores de corrente alternada para corrente contínua, sistemas de radar, conversores e sistemas digitais para computadores.

A variação da capacitância desses diodos em função da tensão pode ser modelada a partir de sua curva característica CxV dada por:

$$C(V) = C_{j0}/(1 + V/V_j)^m \quad (4.7)$$

onde V é a tensão aplicada, V_j é o potencial de junção do diodo, C_{j0} é a capacitância inicial e m é o fator de inclinação ou fator de não linearidade. Além disso, a função de carga em relação à tensão $Q(V)$ do diodo é calculada através da integral da capacitância variável $C(V)$ em relação a V , de acordo com:

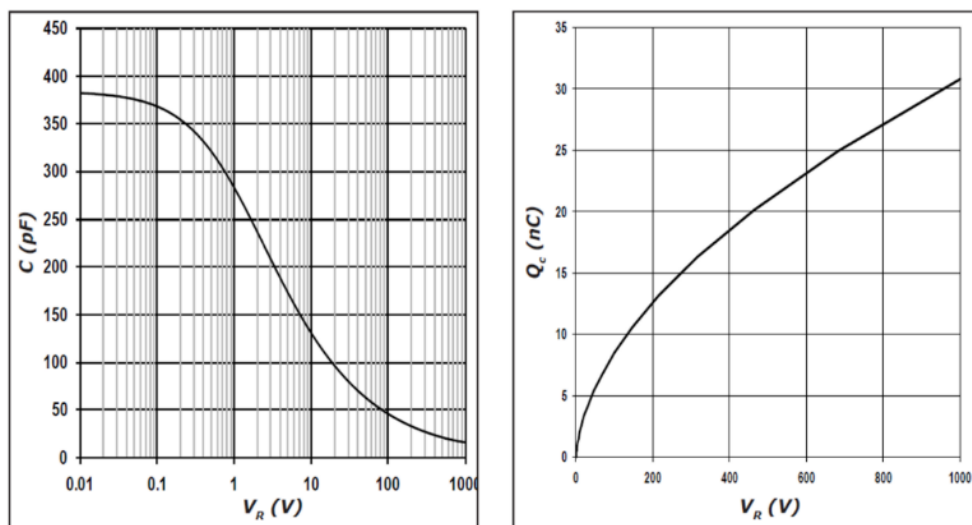
$$Q(V) = \int_0^V C(V)dV. \quad (4.8)$$

Assim, substituindo a Equação 4.7 na Equação 4.8 e resolvendo a integral, a equação geral para $Q(V)$ é dada por:

$$Q(V) = \left(\frac{C_{j0}}{1-m}\right) \cdot \left[\left(\frac{V}{V_j} + 1\right)^{(1-m)}\right] \quad (4.9)$$

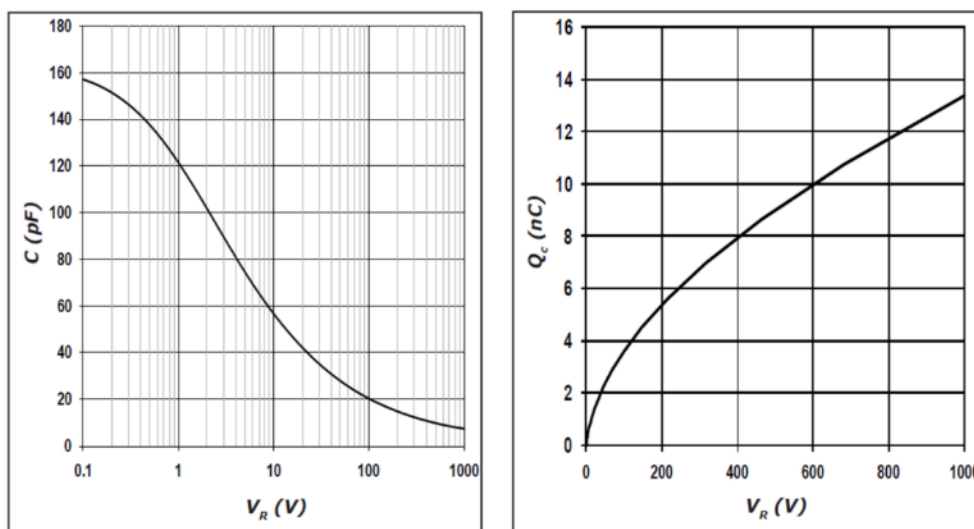
As Figuras 4.8 e 4.9 mostram as curvas de capacitância e carga em função da tensão reversa aplicada para dois modelos de diodos Schottky de SiC utilizados no desenvolvimento desse trabalho, escolhidos em razão de seus baixos valores de capacitância em função da tensão máxima aplicada.

Figura 4.8 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D05120E



Fonte: [41].

Figura 4.9 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D02120E



Fonte: [42].

4.4 Indutores

O indutor é um dispositivo passivo formado por um fio esmaltado enrolado em torno de um núcleo, utilizado para o armazenamento de energia magnética [43]. A aplicação de uma corrente elétrica pelas espiras do indutor cria, ao seu redor, um campo magnético, cujo sentido é dado pela regra da mão direita. No interior

do indutor, as linhas de campo se somam, criando uma concentração de fluxo magnético. Com relação ao tipo do núcleo do seu enrolamento, os indutores podem ser classificados como indutores de núcleo de ar, englobando também os núcleos não magnéticos e indutores de núcleo magnético, cujas características reduzem a dispersão das linhas do campo gerado. Pelo sentido das linhas do campo magnético, o indutor fica polarizado magneticamente, criando um polo Norte, correspondente a saída do fluxo magnético, e um polo Sul, referente a entrada do fluxo. O principal parâmetro de um indutor é a sua indutância, dada em *henry* [H], definida pela capacidade do componente em armazenar energia magnética por meio do fluxo criado por uma corrente, caracterizada pela propriedade elétrica do núcleo, pelo número de voltas e por sua geometria, dada por:

$$L = \mu_r \mu_0 N^2 \frac{A}{l} \quad (4.10)$$

onde μ_r é a permeabilidade relativa do material, μ_0 é a permeabilidade elétrica no vácuo, A é a área seccional do núcleo, N é o número de voltas do indutor e l é o comprimento de seu enrolamento.

A Figura 4.10 mostra um modelo de indutor linear utilizado no desenvolvimento deste trabalho.

Figura 4.10 – Indutor linear

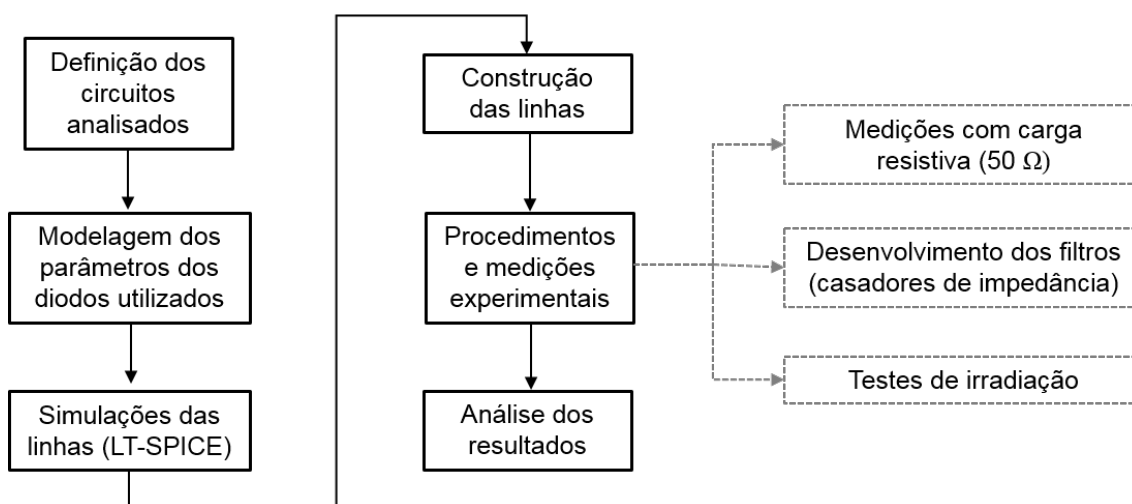


Fonte: [44].

5 METODOLOGIA

Essa seção apresenta a metodologia utilizada para o desenvolvimento do trabalho, apresentando a implementação da solução proposta, de acordo com os subitens citados abaixo, conforme ilustrado na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Metodologia utilizada.



Fonte: Autoria própria.

5.1 Definição dos circuitos analisados

O presente trabalho destaca o desenvolvimento e a análise de LTNs capacitivas, para a geração de oscilações de RF, utilizando-se diodos Schottky de SiC como elementos não lineares e indutores lineares. Essa definição baseia-se na determinação da frequência máxima desejada, de acordo com a Equação 4.3 e pelo fato de as linhas dispersivas serem mais adequadas para a geração de RF na faixa de frequência de alguns mega-hertz (MHz) até 300/400 MHz, tendo melhor potencial para utilização em sistemas compactos. Os elementos não lineares utilizados foram definidos em razão de suas características de baixo valor de capacitância em função da tensão máxima aplicada. Já os elementos lineares tiveram seus valores determinados em razão de sua disponibilidade comercial, associada ao objetivo de se obter a geração de frequências maiores, utilizando-se indutores de menor valor. Ademais, o aumento do número de seções está diretamente associado à geração de maiores potências.

Assim, para a validação dos resultados foram definidos o projeto e a construção de cinco LTNLs, sendo:

- LTNL#1 – LTNL capacitiva com 12 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.
- LTNL#2 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.
- LTNL#3 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH.
- LTNL#4 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH.
- LTNL#5 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH.

5.2 Modelagem e simulações

Inicialmente, os diodos Schottky de SiC utilizados foram corretamente modelados através de seus parâmetros de capacitância e função de carga, de acordo com os dados fornecidos pelos *datasheets* dos fabricantes.

Todas as simulações das LTNLs foram realizadas utilizando-se o *software* LT-SPICE XVII. Os diodos de capacitância não linear tiveram seus valores definidos de acordo com suas equações de carga em função da tensão $Q(V)$. Os indutores lineares foram inseridos diretamente via *software* de acordo com seus respectivos valores. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e diodos foram adicionadas e ajustadas de modo empírico, para a correta modelagem da linha. Um gerador de pulsos arbitrário alimenta as linhas

simuladas com as mesmas características do pulso do gerador utilizado nos experimentos e as saídas das linhas foram conectadas à uma carga.

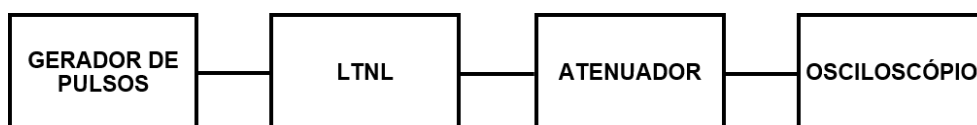
Os resultados dos pulsos gerados nas saídas das simulações foram obtidos no domínio do tempo e no seu respectivo espectro de frequência (FFT).

A implementação e os resultados das simulações são discutidos no capítulo 6.

5.3 Procedimento experimental

As linhas de transmissão não lineares citadas no item 5.1 foram construídas utilizando-se placas de circuito impresso (PCB). Dois geradores de pulsos foram utilizados nos experimentos. O primeiro modelo com largura de pulso não variável, modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, foi utilizado para produzir um pulso retangular nas entradas das linhas, com largura de 34 ns e com tempos de subida e descida de 1 ns. Assim, a condição de geração de sólitons ($t_{ri} < \Delta T$) é satisfeita, certificando a produção de oscilações nas saídas das linhas. O segundo modelo com largura de pulso variável, modelo AVRZ-5W-B, do fabricante Avtech, foi utilizado para produzir um pulso retangular nas entradas das linhas, com larguras de 15 ns, 20 ns, 30 ns, 35 ns, 40 ns, 50 ns e 100 ns, com o objetivo de verificar a influência dessa variação no sinal de saída de cada linha. Para a realização das medições, as saídas das LTNLs foram conectadas por um cabo coaxial de 50Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão (modelo 82-40-34, Aeroflex/Weinschel). O diagrama apresentado na Figura 5.1 ilustra o *setup* utilizado.

Figura 5.2 – Diagrama de blocos para o procedimento experimental.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados dos pulsos gerados nas saídas das linhas experimentais foram obtidos no domínio do tempo e no seu respectivo espectro de frequência (FFT).

Para a correta comparação entre os resultados experimentais e simulados, os dados obtidos nas saídas de ambas as linhas foram exportados e plotados em um *software* gráfico. Dessa forma a concordância entre os resultados pode ser verificada através de parâmetros como as amplitudes das oscilações e as frequências geradas. Os parâmetros VMD e potência média de pico, definidos na seção 4.2, foram calculados com o objetivo de melhor qualificar as LTNLs desenvolvidas.

Finalmente, os sinais gerados nas saídas das linhas construídas foram irradiados através da utilização de um conjunto de antenas cornetas piramidais para a transmissão e recepção dos sinais eletromagnéticos de RF, cujos testes foram executados no interior de uma câmara anecóica, utilizando-se um circuito de desacoplamento entre a linha e a antena emissora para a eliminação do nível DC do pulso de saída.

A implementação e os resultados experimentais são discutidos no capítulo 6.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados das modelagens dos parâmetros de capacitância e função de carga para os diodos Schottky de SiC utilizados e os resultados obtidos a partir dos circuitos simulados via *software* e os implementados experimentalmente.

6.1 Modelagem dos diodos

Os diodos Schottky de SiC utilizados neste trabalho, modelos C4D05120E e C4D02120E, foram escolhidos pela variação das suas capacitâncias não lineares. Estes diodos têm capacitâncias e cargas acumuladas no tempo dadas em função da tensão aplicada, fornecidas pelo *datasheet* do fabricante e modeladas, respectivamente, de acordo com as Equações 4.7 e 4.9 definidas na seção 4.3.

Assim, para o diodo modelo C4D05120E, o ajuste mais adequado entre a curva fornecida pelo *datasheet* do fabricante e seu comportamento não linear de capacitância modelado é dado pela equação:

$$C(V) = \frac{380pF}{(V+1)^{0,45}} \quad (6.1)$$

onde V é a tensão aplicada, $V_j = 1V$, $C_{j0} = 380 pF$ e $m = 0,45$. Assim, a partir da Equação 4.9, a função de carga do diodo C4D05120E é dada por:

$$Q(V) = \left(\frac{380 pF}{0,55} \right) \cdot [(V + 1)^{0,55}] \quad (6.2)$$

Da mesma forma, para o diodo modelo C4D02120E, o ajuste mais adequado entre a curva fornecida pelo *datasheet* do fabricante e seu comportamento não linear de capacitância modelado é dado pela equação:

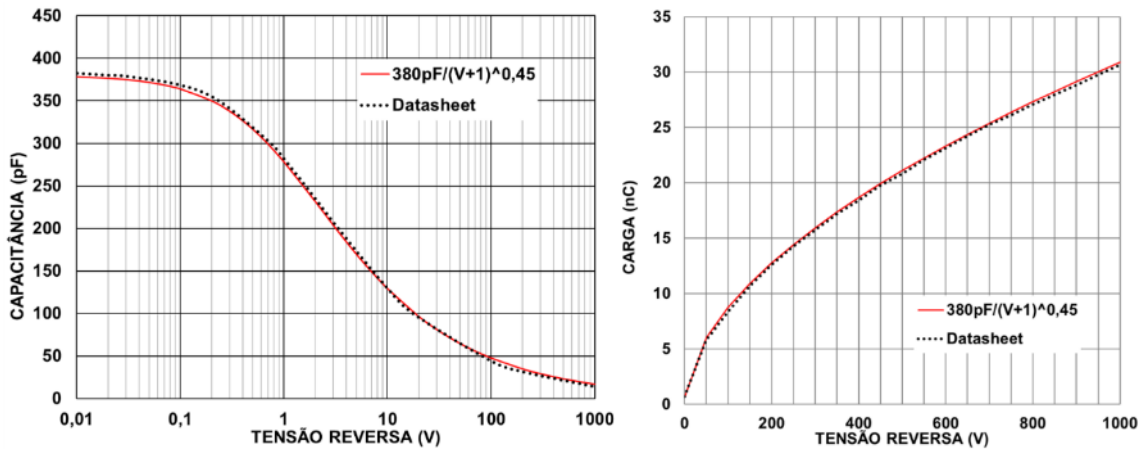
$$C(V) = \frac{164pF}{(V+1)^{0,45}} \quad (6.3)$$

onde V é a tensão aplicada, $V_j = 1V$, $C_{j0} = 164 pF$ e $m = 0,45$. Deste modo, a partir da Equação 4.9, a função de carga do diodo C4D02120E é dada por:

$$Q(V) = \left(\frac{164 pF}{0,55} \right) \cdot [(V + 1)^{0,55}] \quad (6.4)$$

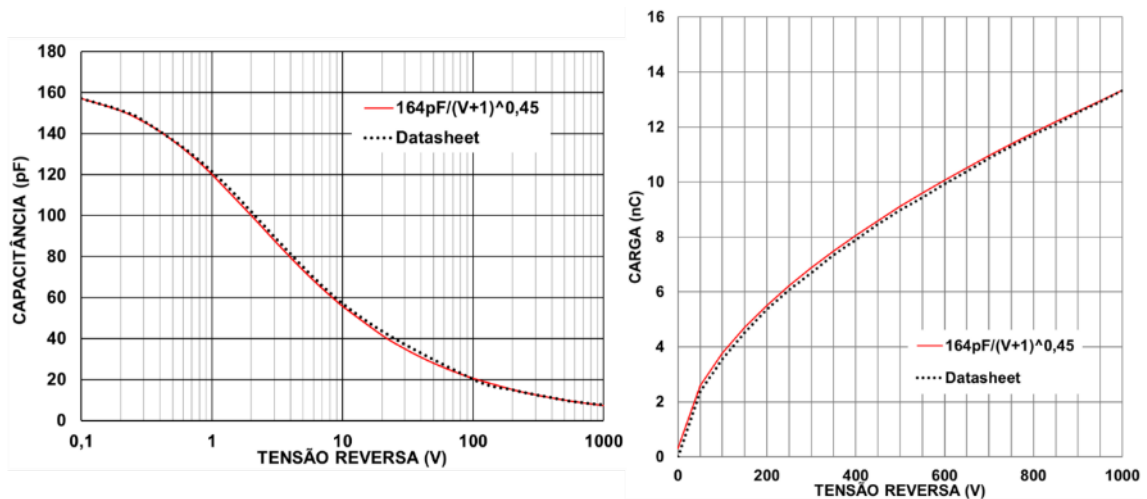
As Figuras 6.1 e 6.2 mostram as curvas de capacitância e carga em função da tensão reversa aplicada para os diodos C4D05120E e C4D02120E, apresentando boa concordância entre as curvas teóricas modeladas e os gráficos fornecidos pelo fabricante.

Figura 6.1 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D05120E



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.2 – Capacitância e carga do diodo em função da tensão reversa – Diodo C4D02120E

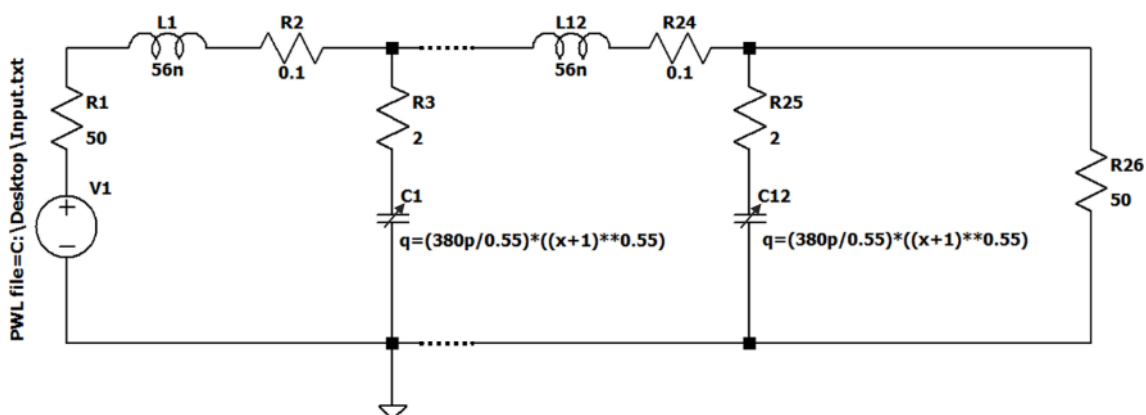


Fonte: Autoria própria.

6.2 LTNL#1 – LTNL capacitiva com 12 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH

As simulações referentes à LTNL#1 foram realizadas utilizando-se o *software* de modelagem de circuitos LT-SPICE XVII, cujo circuito simulado consiste em 12 seções LC concentradas, conforme apresentado na Figura 6.3. Indutores lineares fixos no valor de 56 nH foram utilizados. Os diodos de capacitância não linear foram modelados de acordo com sua função de carga em relação à tensão $Q(V)$ dada pela Equação 6.2. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, 0,1 Ω e 2,0 Ω . Um gerador de pulsos arbitrário alimenta a linha com as mesmas características do gerador modelo 9355-1, aplicando um pulso com amplitude de 500 V na entrada da LTNL, com largura de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50 Ω .

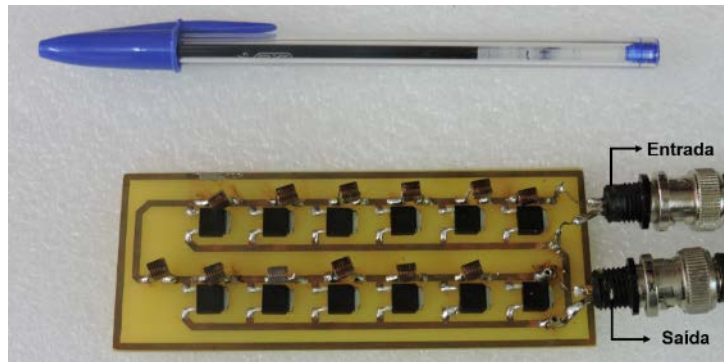
Figura 6.3 – Circuito simulado – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

A LTNL#1 foi implementada por meio de um protótipo construído em uma placa de circuito impresso (PCB) com 12 seções, como mostrado na Figura 6.4, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 56 nH e diodos Schottky de SiC, modelo C4D05120E, como elementos não lineares.

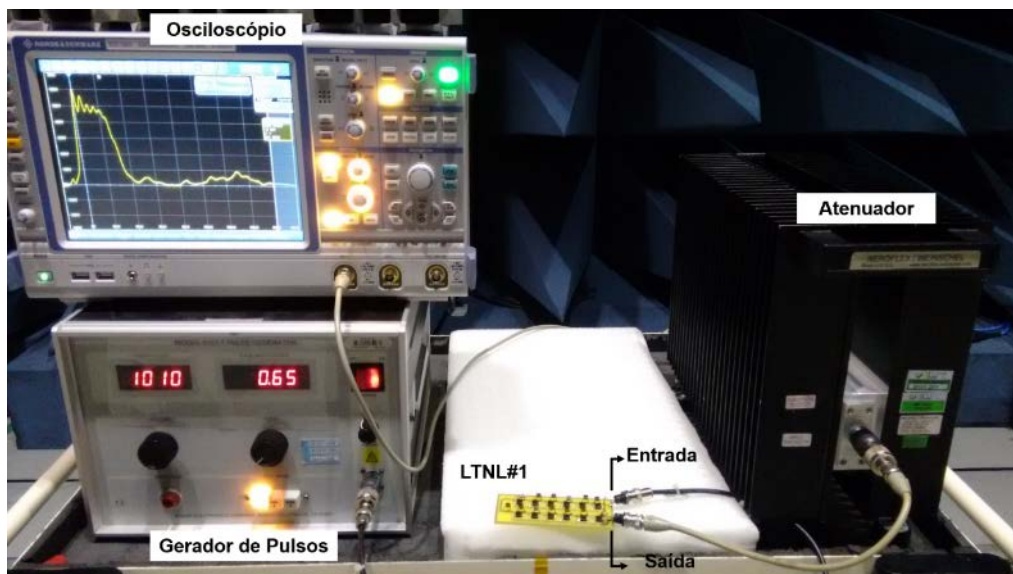
Figura 6.4 – Linha implementada – LTNL#1



Fonte: Aatoria própria.

Um gerador de pulso, modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, foi utilizado para produzir um pulso retangular com uma amplitude de 500 V na entrada da LTNL. O pulso tem uma largura de 34 ns com tempos de subida e descida de 1 ns. Assim, a condição de geração de sólitons ($\tau < \Delta T$) é satisfeita, certificando a produção de oscilações, onde $\Delta T = 43$ ns. Para realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50 Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão do fabricante Aeroflex, modelo 82-40-34, fornecendo uma impedância de saída de 50 Ω . A Figura 6.5 mostra o *setup* experimental implementado para os testes da LTNL#1.

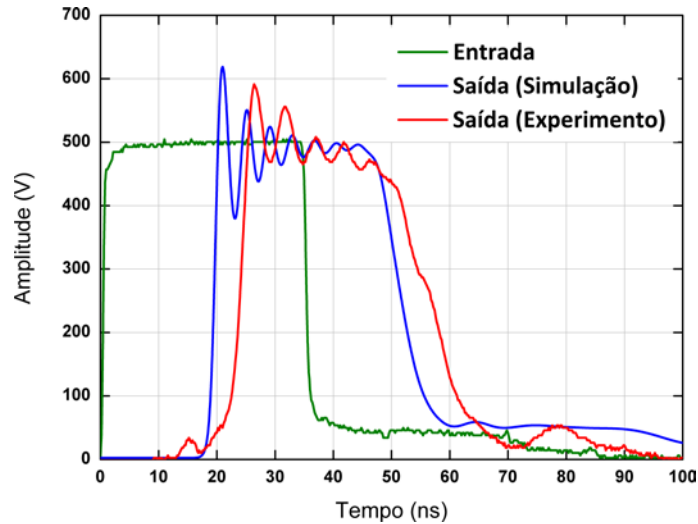
Figura 6.5 – *Setup* experimental implementado para os testes – LTNL#1



Fonte: Aatoria própria.

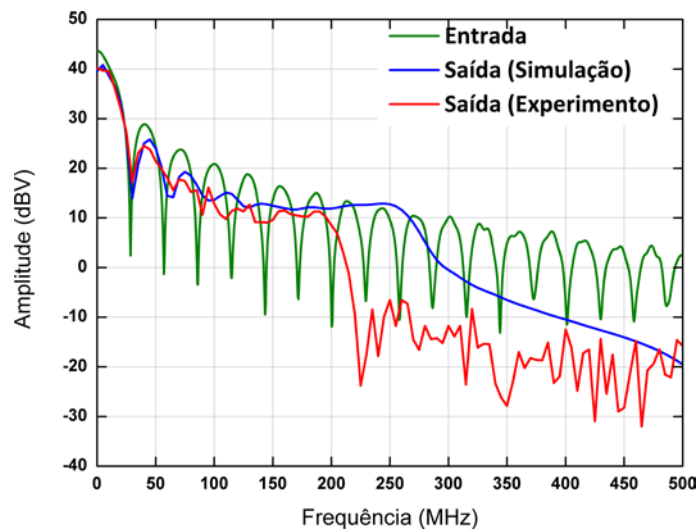
Os resultados experimentais e simulados para a LTNL#1 são apresentados nas Figuras 6.6 e 6.7, mostrados no domínio do tempo e frequência, respectivamente.

Figura 6.6 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.7 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

A comparação entre os resultados mostra um atraso de tempo menor para o resultado encontrado na saída do circuito simulado, com discrepância nas amplitudes das oscilações do pulso. Esta discrepância também pode ser

observada no domínio da frequência, onde os resultados experimentais apresentam uma menor frequência de oscilação. Este maior atraso de tempo obtido nas medidas experimentais pode ser explicado assumindo que, na prática, a capacitância C dos diodos utilizados apresenta seu valor de saturação acima do valor especificado pelo fabricante, fornecendo uma curva de saturação $C \times V$ mais lenta, associado ao efeito das impedâncias parasitas da placa de circuito impresso.

Deste modo, o estudo mais detalhado aponta que a melhor concordância entre os resultados simulados e experimentais é alcançada adicionando-se uma capacitância de ajuste (C_a) no circuito simulado, associada a cada elemento não linear utilizado. Assim, a partir da Equação 6.1, a equação da capacitância ajustada é dada por:

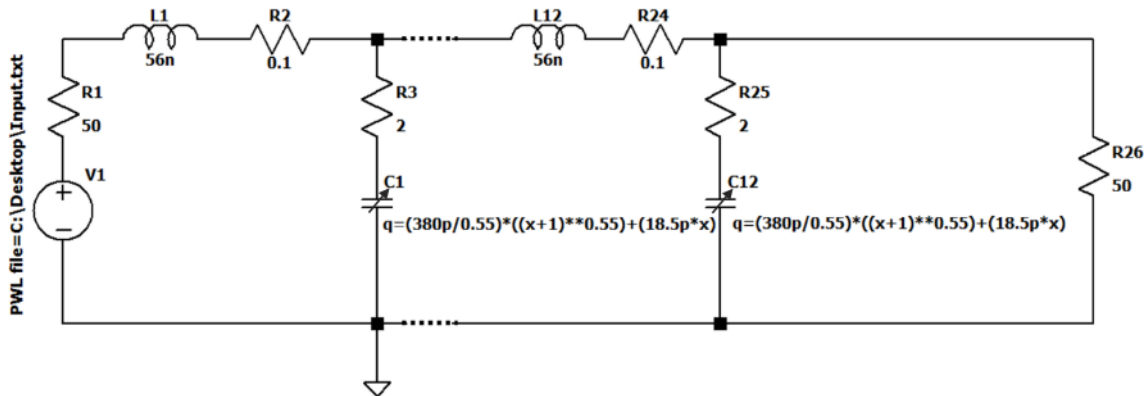
$$C(V) = \frac{380 \text{ pF}}{(V+1)^{0,45}} + C_a \quad (6.5)$$

E a respectiva função de carga ajustada é dada por:

$$Q(V) = \left(\frac{380 \text{ pF}}{0,55} \right) \cdot [(V + 1)^{0,55}] + (C_a \cdot V) \quad (6.6)$$

Considerando $C_a = 18,5 \text{ pF}$, a melhor concordância entre os resultados experimentais e simulados é alcançada, validando o modelo implementado. O comportamento não linear do diodo fornecido pelo *datasheet* do fabricante indica que para uma tensão reversa aplicada de 500 V o valor da capacitância fica em torno de 23,2 pF. Entretanto, a convergência entre os resultados experimentais e simulados foi alcançada considerando-se uma capacitância mínima de 41,7 pF (23,2 pF + 18,5 pF), indicando, na prática, a existência de impedâncias parasitas no circuito, que limitam a geração de frequência esperada. Nota-se, também, que o *datasheet* não fornece uma porcentagem de tolerância aceitável para o valor deste parâmetro, o qual pode ser influenciado por diversos fatores durante o processo de manufatura. A Figura 6.8 mostra o circuito simulado ajustado.

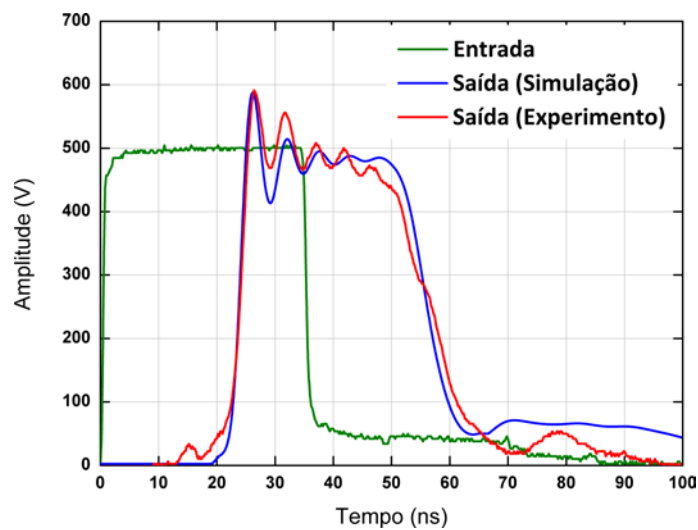
Figura 6.8 – Circuito simulado ajustado – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

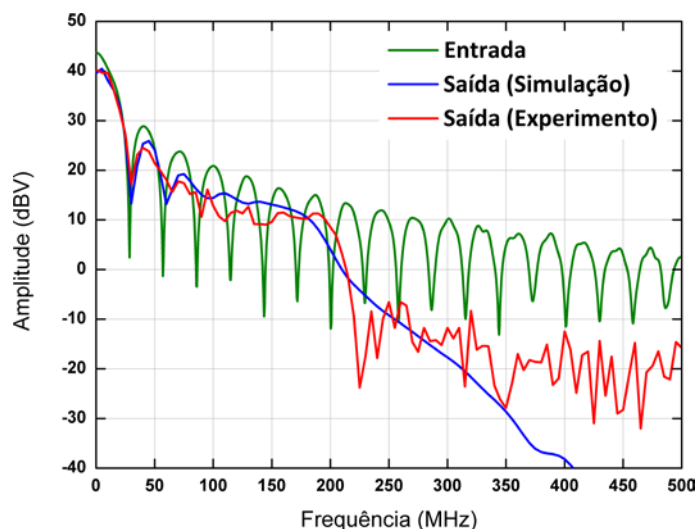
As Figuras 6.9 e 6.10 apresentam os resultados obtidos através das simulações ajustadas, fornecendo uma boa concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação da ordem de 200 MHz, próximo ao cálculo teórico da frequência de corte dada pela Equação 4.3, considerando o valor de $C(V_{max})$ ajustado.

Figura 6.9 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.10 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

O parâmetro VMD foi calculado a partir da Equação 4.5. Os valores para os sinais de saída simulado e experimental são, respectivamente, 83,37 V e 84,55 V. Da mesma forma, a potência média de pico na carga definida pela Equação 4.6 foi calculada e os valores são 34,75 W e 35,75 W para os sinais de saída simulada e experimental, respectivamente.

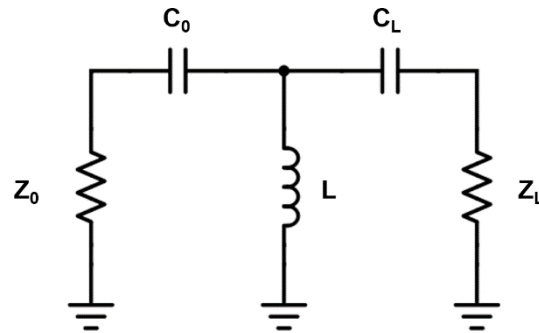
Com o objetivo de extrair o sinal de RF para a irradiação desse sinal através de uma antena, um circuito de desacoplamento foi implementado no final da LTNL, através de um circuito casador de impedâncias, removendo a componente DC do sinal de saída gerado pela LTNL. O diagrama apresentado na Figura 6.11 ilustra o *setup* utilizado. A Figura 6.12 mostra o casador de impedâncias do tipo “T” utilizado, onde Z_0 é a impedância da LTNL, C_0 é o capacitor conectado em série com a linha, L é o indutor de derivação, C_L é o capacitor em série conectado à carga e Z_L é a impedância de carga.

Figura 6.11 – Diagrama em blocos do *setup* implementado para os testes de irradiação – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.12 – Casador de impedâncias do tipo “T”



Fonte: Autoria própria.

Como a impedância característica da linha varia com a tensão inversa aplicada, a impedância da linha varia entre 12Ω e 38Ω . Assim, um valor médio de 25Ω foi utilizado como o valor de Z_0 . A impedância de carga (Z_L) é de 50Ω . Os componentes do circuito foram projetados de acordo com [45], sendo que:

$$Z' = Z_0(1 + Q_2^2) = 250 \Omega \quad (6.7)$$

Onde Z' é a impedância intermediária e o fator de qualidade de saída $Q_2 = 3$ foi escolhido de modo empírico como um parâmetro de projeto, otimizando os valores dos componentes comerciais disponíveis na implementação do circuito. O fator de qualidade de entrada Q_1 é dado por:

$$Q_1 = \sqrt{(Z'/Z_L) - 1} = 2 \quad (6.8)$$

A reatância em série da linha (X_0), a reatância em série da carga (X_L) e a reatância do indutor de derivação (B) são dados, respectivamente, por:

$$X_0 = Q_2 Z_0 = 75 \Omega \quad (6.9)$$

$$X_L = Q_1 Z_L = 100 \Omega \quad (6.10)$$

$$B = (Q_1 + Q_2)/Z' = 0,02 \Omega \quad (6.11)$$

Assim, para $f = 200 \text{ MHz}$, C_0 , C_L e L são dadas por:

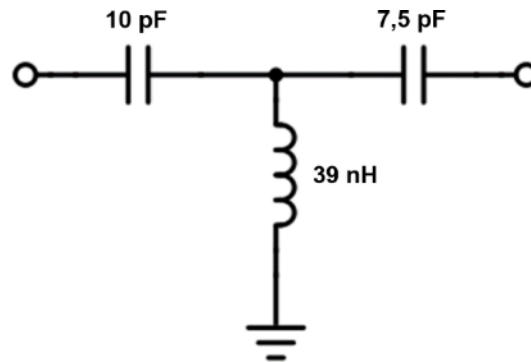
$$C_0 = 1/(2\pi f X_0) = 10,61 \text{ pF} \quad (6.12)$$

$$C_L = 1/(2\pi f X_L) = 7,95 \text{ pF} \quad (6.13)$$

$$L = 2\pi f B^{-1} = 1/(2\pi f B) = 39,78 \text{ nH} \quad (6.14)$$

A Figura 6.13 apresenta o circuito implementado, utilizando-se os componentes com valores comerciais padronizados.

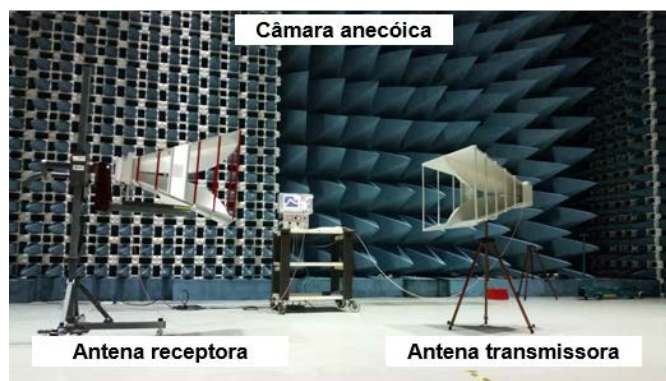
Figura 6.13 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

O sinal resultante foi irradiado por um sistema constituído de uma antena corneta piramidal de transmissão conectada na saída da LTNL e uma antena corneta piramidal de recepção, separadas por uma distância de 2 metros. A Figura 6.14 mostra o *setup* experimental utilizado para a realização dos testes de irradiação dentro de uma câmara anecóica blindada.

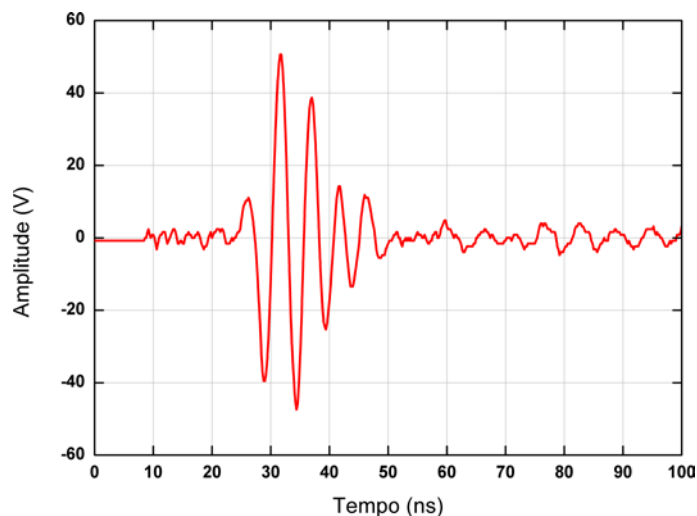
Figura 6.14 – *Setup* experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

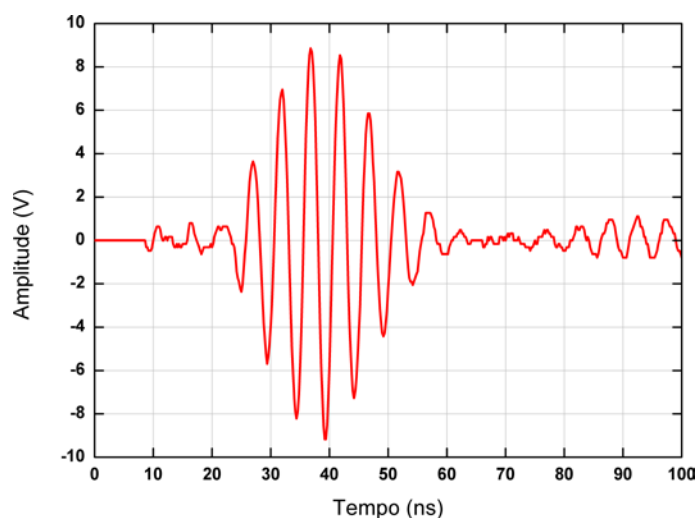
O sinal desacoplado injetado na entrada da antena de transmissão e o sinal recebido pela antena de recepção são apresentados nas Figuras 6.15 e 6.16, respectivamente.

Figura 6.15 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.16 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#1

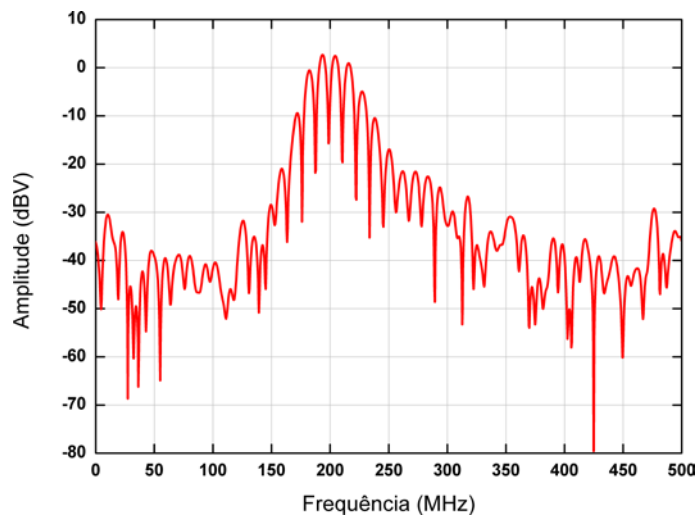


Fonte: Autoria própria.

De fato, a pequena diferença entre os formatos dos sinais relacionados às Figuras 6.15 e 6.16 foram também observados em [46], onde esta diferença é atribuída ao problema de *pulse spreading*, ocasionando o espalhamento do pulso e a diminuição do nível de potência do sinal. Assim, mesmo considerando que a antena do tipo corneta seja adequada para a irradiação de um sinal simétrico (Figura 6.15) a utilização de uma antena especial do tipo UWB (*Ultra*

Wide Band) pode ser considerada com a intenção de evitar o *pulse spreading* [47]. Entretanto, os resultados obtidos nos testes de irradiação, em torno de 200 MHz, estão de acordo com a frequência gerada na saída da linha, como apresentado na Figura 6.17.

Figura 6.17 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#1



Fonte: Autoria própria.

Da mesma forma, os parâmetros VMD e $P_{\text{média}}$ foram calculados a partir das Equações 4.5 e 4.6, para o sinal de saída desacoplado, cujos valores são, respectivamente, 69,96 V e 24,47 W. A potência máxima gerada, aplicada à antena transmissora, é de aproximadamente 50 W, correspondente ao quadrado do valor da tensão de pico do sinal desacoplado (50 V) dividido pela impedância da antena transmissora (50 Ω).

6.3 LTNL#2 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH

A LTNL#2 foi implementada por meio de um protótipo construído em uma placa de circuito impresso (PCB) com 24 seções, como mostrado na Figura 6.18, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 56 nH e diodos Schottky de SiC, modelo C4D05120E, como elementos não lineares.

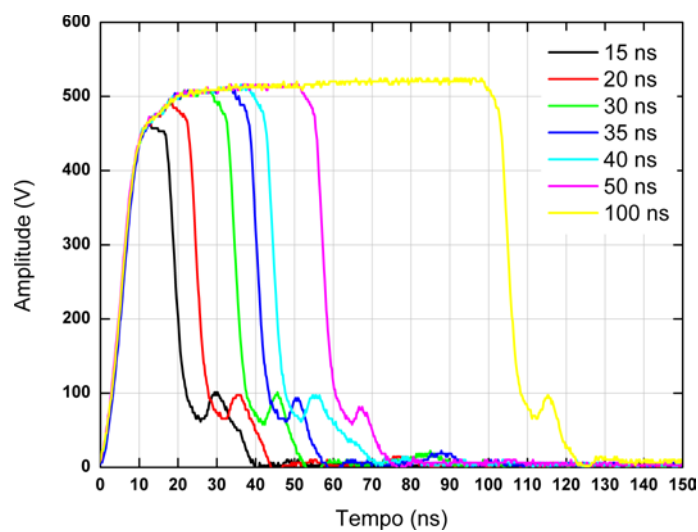
Figura 6.18 – Linha implementada – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

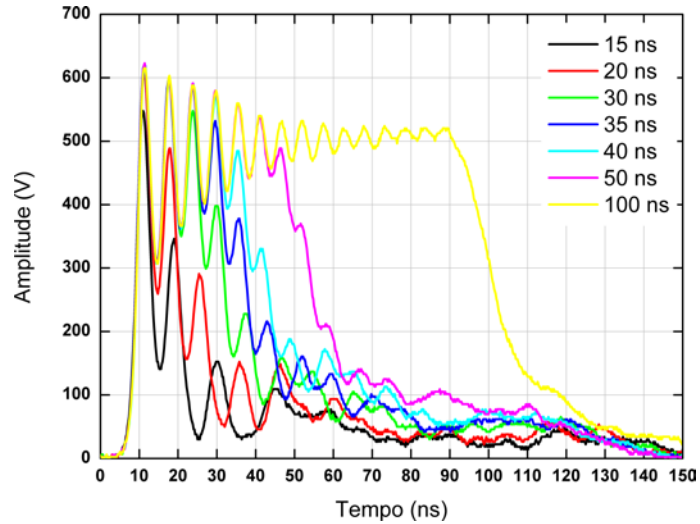
Inicialmente, um gerador com largura de pulso variável, modelo AVRZ-5W-B, do fabricante Avtech, foi utilizado para produzir um pulso retangular na entrada da linha, com larguras de 15 ns, 20 ns, 30 ns, 35 ns, 40 ns, 50 ns e 100 ns, com o objetivo de verificar a influência dessa variação no sinal de saída da linha. O pulso apresenta amplitude de 500 V, sendo este o máximo valor de amplitude fornecido pelo gerador. As Figuras 6.19, 6.20 e 6.21 apresentam os resultados dessa variação.

Figura 6.19 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#2



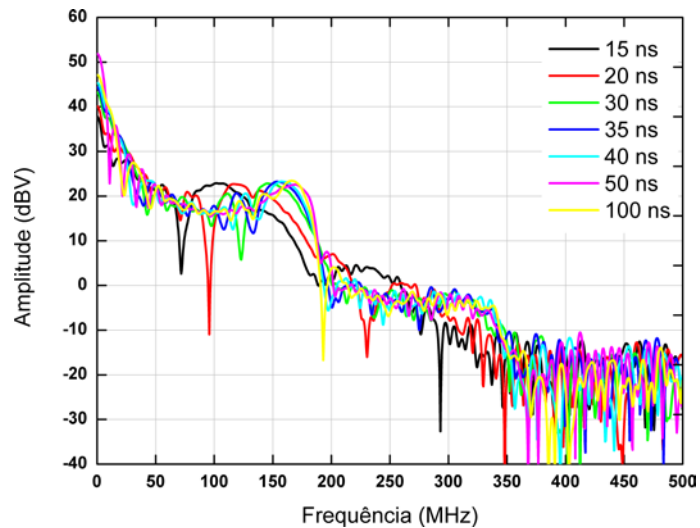
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.20 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.21 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#2



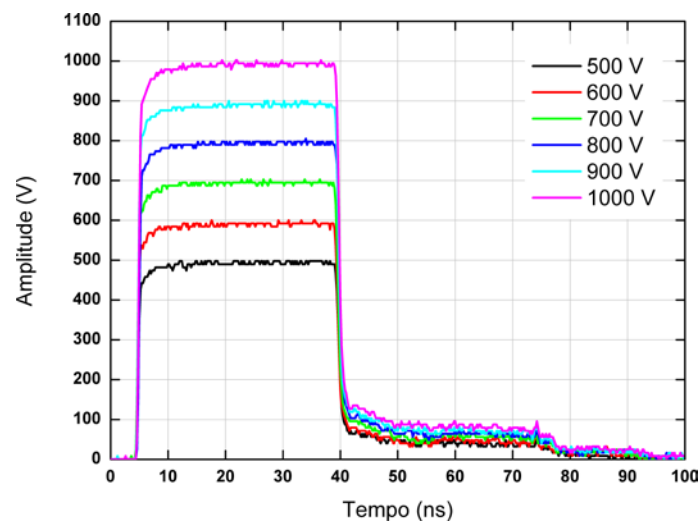
Fonte: Autoria própria.

Através dos resultados obtidos percebe-se que, de fato, o gerador somente atinge os 500 V configurados a partir da largura de 30 ns. Além disso, observa-se que a frequência máxima gerada é praticamente a mesma, para cada valor

de largura de pulso configurado, com exceção das larguras de 15 ns e 20 ns, que apresentam frequências inferiores.

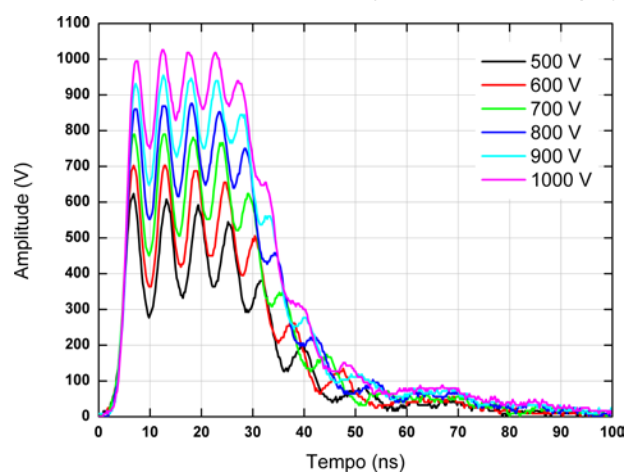
A segunda verificação realizada trata da variação do valor da amplitude do pulso de entrada, através da utilização do gerador 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, produzindo pulsos retangulares na entrada da linha, com amplitudes de 500 V, 600 V, 700 V, 800 V, 900 V e 1000 V, com o objetivo de verificar a influência dessa variação no sinal de saída da linha. O pulso apresenta largura fixa de 34 ns, valor padrão fornecido pelo gerador. As Figuras 6.22, 6.23 e 6.24 apresentam os resultados dessa variação.

Figura 6.22 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#2



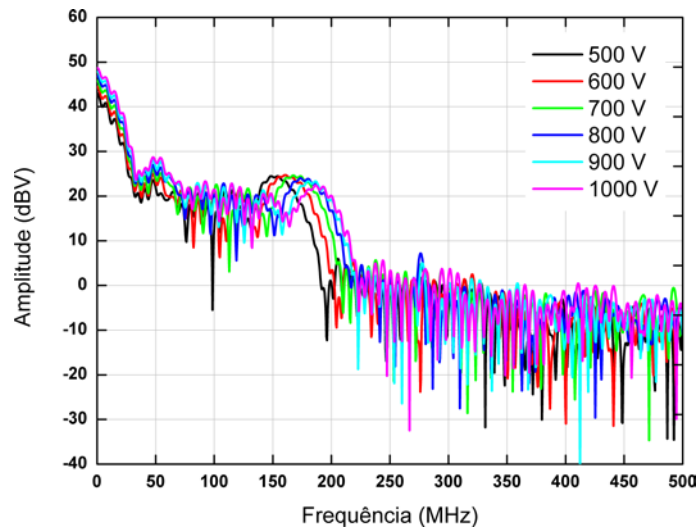
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.23 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.24 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#2

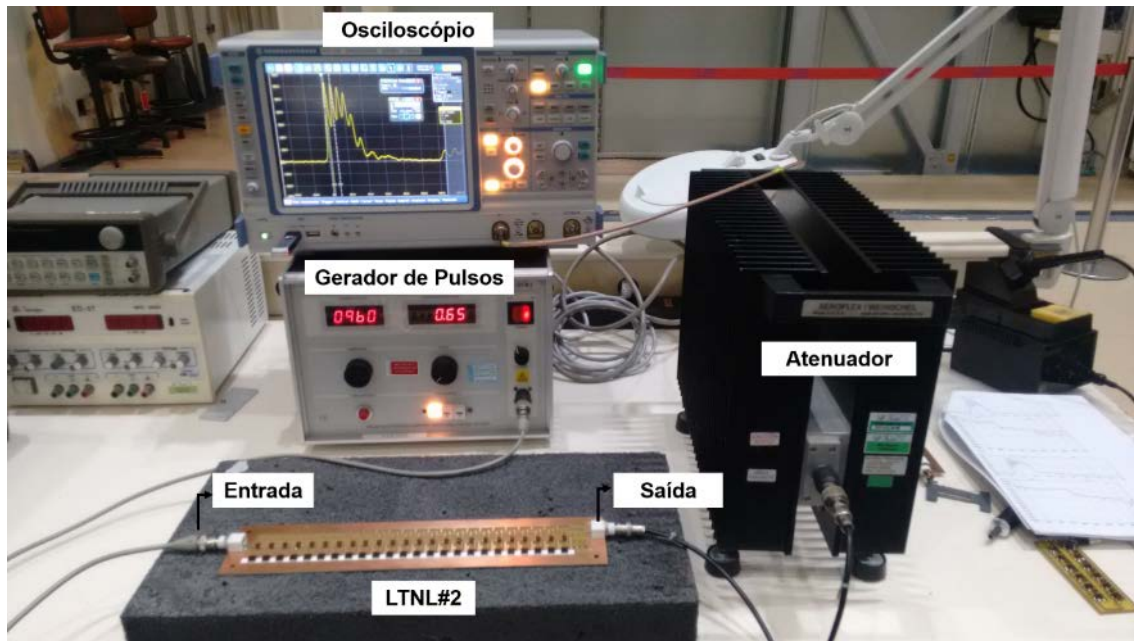


Fonte: Autoria própria.

A análise dos resultados obtidos mostra que há um compromisso entre o aumento da tensão de entrada e o VMD do sinal de saída. A partir dos 700 V há uma distorção no sinal de saída, com diminuição do VMD.

A partir dos resultados verificados, definiu-se que a melhor condição para a realização da investigação experimental do desempenho da linha seria através da utilização do gerador modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, com amplitude do pulso de entrada em 700 V e largura fixa de 34 ns. O pulso retangular apresenta tempos de subida e descida de 1 ns, satisfazendo, assim, a condição de geração de sólitons ($\tau_r < \Delta T$) e certificando a produção de oscilações, onde $\Delta T = 85,3$ ns. Para se realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão do fabricante Aeroflex, modelo 82-40-34, fornecendo uma impedância de saída de 50Ω . A Figura 6.25 mostra o *setup* experimental implementado para os testes da LTNL#2.

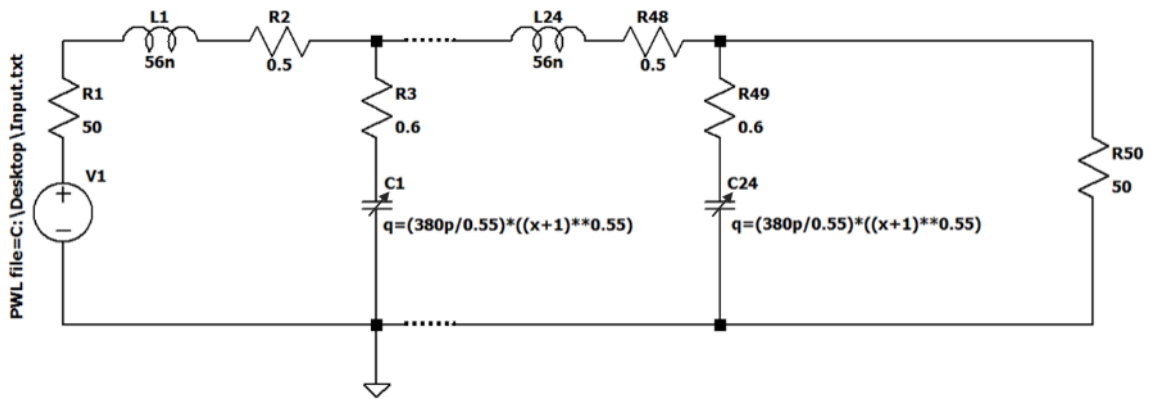
Figura 6.25 – Setup experimental implementado para os testes – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

As simulações referentes à LTNL#2 foram realizadas, também, utilizando-se o *software* de modelagem de circuitos LT-SPICE XVII, cujo circuito simulado consiste em 24 seções LC concentradas, conforme apresentado na Figura 6.26. Indutores lineares fixos no valor de 56 nH foram utilizados. Os diodos de capacitância não linear foram modelados de acordo com sua função de carga em relação à tensão $Q(V)$ dada pela Equação 6.2. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, $0,5 \Omega$ e $0,6 \Omega$. Um gerador de pulsos arbitrário alimenta a linha com as mesmas características do gerador modelo 9355-1, aplicando um pulso com amplitude de 700 V na entrada da LTNL, com largura de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50Ω .

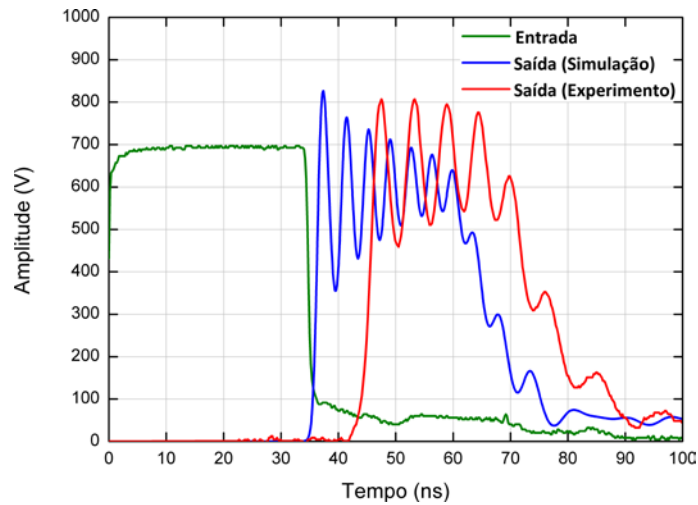
Figura 6.26 – Circuito simulado – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

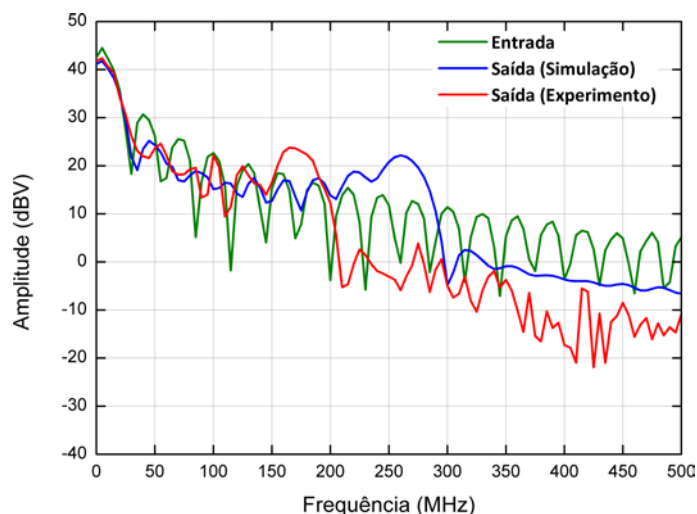
Os resultados experimentais e simulados para a LTNL#2 são apresentados nas Figuras 6.27 e 6.28, mostrados no domínio do tempo e frequência, respectivamente.

Figura 6.27 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

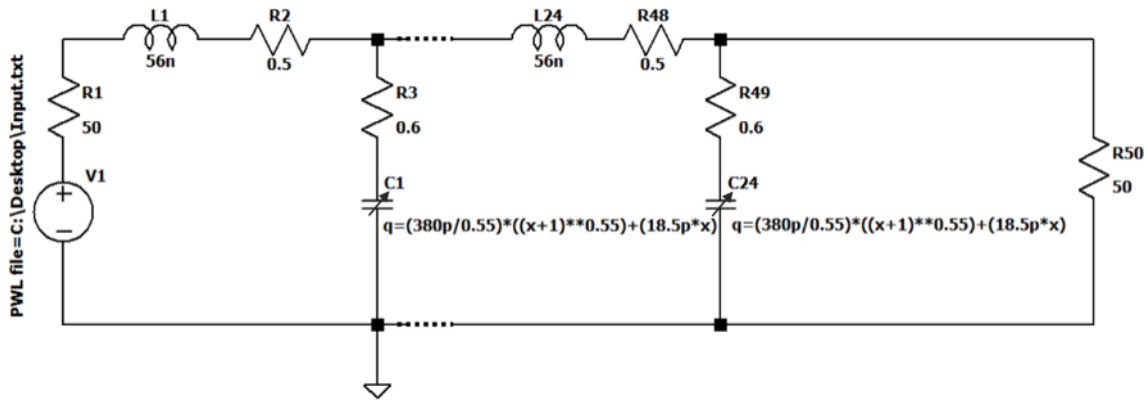
Figura 6.28 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

A comparação entre os resultados mostra, mais uma vez, um atraso de tempo menor para o resultado encontrado na saída do circuito simulado, com discrepância nas amplitudes das oscilações do pulso, podendo ser observada também no domínio da frequência, onde os resultados experimentais apresentam uma menor frequência de oscilação. Considera-se, também neste caso, que estes resultados são causados pelo efeito das impedâncias parasitas do circuito, associado à variação superior do valor de capacitância dos diodos utilizados. Assim, o conceito de capacitância de ajuste foi aplicado, também, à LTNL#2 e considerando-se $C_a = 18,5 \text{ pF}$ associado a cada elemento não linear utilizado na simulação, a melhor concordância entre os resultados experimentais e simulados é alcançada. O comportamento não linear do diodo fornecido pelo *datasheet* do fabricante indica que para uma tensão reversa aplicada de 700 V o valor da capacitância fica em torno de 20 pF. Entretanto, a convergência entre os resultados experimentais e simulados foi alcançada considerando-se uma capacitância mínima de 38,5 pF (20 pF + 18,5 pF). A Figura 6.29 mostra o circuito simulado ajustado.

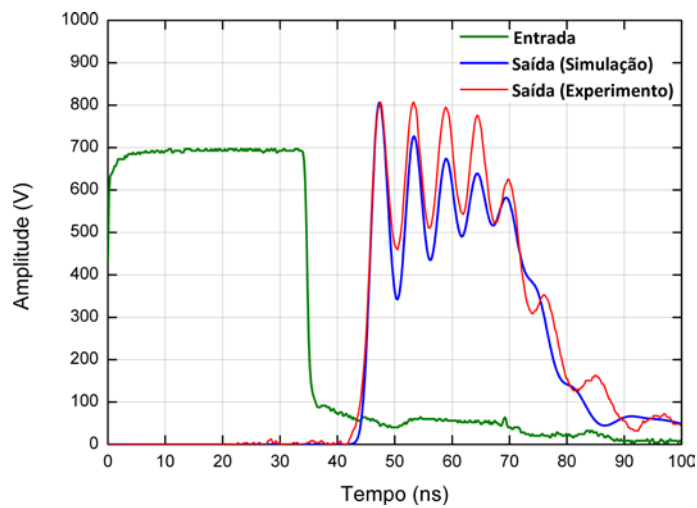
Figura 6.29 – Circuito simulado ajustado – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

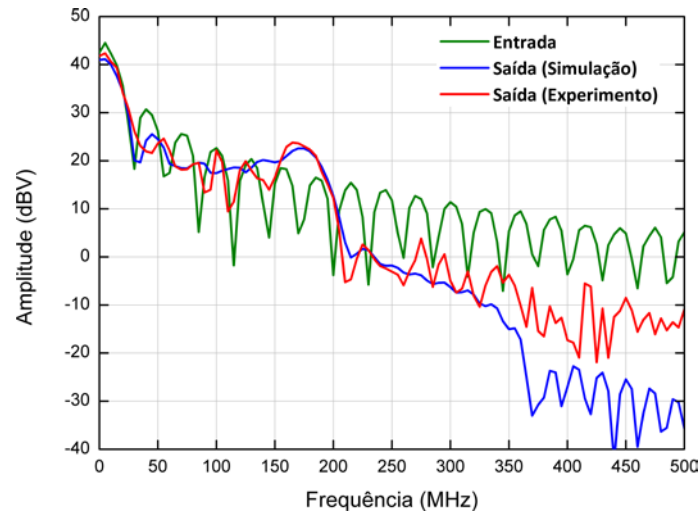
As Figuras 6.30 e 6.31 apresentam os resultados obtidos através das simulações ajustadas, fornecendo uma boa concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação da ordem de 180 MHz, valor um pouco abaixo ao cálculo teórico da frequência de corte dada pela Equação 4.3, considerando o valor de $C(V_{max})$ ajustado.

Figura 6.30 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.31 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

O parâmetro VMD foi calculado e os valores para os sinais de saída simulado e experimental são, respectivamente, 313,38 V e 296,32 V. A potência média de pico na carga calculada é 491,02 W e 439,02 W para os sinais de saída simulada e experimental, respectivamente. Com relação à LTNL#1 houve o aumento dos valores de VMD e potência média, conforme esperado, dado o aumento da amplitude do pulso de entrada e do número de seções da LTNL#2.

Também, com o objetivo de extrair o sinal de RF para a irradiação desse sinal através de uma antena, um circuito de desacoplamento foi implementado no final da LTNL, conforme mostrado anteriormente nas Figuras 6.11 e 6.12.

O valor médio da impedância característica considerado foi de 25 Ω ($Z_{0(\min)} = 12 \Omega$ e $Z_{0(\max)} = 38 \Omega$), o fator de qualidade da saída $Q_2 = 3$ e a impedância de carga (Z_L) é igual a 50 Ω . Deste modo, para $f = 180$ MHz, os valores calculados para os componentes do circuito são:

$$Z' = Z_0(1 + Q_2^2) = 250 \Omega \quad (6.15)$$

$$Q_1 = \sqrt{(Z'/Z_L) - 1} = 2 \quad (6.16)$$

$$X_0 = Q_2 Z_0 = 75 \Omega \quad (6.17)$$

$$X_L = Q_1 Z_L = 100 \Omega \quad (6.18)$$

$$B = (Q_1 + Q_2)/Z' = 0,02 \Omega \quad (6.19)$$

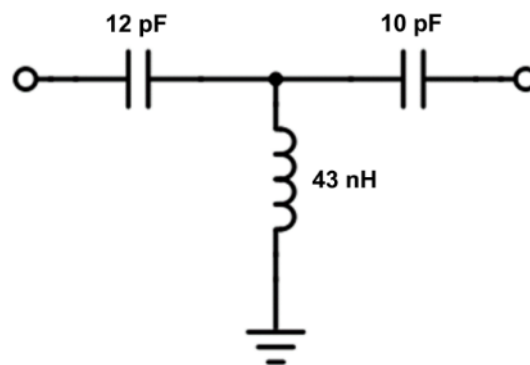
$$C_0 = 1/(2\pi f X_0) = 11,79 \text{ pF} \quad (6.20)$$

$$C_L = 1/(2\pi f X_L) = 8,84 \text{ pF} \quad (6.21)$$

$$L = 1/(2\pi f B) = 44,20 \text{ nH} \quad (6.22)$$

A Figura 6.32 apresenta o circuito implementado utilizando-se os componentes com valores comerciais padronizados.

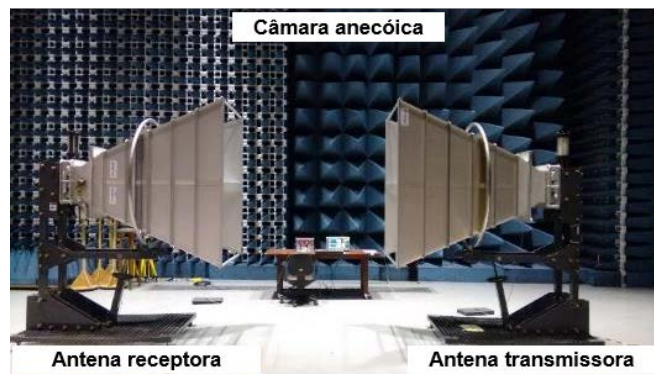
Figura 6.32 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

O sinal resultante foi irradiado por um sistema constituído de uma antena corneta piramidal de transmissão conectada na saída da LTNL e uma antena corneta piramidal de recepção, separadas por uma distância de 2 metros. A Figura 6.33 mostra o *setup* experimental utilizado para a realização dos testes de irradiação dentro de uma câmara anecóica blindada.

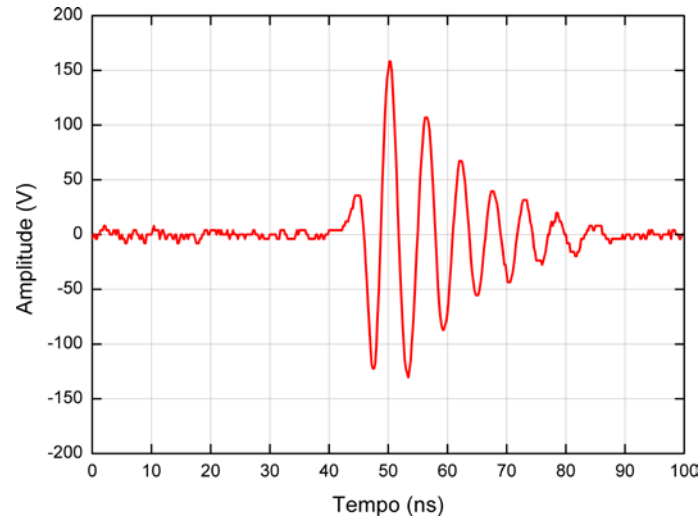
Figura 6.33 – *Setup* experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

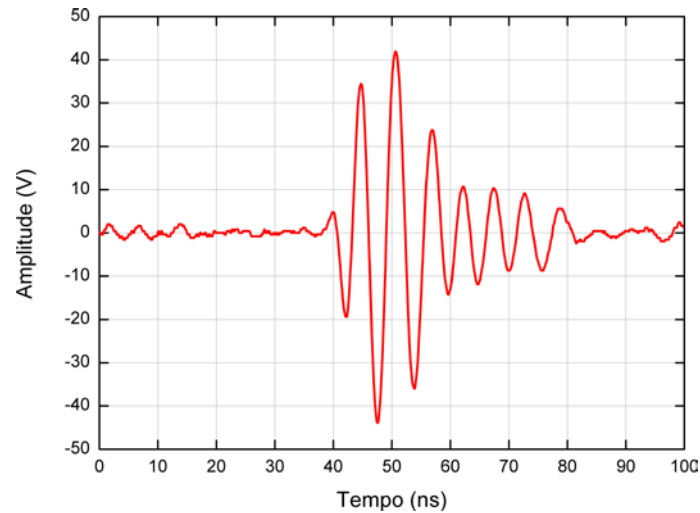
O sinal desacoplado injetado na entrada da antena de transmissão e o sinal recebido pela antena de recepção são apresentados nas Figuras 6.34 e 6.35, respectivamente.

Figura 6.34 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

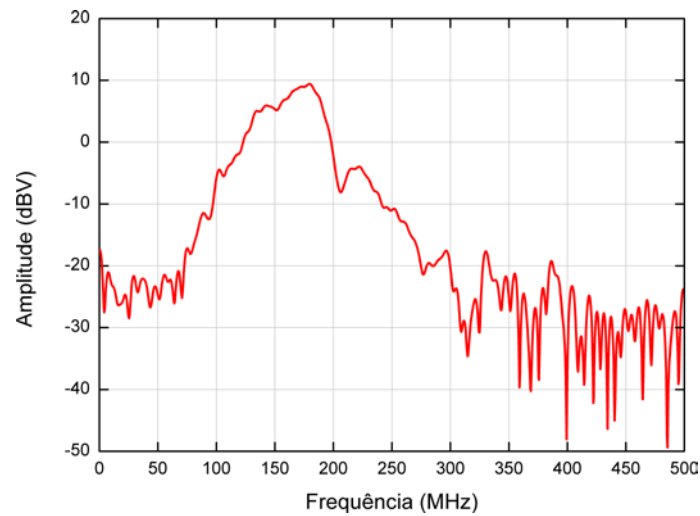
Figura 6.35 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#2



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos nos testes de irradiação, em torno de 180 MHz, estão de acordo com a frequência gerada na saída da linha, como apresentado na Figura 6.36.

Figura 6.36 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#2



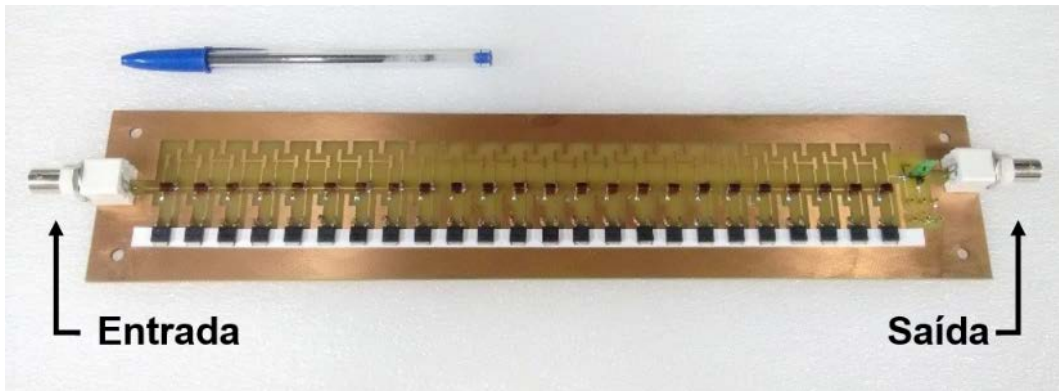
Fonte: A autoria própria.

Da mesma forma, os parâmetros VMD e $P_{média}$ foram calculados para o sinal de saída desacoplado, cujos valores são, respectivamente, 213,92 V e 228,81 W. A potência máxima gerada, aplicada à antena transmissora, é de aproximadamente 450 W, correspondente ao quadrado do valor da tensão de pico do sinal desacoplado (150 V) dividido pela impedância da antena transmissora (50 Ω).

6.4 LTNL#3 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 56 nH

A LTNL#3 foi implementada por meio de uma placa de circuito impresso (PCB) com 24 seções, como mostrado na Figura 6.37, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 56 nH e diodos Schottky de SiC, modelo C4D02120E, como elementos não lineares.

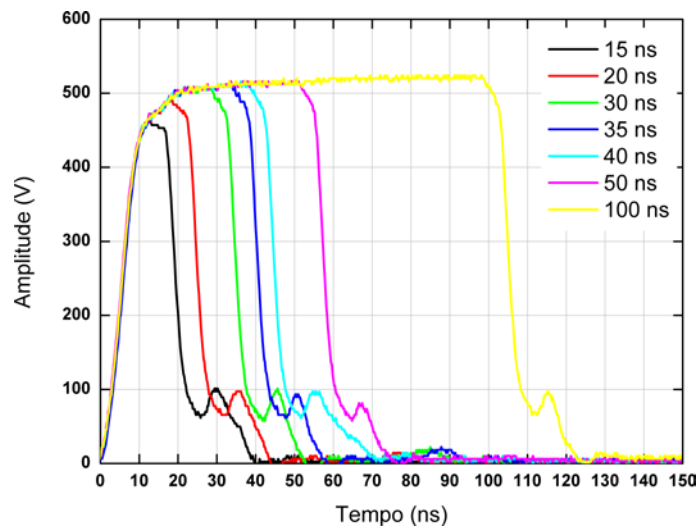
Figura 6.37 – Linha implementada – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

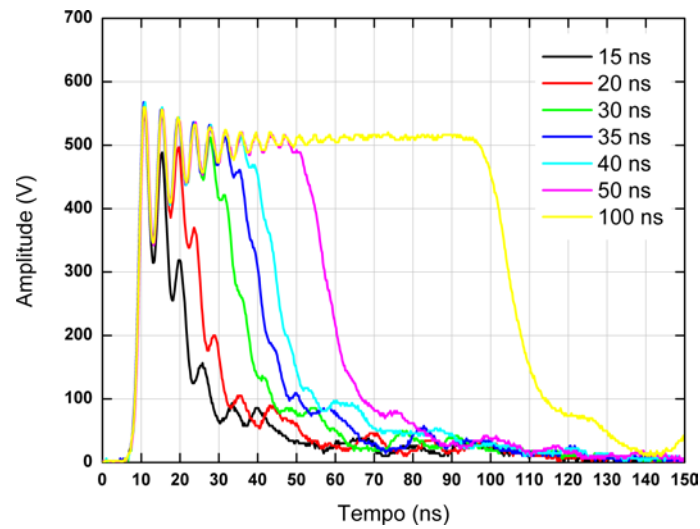
O gerador com largura de pulso variável, modelo AVRZ-5W-B, do fabricante Avtech, foi utilizado para produzir um pulso retangular de 500 V de amplitude na entrada da LTNL#3, com larguras de 15 ns, 20 ns, 30 ns, 35 ns, 40 ns, 50 ns e 100 ns, com o objetivo de verificar a influência dessa variação no sinal de saída da linha. As Figuras 6.38, 6.39 e 6.40 apresentam os resultados dessa variação.

Figura 6.38 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#3



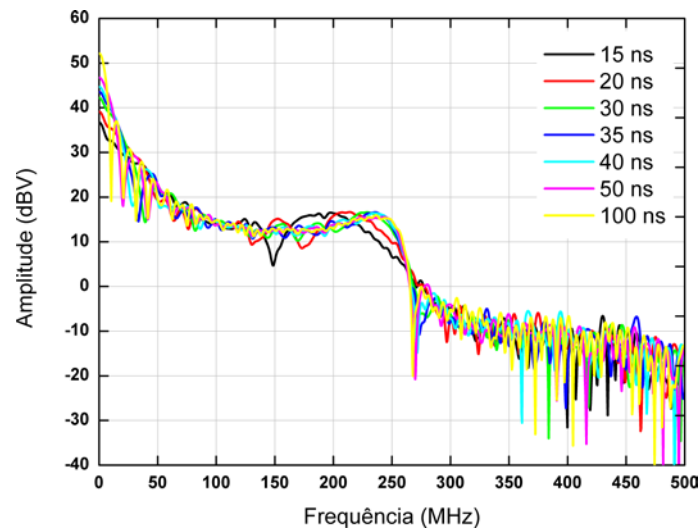
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.39 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.40 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#3

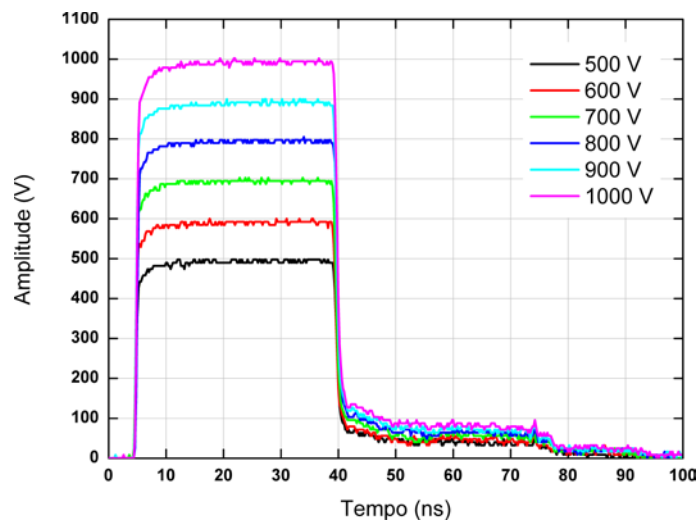


Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos mostram, como já verificado na LTNL#2, que o gerador somente atinge os 500 V configurados a partir da largura de 30 ns e que a frequência máxima gerada é praticamente a mesma, para cada valor de largura de pulso configurado, com exceção das larguras de 15 ns e 20 ns, que apresentam frequências inferiores.

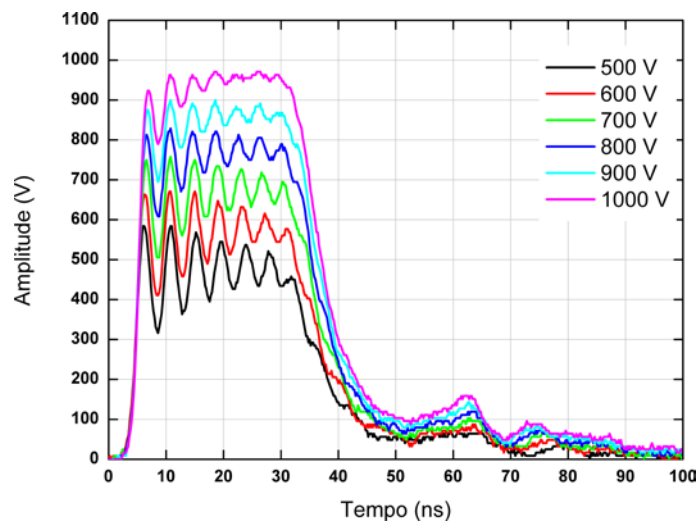
A variação do valor da amplitude do pulso de entrada foi feita também para a LTNL#3, através da utilização do gerador 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, produzindo pulsos retangulares na entrada da linha, com amplitudes de 500 V, 600 V, 700 V, 800 V, 900 V e 1000 V. O pulso apresenta largura fixa de 34 ns, valor padrão fornecido pelo gerador. As Figuras 6.41, 6.42 e 6.43 apresentam os resultados dessa variação.

Figura 6.41 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#3



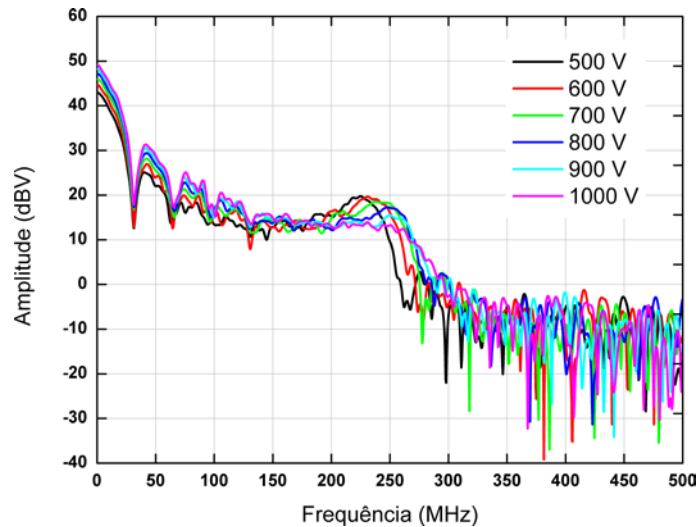
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.42 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.43 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#3

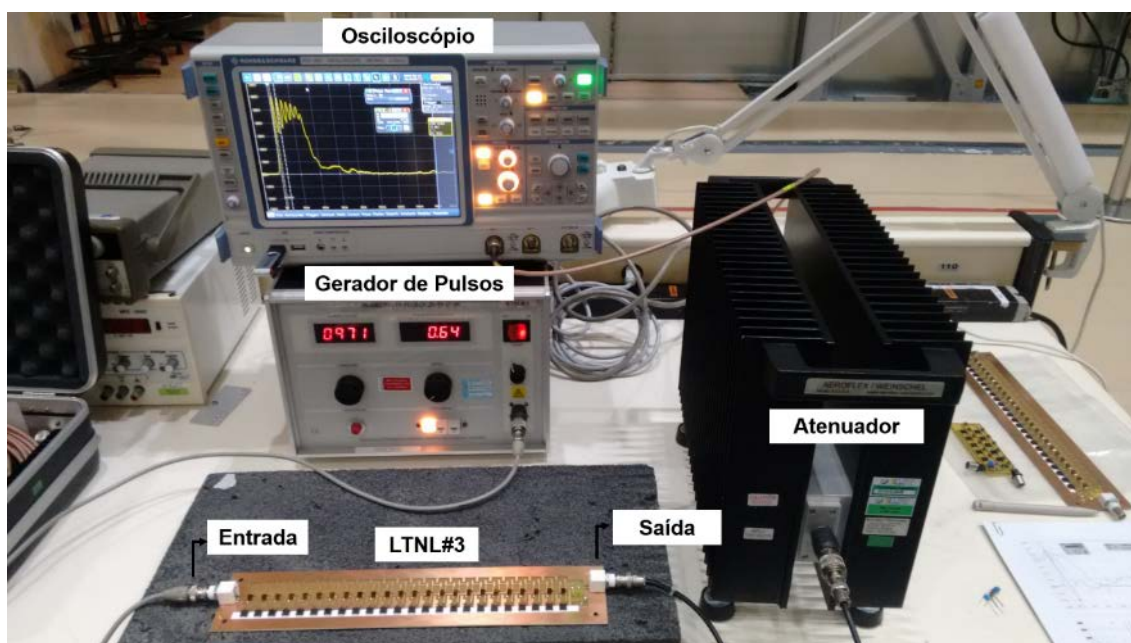


Fonte: Autoria própria.

A análise dos resultados obtidos mostra, mais uma vez, que há um compromisso entre o aumento da tensão de entrada e o VMD do sinal de saída e que, a partir dos 700 V, há uma distorção no sinal de saída, com diminuição do VMD.

Deste modo, foi definido, a partir dos resultados verificados, que a melhor condição para a realização da investigação experimental do desempenho da linha seria através da utilização do gerador modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, com amplitude do pulso de entrada em 700 V, largura fixa de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns, satisfazendo, assim, a condição de geração de sólitons ($\tau < \Delta T$) e certificando a produção de oscilações, onde $\Delta T = 56$ ns. Para se realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50 Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão do fabricante Aeroflex, modelo 82-40-34, fornecendo uma impedância de saída de 50 Ω . A Figura 6.44 mostra o *setup* experimental implementado para os testes da LTNL#3.

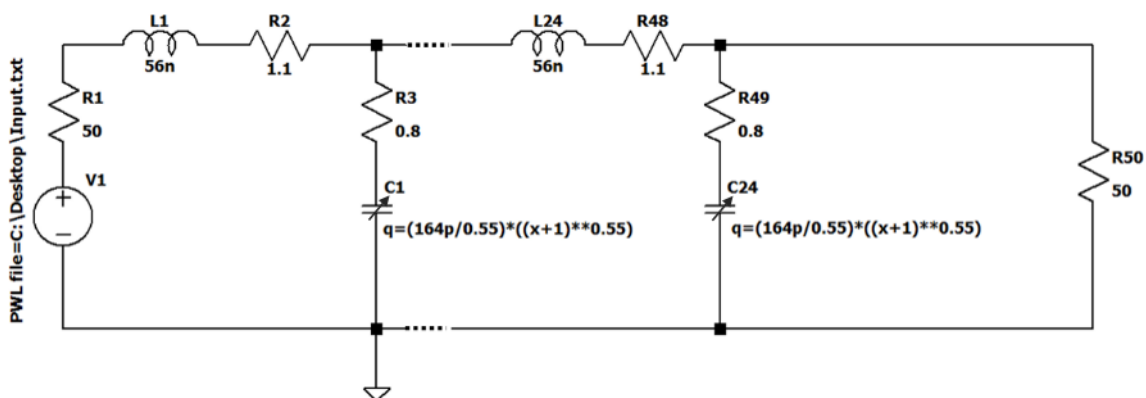
Figura 6.44 – Setup experimental implementado para os testes – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

O *software* de modelagem de circuitos LT-SPIICE XVII foi utilizado para a realização das simulações referentes à LTNL#3, cujo circuito simulado consiste em 24 seções LC concentradas, conforme apresentado na Figura 6.45. Indutores lineares fixos no valor de 56 nH foram utilizados. Os diodos de capacitância não linear foram modelados de acordo com sua função de carga em relação à tensão $Q(V)$ dada pela Equação 6.4. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, 1,1 Ω e 0,8 Ω . Um gerador de pulsos arbitrário alimenta a linha com as mesmas características do gerador modelo 9355-1, aplicando um pulso com amplitude de 700 V na entrada da LTNL, com largura de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50 Ω .

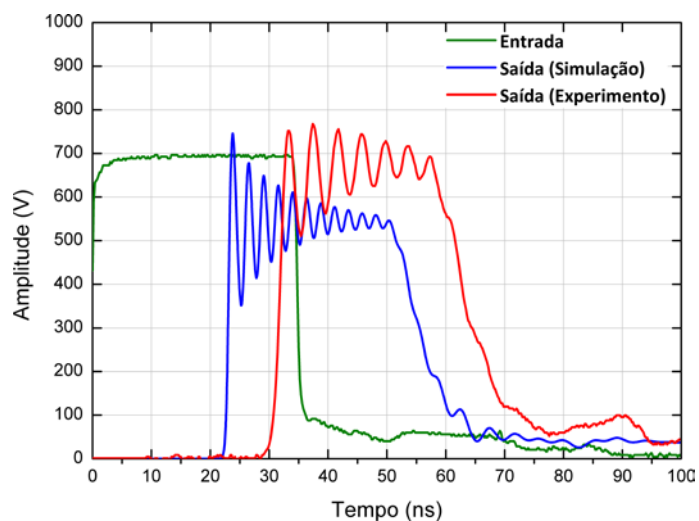
Figura 6.45 – Circuito simulado – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

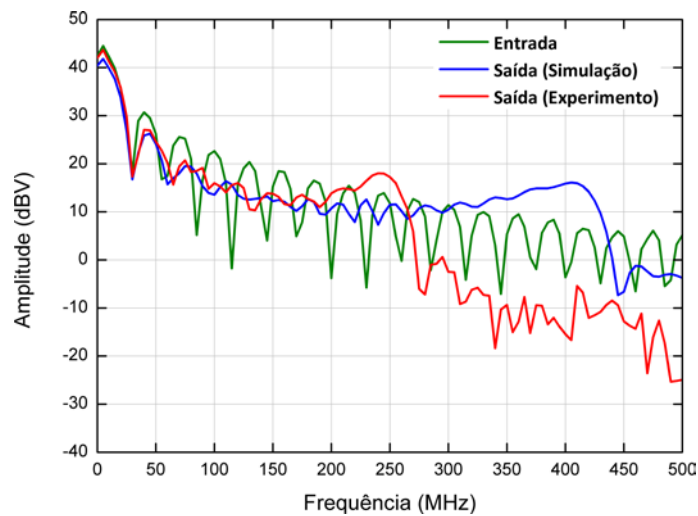
Os resultados experimentais e simulados para a LTNL#3 são apresentados nas Figuras 6.46 e 6.47, mostrados no domínio do tempo e frequência, respectivamente.

Figura 6.46 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

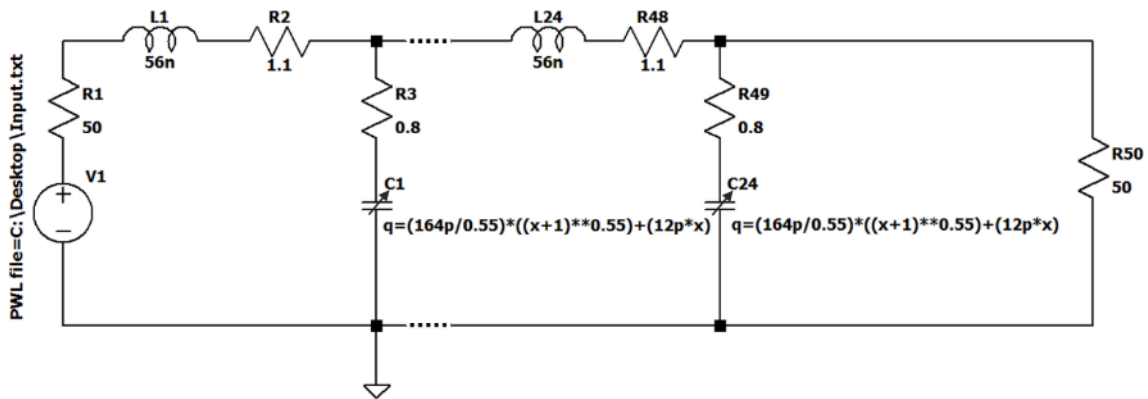
Figura 6.47 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

Como nas linhas anteriores, as comparações entre os resultados mostram diferenças entre os sinais simulados e experimentais, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, demonstrando novamente os efeitos das impedâncias parasitas e da variação da curva de saturação C_xV dos diodos não lineares utilizados. Aplicando-se o conceito de capacitância de ajuste à LTNL#3, a melhor concordância é alcançada considerando-se $C_a = 12$ pF associado a cada elemento não linear utilizado na simulação. O comportamento não linear do diodo fornecido pelo *datasheet* do fabricante indica que para uma tensão reversa aplicada de 700 V o valor da capacitância fica em torno de 8,6 pF, sendo que a convergência entre os resultados experimentais e simulados foi alcançada considerando-se uma capacitância mínima de 20,6 pF (8,6 pF + 12 pF). A Figura 6.48 mostra o circuito simulado ajustado.

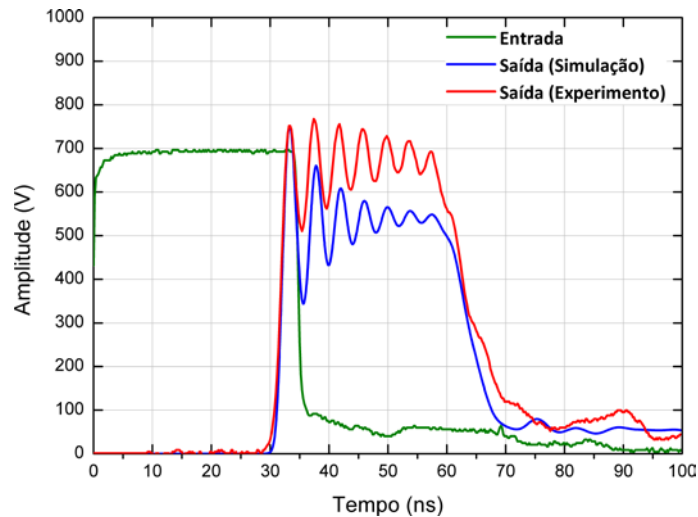
Figura 6.48 – Circuito simulado ajustado – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

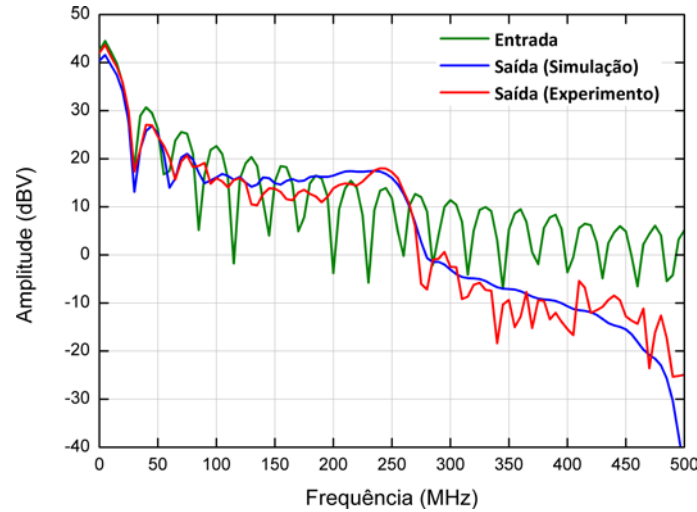
As Figuras 6.49 e 6.50 apresentam os resultados obtidos através das simulações ajustadas, fornecendo uma boa concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação da ordem de 240 MHz, valor um pouco abaixo ao cálculo teórico da frequência de corte dada pela Equação 4.3, considerando o valor de $C(V_{max})$ ajustado, como no caso da linha anterior (LTNL#2).

Figura 6.49 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.50 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

O valor do parâmetro VMD foi calculado para os sinais de saída simulado e experimental sendo, respectivamente, 254,95 V e 197,38 V. O valor calculado da potência média de pico na carga é de 325,01 W e 194,80 W para os sinais de saída simulada e experimental, respectivamente.

O circuito de desacoplamento utilizado para a extração do sinal de RF também foi implementado no final da LTNL. Os valores calculados para os componentes do circuito, considerando $Z_{0(méd)} = 35 \Omega$ ($Z_{0(mín)} = 18 \Omega$ e $Z_{0(máx)} = 52 \Omega$), $Z_L = 50 \Omega$, $Q_2 = 2,5$ e $f = 240$ MHz, são apresentados abaixo:

$$Z' = Z_0(1 + Q_2^2) = 253,75 \Omega \quad (6.23)$$

$$Q_1 = \sqrt{(Z'/Z_L) - 1} = 2,01 \quad (6.24)$$

$$X_0 = Q_2 Z_0 = 87,5 \Omega \quad (6.25)$$

$$X_L = Q_1 Z_L = 100,93 \Omega \quad (6.26)$$

$$B = (Q_1 + Q_2)/Z' = 0,017 \Omega \quad (6.27)$$

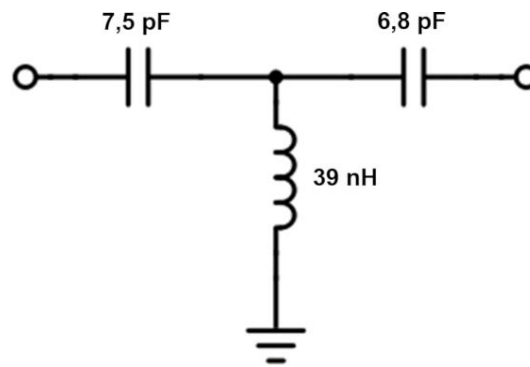
$$C_0 = 1/(2\pi f X_0) = 7,58 \text{ pF} \quad (6.28)$$

$$C_L = 1/(2\pi f X_L) = 6,57 \text{ pF} \quad (6.29)$$

$$L = 1/(2\pi f B) = 37,20 \text{ nH} \quad (6.30)$$

A Figura 6.51 apresenta o circuito implementado utilizando-se os componentes com valores comerciais disponíveis.

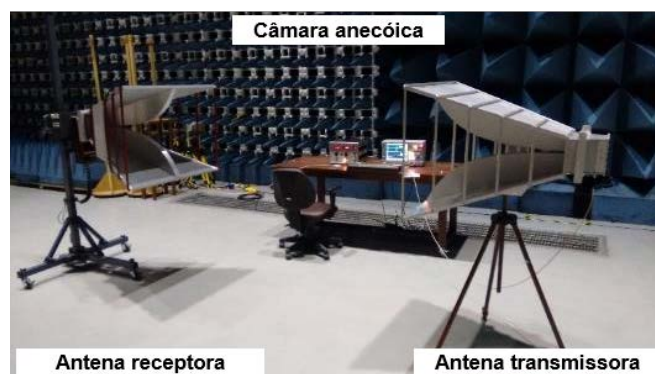
Figura 6.51 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

O *setup* de irradiação do sinal resultante foi novamente implementado através de um conjunto de antenas cornetas piramidais, utilizadas na transmissão e recepção do sinal, separadas por uma distância de 2 metros, dentro de uma câmara anecóica blindada, conforme mostrado na Figura 6.52.

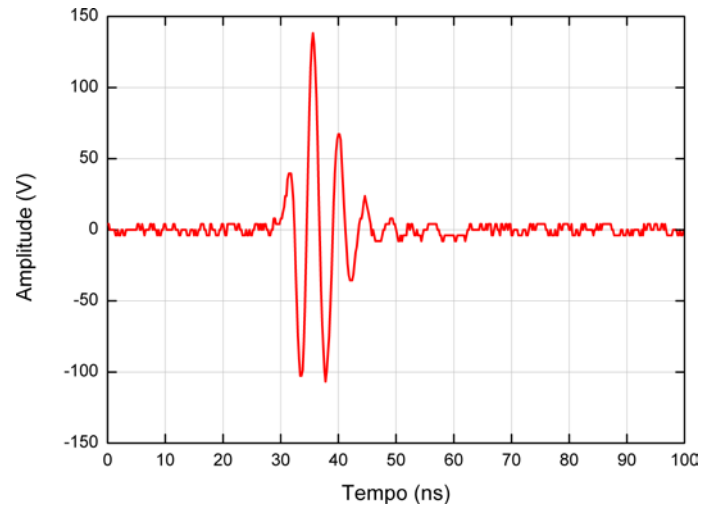
Figura 6.52 – *Setup* experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

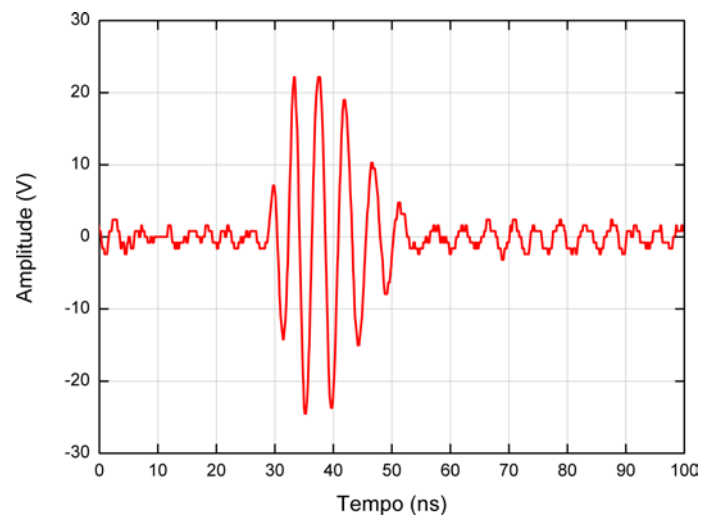
O sinal desacoplado injetado na entrada da antena de transmissão e o sinal recebido pela antena de recepção são apresentados nas Figuras 6.53 e 6.54, respectivamente.

Figura 6.53 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

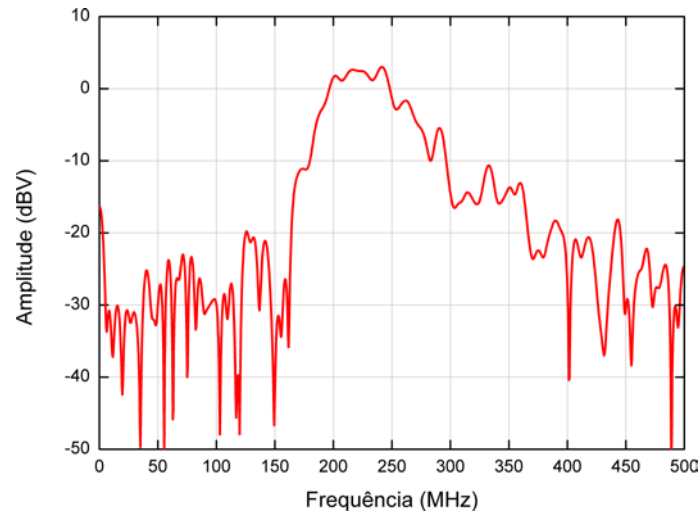
Figura 6.54 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#3



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos nos testes de irradiação, em torno de 240 MHz, estão de acordo com a frequência gerada na saída da linha, como apresentado na Figura 6.55.

Figura 6.55 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#3



Fonte: A autoria própria.

Os valores dos parâmetros VMD e $P_{\text{média}}$ foram calculados para o sinal de saída desacoplado, cujos valores são, respectivamente, 163,18 V e 133,13 W. A potência máxima gerada, aplicada à antena transmissora, é de aproximadamente 385 W, correspondente ao quadrado do valor da tensão de pico do sinal desacoplado (138,64 V) dividido pela impedância da antena transmissora (50 Ω).

6.5 LTNL#4 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D05120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH

A LTNL#4 foi implementada por meio de uma placa de circuito impresso (PCB) com 24 seções, como mostrado na Figura 6.56, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 28 nH (dois indutores de 56 nH em paralelo) e diodos Schottky de SiC, modelo C4D05120E, como elementos não lineares.

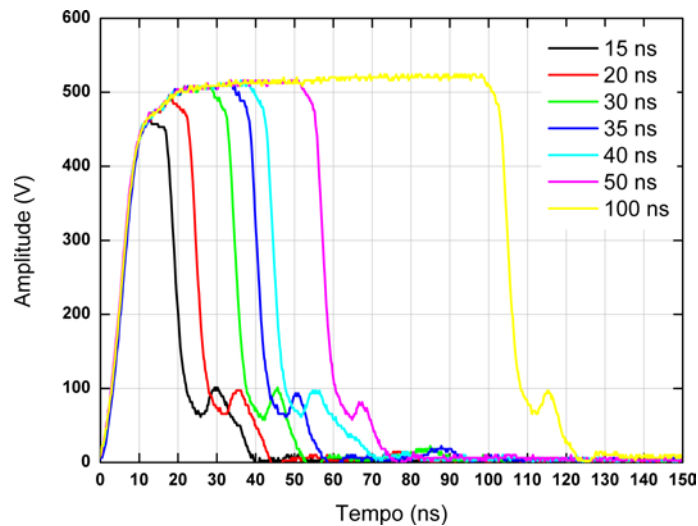
Figura 6.56 – Linha implementada – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

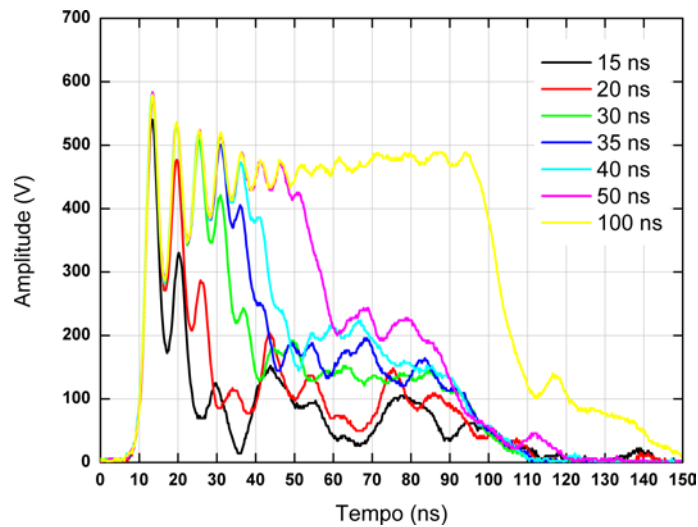
Inicialmente, verificou-se também a resposta do sinal de saída da linha à aplicação de pulsos de entrada com largura variável. As Figuras 6.57, 6.58 e 6.59 apresentam os resultados dessa verificação, mostrando que a frequência máxima gerada é praticamente a mesma, para cada valor de largura de pulso configurado.

Figura 6.57 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#4



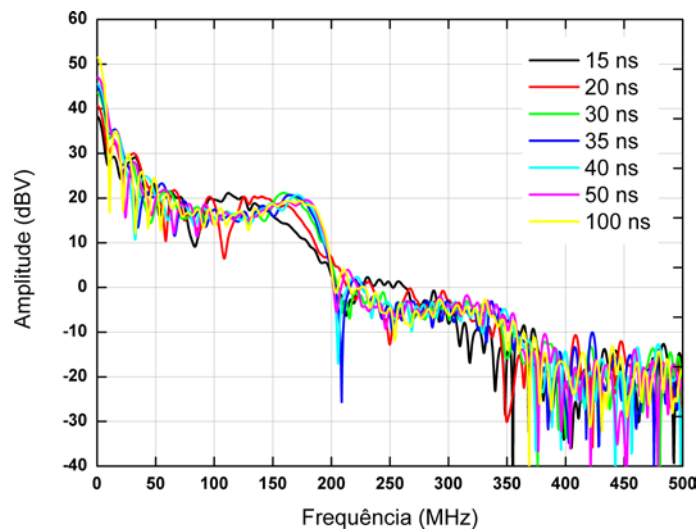
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.58 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

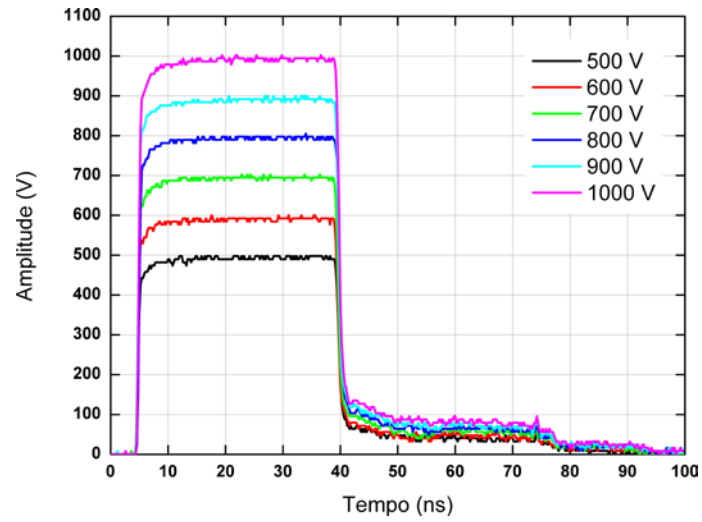
Figura 6.59 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

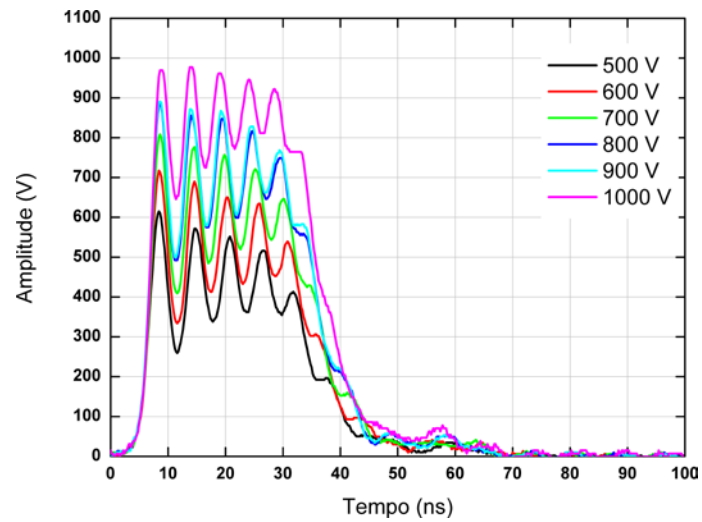
A segunda análise realizada trata da verificação do comportamento do sinal de saída da linha em relação à variação do valor da amplitude do pulso de entrada. As Figuras 6.60, 6.61 e 6.62 apresentam os resultados dessa verificação, mostrando que para a LTNL#4 o melhor resultado é encontrado com a amplitude do sinal de entrada em 800 V. Esta análise leva em consideração o compromisso entre o aumento da tensão de entrada e o VMD do sinal de saída. A partir dos 800 V há uma distorção no sinal de saída, com diminuição do VMD.

Figura 6.60 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#4



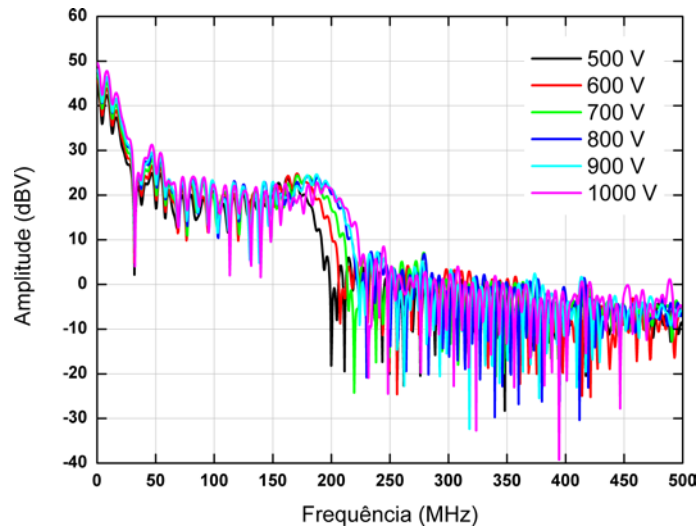
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.61 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

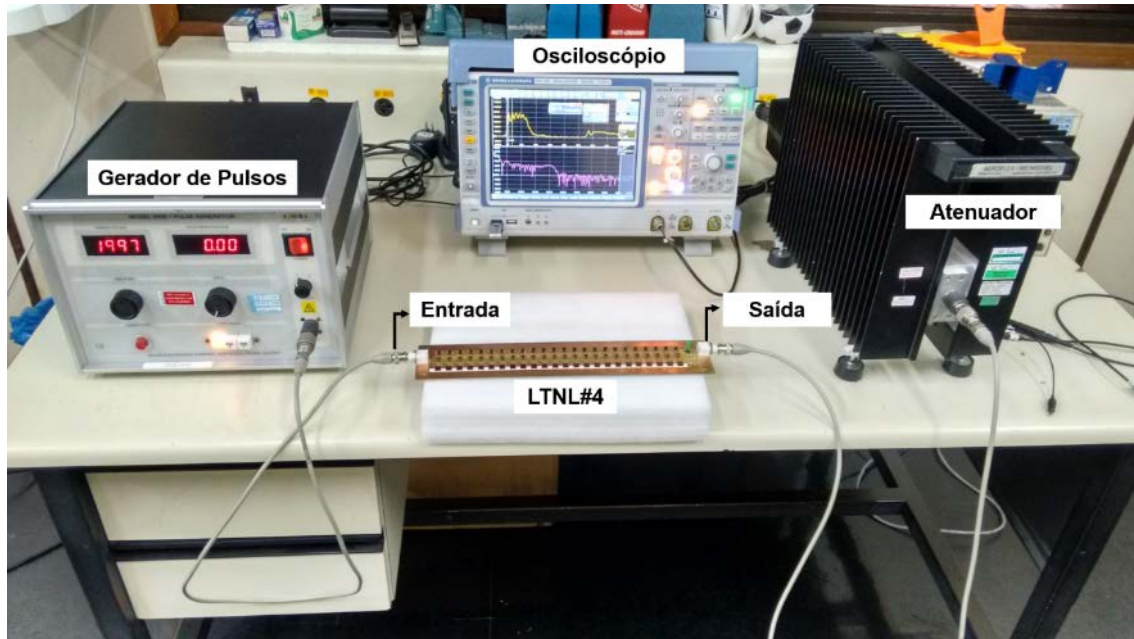
Figura 6.62 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

Assim, foi definido, a partir dos resultados analisados, que a melhor condição para a realização da investigação experimental do desempenho da LTNL#4 seria através da utilização do gerador modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, com amplitude do pulso de entrada em 800 V e largura fixa de 34 ns. O pulso retangular apresenta tempos de subida e descida de 1 ns, satisfazendo, assim, a condição de geração de sólitons ($\tau < \Delta T$) e certificando a produção de oscilações, onde $\Delta T = 60,9$ ns. Para se realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão do fabricante Aeroflex, modelo 82-40-34, fornecendo uma impedância de saída de 50Ω . A Figura 6.63 mostra o *setup* experimental implementado para os testes da LTNL#4.

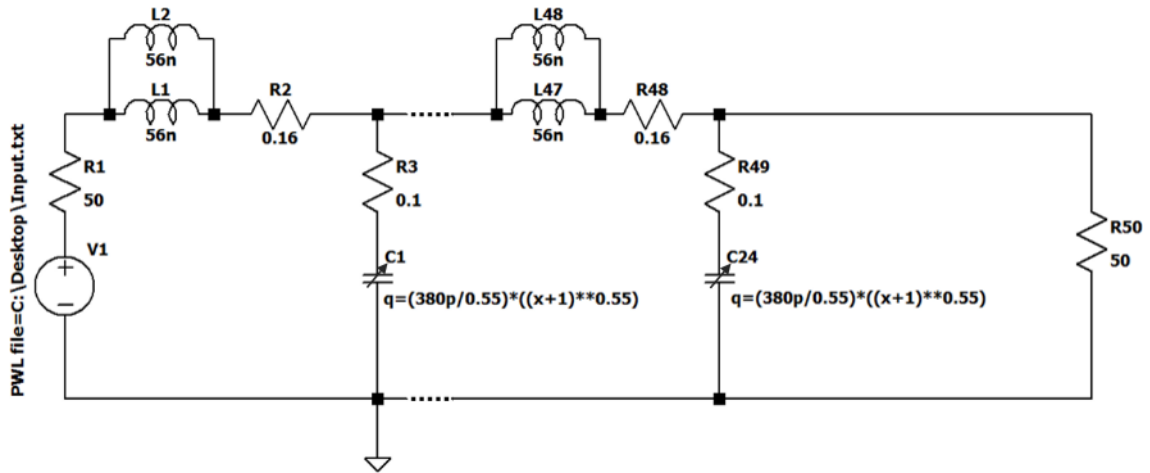
Figura 6.63 – Setup experimental implementado para os testes – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

As simulações referentes à LTNL#4 foram realizadas, também, utilizando-se o *software* de modelagem de circuitos LT-SPICE XVII, cujo circuito simulado consiste em 24 seções LC concentradas, conforme apresentado na Figura 6.64. Dois Indutores lineares fixos no valor de 56 nH em paralelo foram utilizados, fornecendo uma indutância total de 28 nH. Os diodos de capacitância não linear foram modelados de acordo com sua função de carga em relação à tensão $Q(V)$ dada pela Equação 6.2. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, $0,16 \Omega$ e $0,1 \Omega$. Um gerador de pulsos arbitrário alimenta a linha com as mesmas características do gerador modelo 9355-1, aplicando um pulso com amplitude de 800 V na entrada da LTNL, com largura de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50Ω .

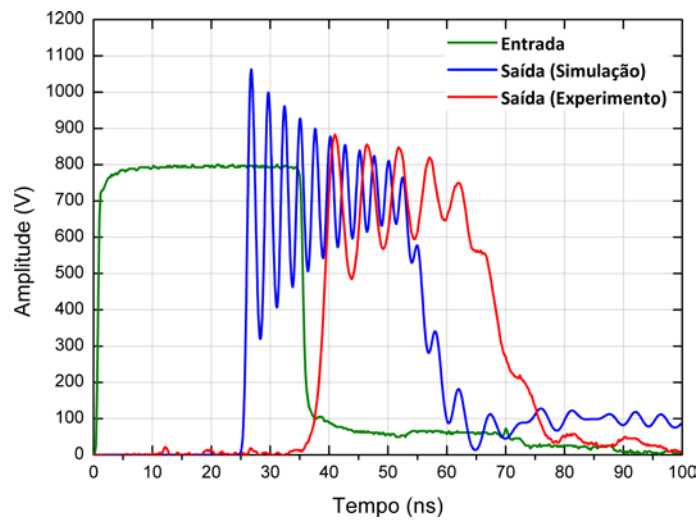
Figura 6.64 – Circuito simulado – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

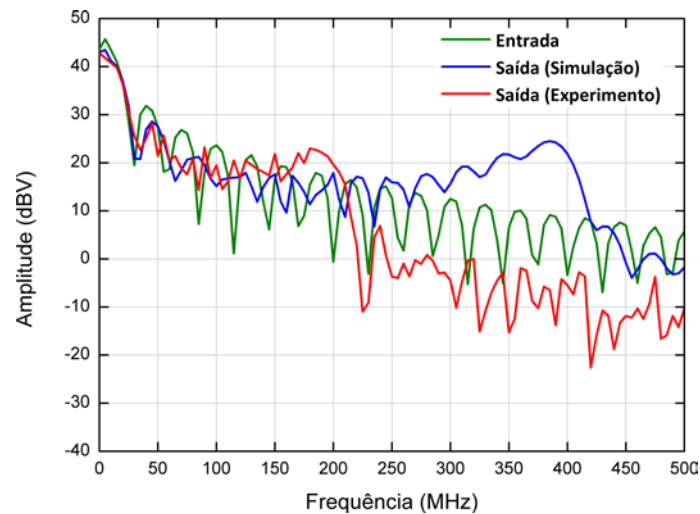
Os resultados experimentais e simulados para a LTNL#4 são apresentados nas Figuras 6.65 e 6.66, mostrados no domínio do tempo e frequência, respectivamente.

Figura 6.65 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

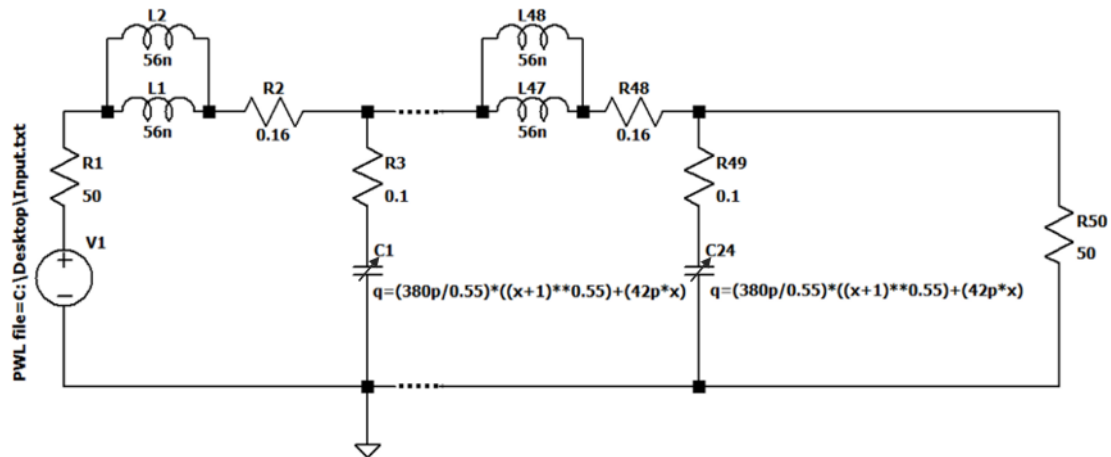
Figura 6.66 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

Através da análise dos resultados, o conceito de capacitância de ajuste foi aplicado também à LTNL#4, dadas as diferenças entre sinais simulados e experimentais. Considerando-se $C_a = 42$ pF associado a cada elemento não linear utilizado na simulação, a melhor concordância entre os resultados experimentais e simulados é alcançada. O comportamento não linear do diodo fornecido pelo *datasheet* do fabricante indica que para uma tensão reversa aplicada de 800 V o valor da capacitância fica em torno de 18,8 pF. Entretanto, a convergência entre os resultados experimentais e simulados foi alcançada considerando-se uma capacitância mínima de 60,8 pF (18,8 pF + 42 pF). A Figura 6.67 mostra o circuito simulado ajustado.

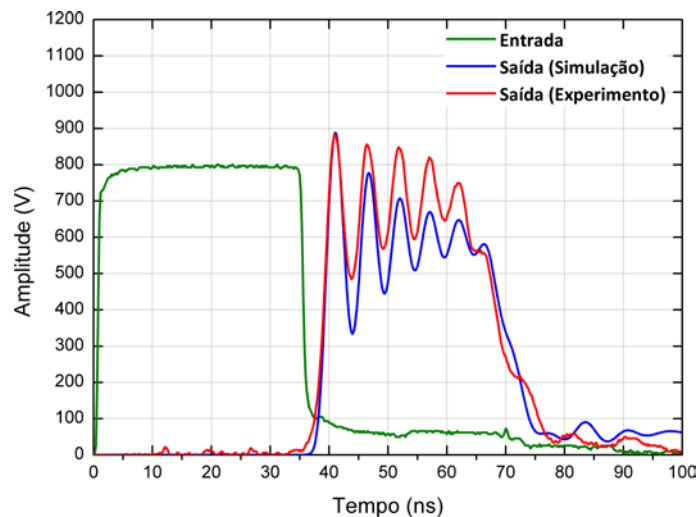
Figura 6.67 – Circuito simulado ajustado – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

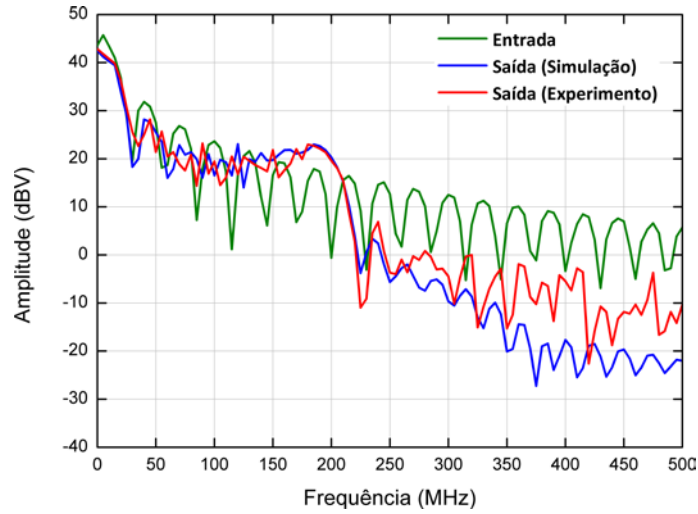
As Figuras 6.68 e 6.69 apresentam os resultados obtidos através das simulações ajustadas, fornecendo uma boa concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação da ordem de 200 MHz, valor um pouco abaixo ao cálculo teórico da frequência de corte dada pela Equação 4.3, considerando o valor de $C(V_{max})$ ajustado.

Figura 6.68 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.69 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

O parâmetro VMD foi calculado, apresentando como resultado os valores de 361,01 V e 313,85 V, para os sinais de saída simulado e experimental, respectivamente. A potência média de pico na carga calculada apresenta os valores de 651,64 W e 492,50 W, para os sinais de saída simulada e experimental, respectivamente.

A extração do sinal de RF foi feita, novamente, através da implementação de um circuito de desacoplamento, cujos valores calculados são apresentados abaixo, considerando $Z_{0(\text{méd})} = 15 \Omega$ ($Z_{0(\text{min})} = 8 \Omega$ e $Z_{0(\text{máx})} = 22 \Omega$), $Z_L = 50 \Omega$, $Q_2 = 3,95$ e $f = 200 \text{ MHz}$.

$$Z' = Z_0(1 + Q_2^2) = 249,03 \Omega \quad (6.31)$$

$$Q_1 = \sqrt{(Z'/Z_L) - 1} = 1,99 \quad (6.32)$$

$$X_0 = Q_2 Z_0 = 59,25 \Omega \quad (6.33)$$

$$X_L = Q_1 Z_L = 99,75 \Omega \quad (6.34)$$

$$B = (Q_1 + Q_2)/Z' = 0,023 \Omega \quad (6.35)$$

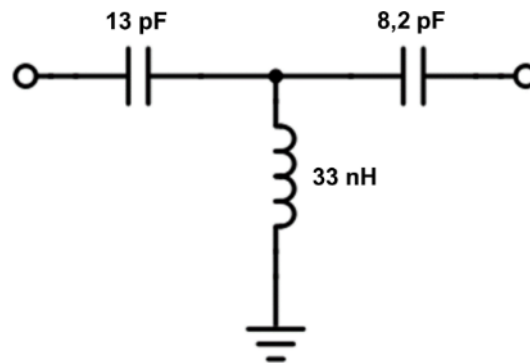
$$C_0 = 1/(2\pi f X_0) = 13,43 \text{ pF} \quad (6.36)$$

$$C_L = 1/(2\pi f X_L) = 7,98 \text{ pF} \quad (6.37)$$

$$L = 1/(2\pi fB) = 33,30 \text{ nH} \quad (6.38)$$

A Figura 6.70 apresenta o circuito implementado utilizando-se os componentes com valores comerciais padronizados.

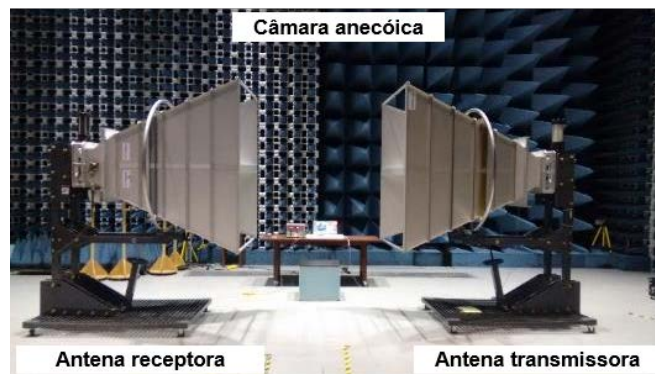
Figura 6.70 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

A Figura 6.71 mostra o *setup* experimental utilizado para a realização dos testes de irradiação dentro de uma câmara anecóica blindada.

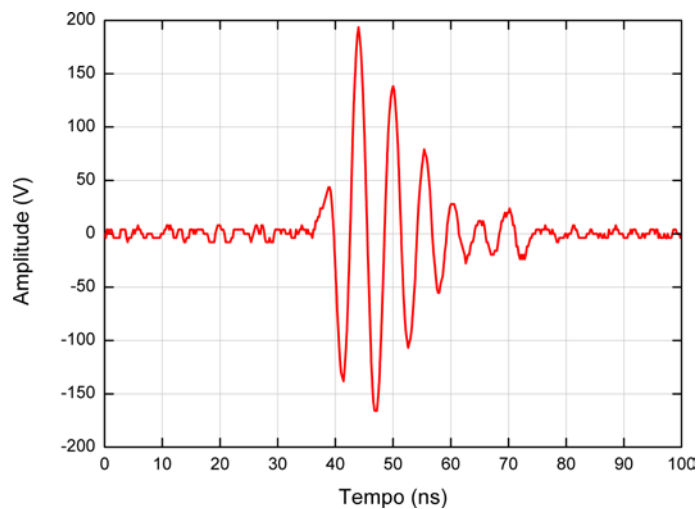
Figura 6.71 – *Setup* experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

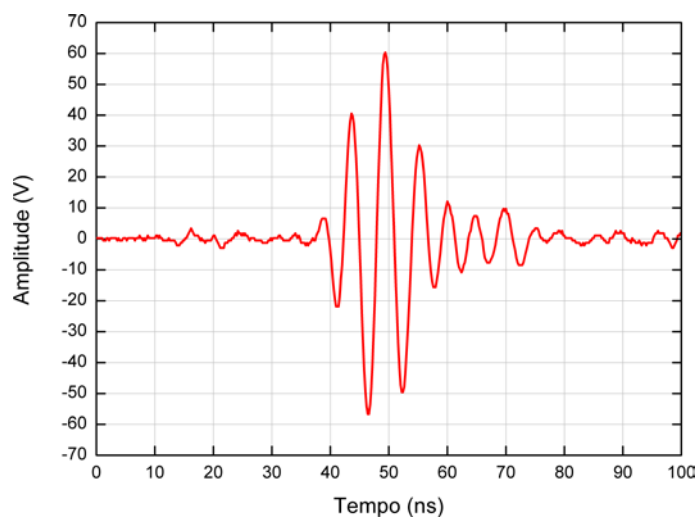
O sinal desacoplado injetado na entrada da antena de transmissão e o sinal recebido pela antena de recepção são apresentados nas Figuras 6.72 e 6.73, respectivamente.

Figura 6.72 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

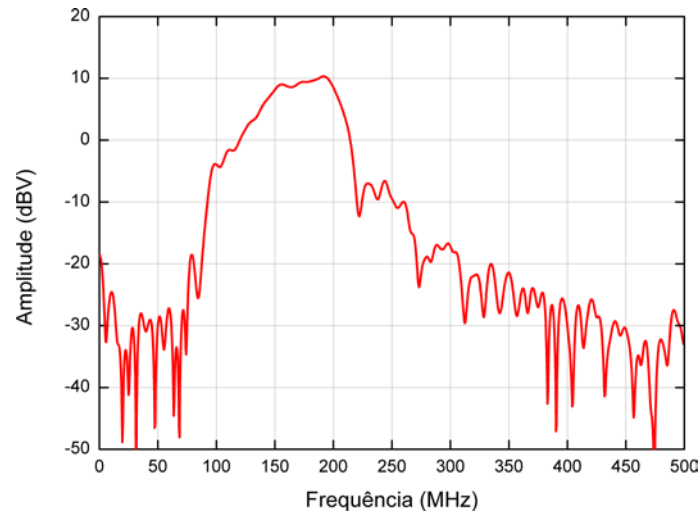
Figura 6.73 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#4



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos nos testes de irradiação, em torno de 200 MHz, estão de acordo com a frequência gerada na saída da linha, como apresentado na Figura 6.74.

Figura 6.74 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#4



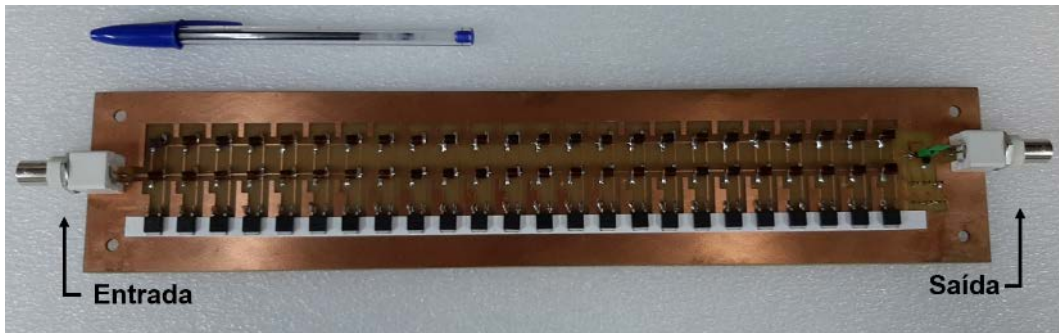
Fonte: A autoria própria.

Os parâmetros VMD e $P_{\text{média}}$ foram calculados para o sinal de saída desacoplado, apresentando como resultado os valores de 261,68 V e 342,39 W, respectivamente. A potência máxima gerada, aplicada à antena transmissora, é de aproximadamente 755 W, correspondente ao quadrado do valor da tensão de pico do sinal desacoplado (194,39 V) dividido pela impedância da antena transmissora (50 Ω).

6.6 LTNL#5 – LTNL capacitiva com 24 seções LC agrupadas, utilizando-se os diodos Schottky de SiC modelo C4D02120E como elementos não lineares e indutores lineares de 28 nH

A LTNL#5 foi implementada por meio de uma placa de circuito impresso (PCB) com 24 seções, como mostrado na Figura 6.75, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 28 nH (dois indutores de 56 nH em paralelo) e diodos Schottky de SiC, modelo C4D02120E, como elementos não lineares.

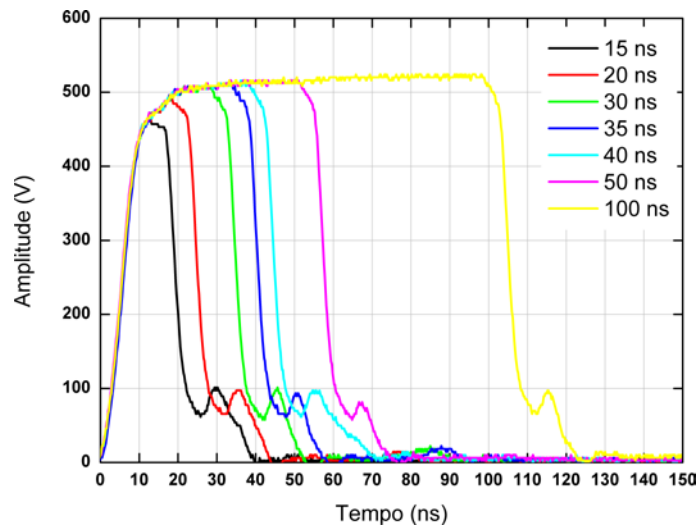
Figura 6.75 – Linha implementada – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

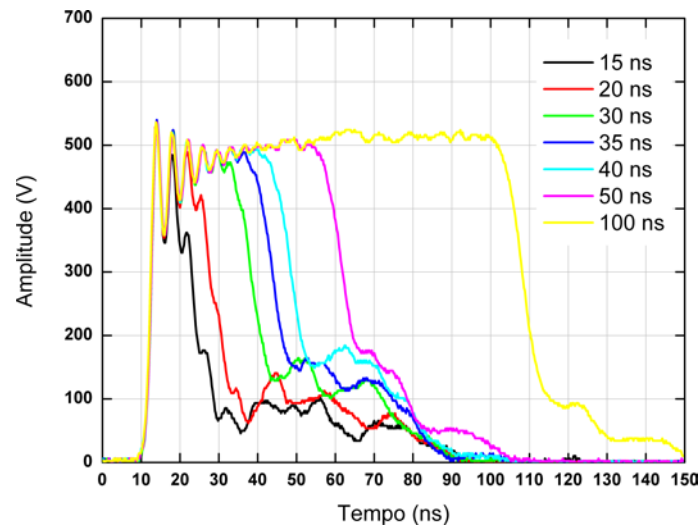
A verificação inicial relacionada à aplicação de pulsos de entrada com largura variável foi realizada também para a LTNL#5, cujos resultados são apresentados nas Figuras 6.76, 6.77 e 6.78, mostrando que não há variação da frequência gerada.

Figura 6.76 – Variação da largura do pulso de entrada – LTNL#5



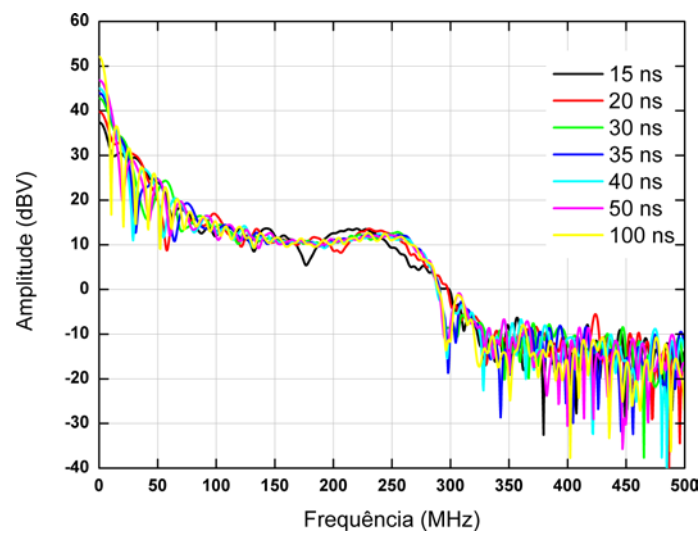
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.77 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

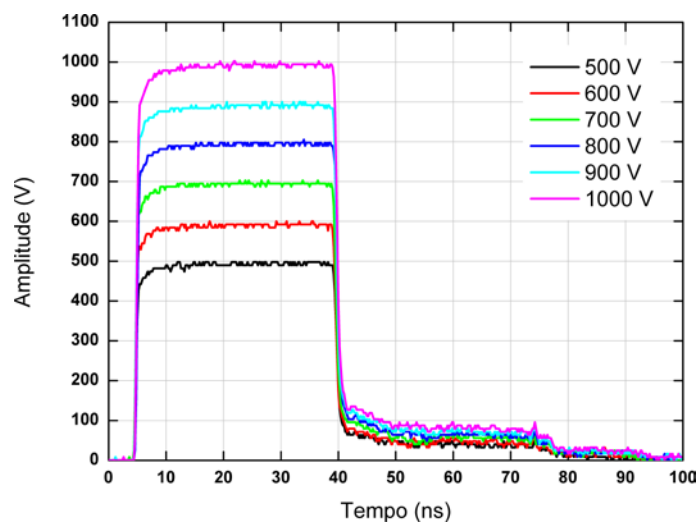
Figura 6.78 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

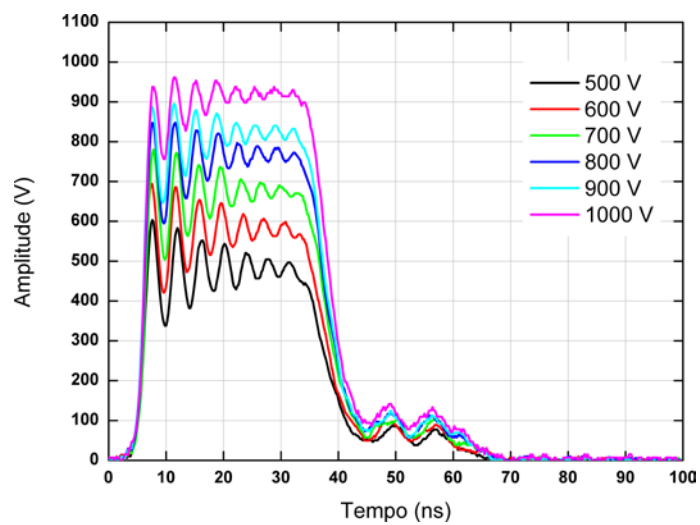
A verificação relacionada à variação do valor de amplitude do pulso de entrada foi aplicada, também, à LTNL#5, cujos resultados são apresentados nas Figuras 6.79, 6.80 e 6.81, mostrando que para esta linha o melhor resultado é encontrado com a amplitude do sinal de entrada em 800 V.

Figura 6.79 – Variação da amplitude do pulso de entrada – LTNL#5



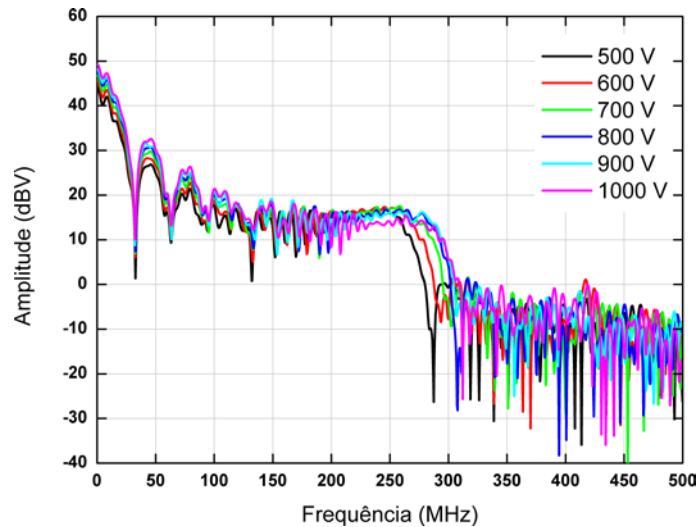
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.80 – Sinal obtido na saída (domínio do tempo) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

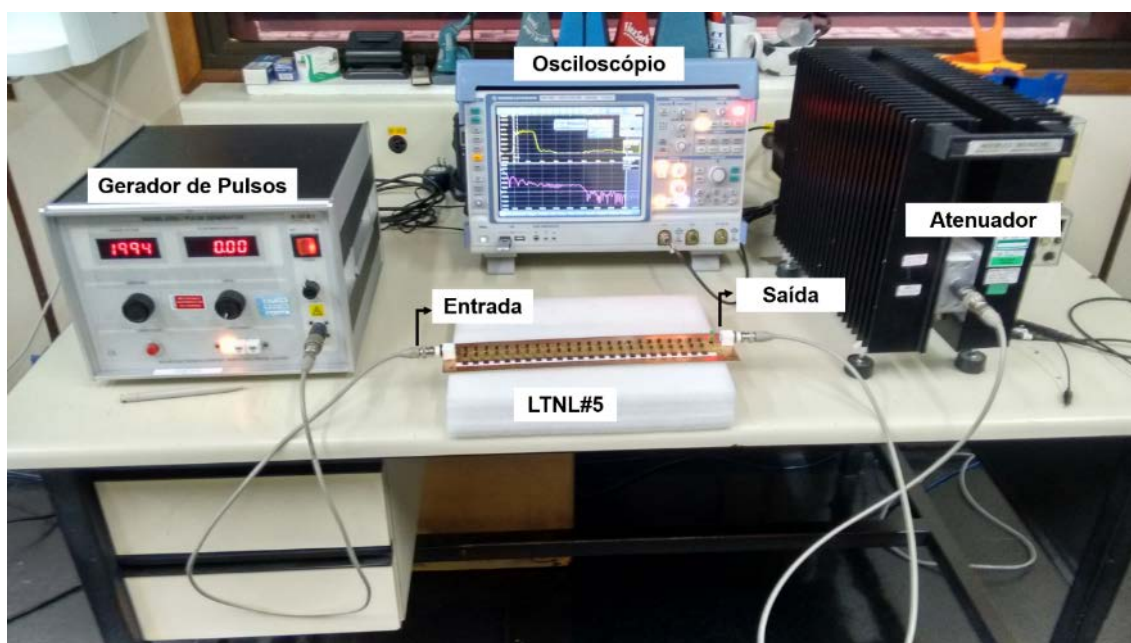
Figura 6.81 – Sinal obtido na saída (FFT) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

A partir dos resultados verificados, definiu-se que a melhor condição para a realização da investigação experimental do desempenho da LTNL#5 seria através da utilização do gerador modelo 9355-1, do fabricante *Solar Electronics Company*, com amplitude do pulso de entrada em 800 V e largura fixa de 34 ns. O pulso retangular apresenta tempos de subida e descida de 1 ns, satisfazendo, assim, a condição de geração de sólitons ($\tau < \Delta T$) e certificando a produção de oscilações, onde $\Delta T = 40$ ns. Para se realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão do fabricante Aeroflex, modelo 82-40-34, fornecendo uma impedância de saída de 50Ω . A Figura 6.82 mostra o *setup* experimental implementado para os testes da LTNL#5.

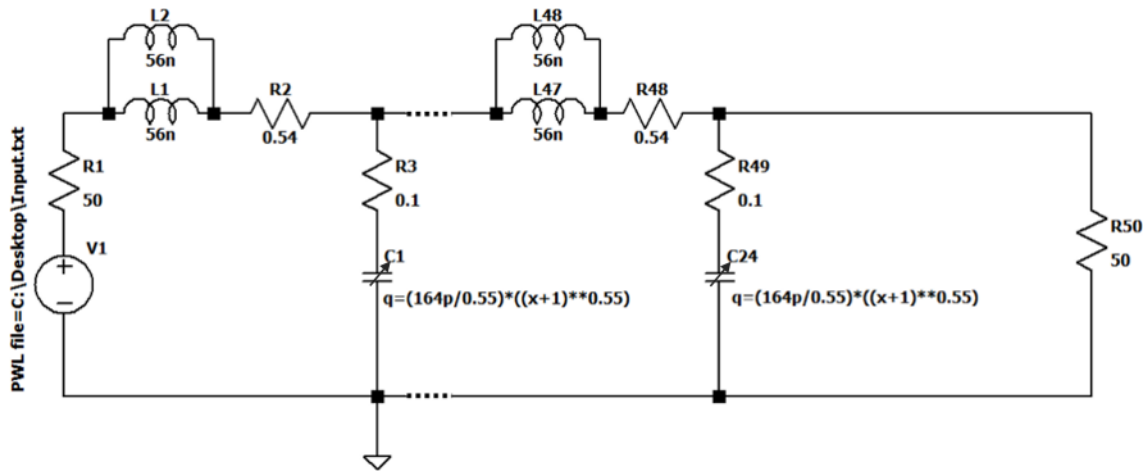
Figura 6.82 – Setup experimental implementado para os testes – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

A Figura 6.83 apresenta o circuito simulado referente à LTNL#5, com 24 seções LC concentradas. Dois Indutores lineares fixos no valor de 56 nH em paralelo foram utilizados, fornecendo uma indutância total de 28 nH. Os diodos de capacitância não linear foram modelados de acordo com sua função de carga em relação à tensão $Q(V)$ dada pela Equação 6.4. Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, 0,54 Ω e 0,1 Ω . Um gerador de pulsos arbitrário alimenta a linha com as mesmas características do gerador modelo 9355-1, aplicando um pulso com amplitude de 800 V na entrada da LTNL, com largura de 34 ns e tempos de subida e descida de 1 ns. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50 Ω .

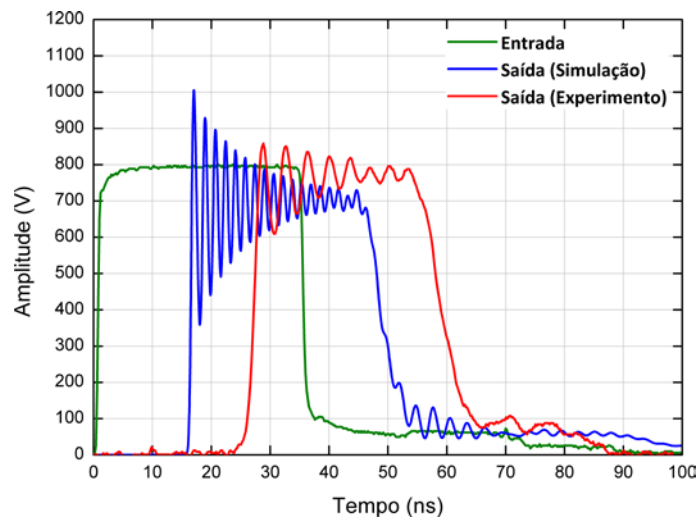
Figura 6.83 – Circuito simulado – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

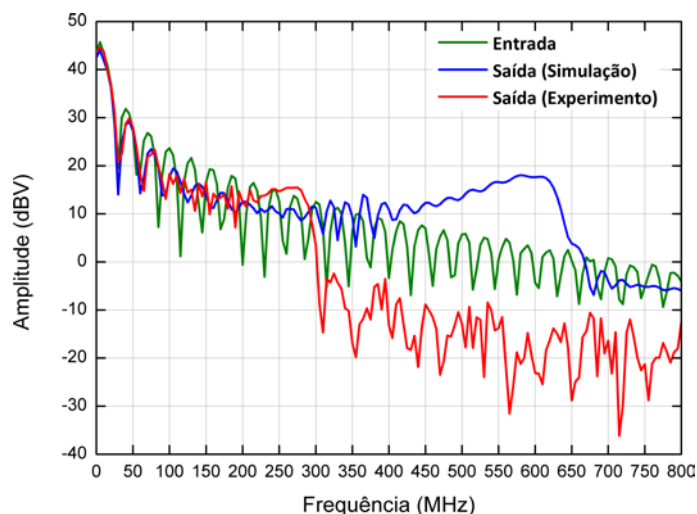
Os resultados experimentais e simulados para a LTNL#5 são apresentados nas Figuras 6.84 e 6.85, mostrados no domínio do tempo e frequência, respectivamente.

Figura 6.84 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

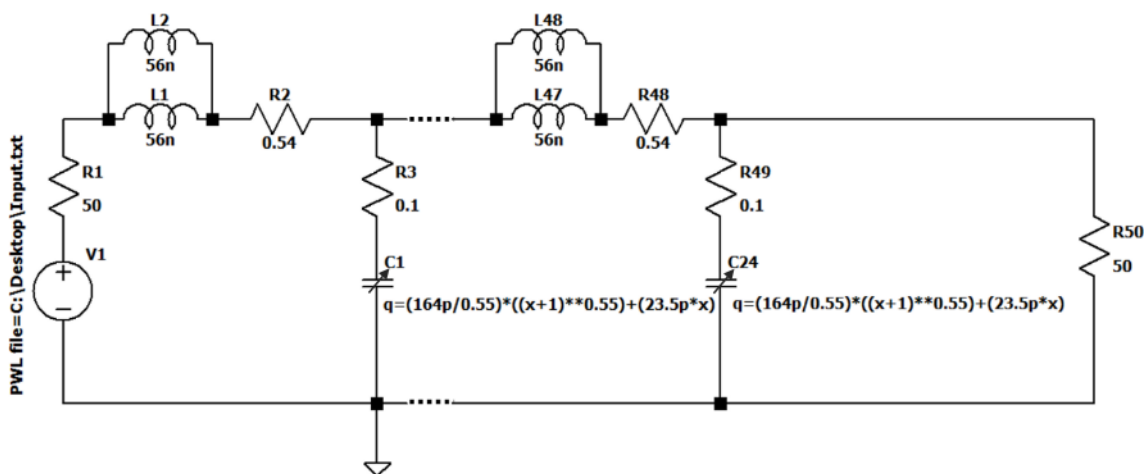
Figura 6.85 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

O conceito de capacitância de ajuste foi aplicado também à LTNL#5, dadas as diferenças entre os sinais simulados e experimentais. O valor de $C_a = 23,5$ pF associado a cada elemento não linear utilizado na simulação fornece a melhor concordância entre os resultados experimentais e simulados. O comportamento não linear do diodo fornecido pelo *datasheet* do fabricante indica que para uma tensão reversa aplicada de 800 V o valor da capacitância fica em torno de 8,1 pF. Entretanto, a convergência entre os resultados experimentais e simulados foi alcançada considerando-se uma capacitância mínima de 31,6 pF ($8,1$ pF + $23,5$ pF). A Figura 6.86 mostra o circuito simulado ajustado.

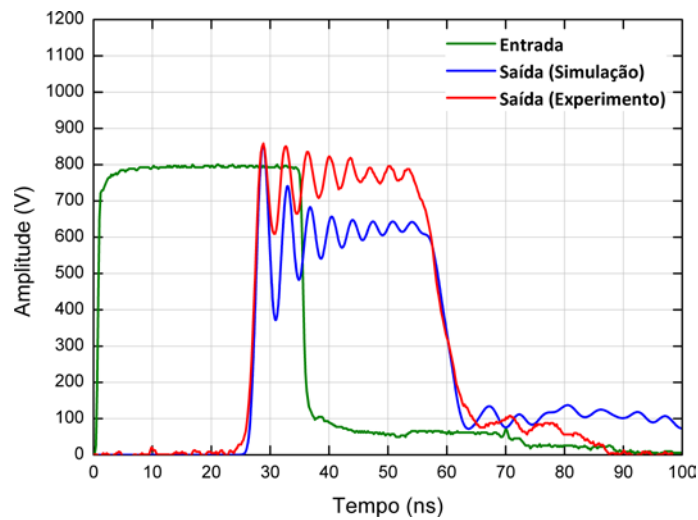
Figura 6.86 – Circuito simulado ajustado – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

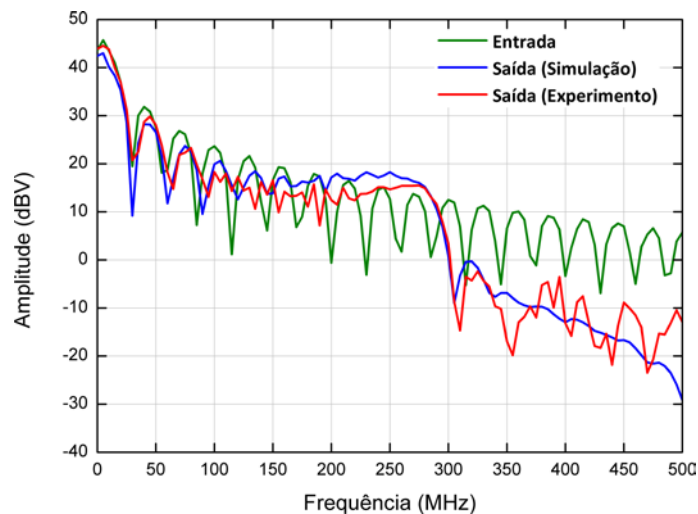
As Figuras 6.87 e 6.88 apresentam os resultados obtidos através das simulações ajustadas, fornecendo uma boa concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação da ordem de 280 MHz, valor um pouco abaixo ao cálculo teórico da frequência de corte dada pela Equação 4.3, considerando o valor de $C(V_{\max})$ ajustado.

Figura 6.87 – Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo (circuito ajustado) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.88 – Espectro no domínio da frequência (FFT) para os pulsos de entrada e saída (circuito ajustado) – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

O cálculo do parâmetro VMD, para os sinais de saída simulado e experimental, apresenta o resultado de 297,10 V e 188,78 V, respectivamente. O cálculo da potência média de pico na carga apresenta o valor de 441,34 W e 178,20 W para os sinais de saída simulada e experimental, respectivamente.

Os valores do circuito de desacoplamento utilizado para a extração do sinal de RF são apresentados abaixo. Para esta linha $Z_{0(\text{méd})} = 20 \Omega$ ($Z_{0(\text{min})} = 12 \Omega$ e $Z_{0(\text{máx})} = 28 \Omega$), $Z_L = 50 \Omega$, $Q_2 = 3,4$ e $f = 280 \text{ MHz}$.

$$Z' = Z_0(1 + Q_2^2) = 251,20 \Omega \quad (6.39)$$

$$Q_1 = \sqrt{(Z'/Z_L) - 1} = 2 \quad (6.40)$$

$$X_0 = Q_2 Z_0 = 68 \Omega \quad (6.41)$$

$$X_L = Q_1 Z_L = 100,29 \Omega \quad (6.42)$$

$$B = (Q_1 + Q_2)/Z' = 0,021 \Omega \quad (6.43)$$

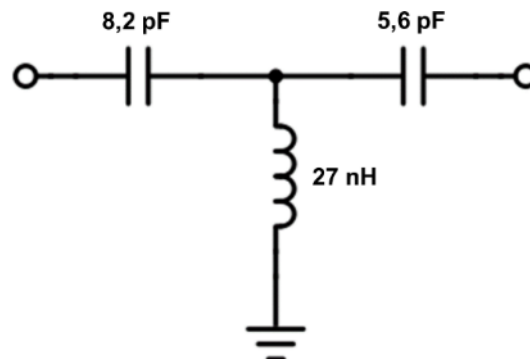
$$C_0 = 1/(2\pi f X_0) = 8,36 \text{ pF} \quad (6.44)$$

$$C_L = 1/(2\pi f X_L) = 5,67 \text{ pF} \quad (6.45)$$

$$L = 1/(2\pi f B) = 26,40 \text{ nH} \quad (6.46)$$

A Figura 6.89 apresenta o circuito implementado utilizando-se os componentes com valores comerciais padronizados.

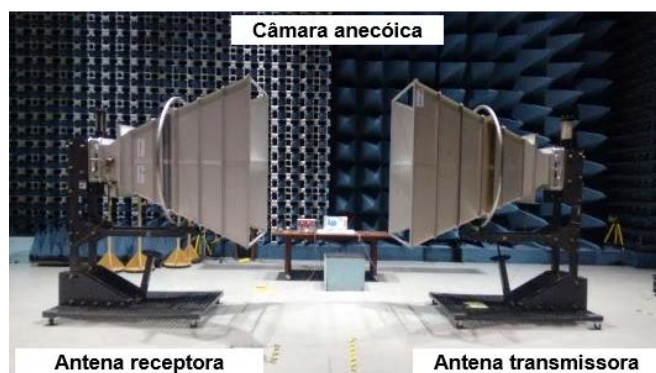
Figura 6.89 – Circuito de desacoplamento implementado para os testes de irradiação – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

A Figura 6.90 mostra o *setup* experimental utilizado para a realização dos testes de irradiação dentro de uma câmara anecóica blindada, através da utilização de um conjunto de cornetas piramidais.

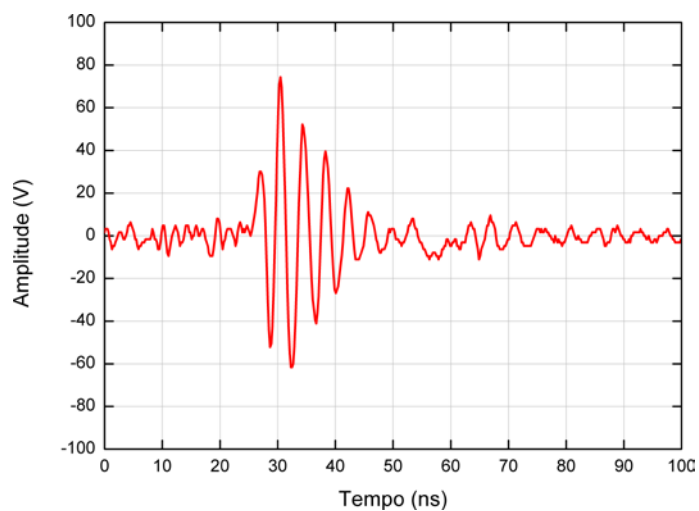
Figura 6.90 – *Setup* experimental implementado para os testes de irradiação – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

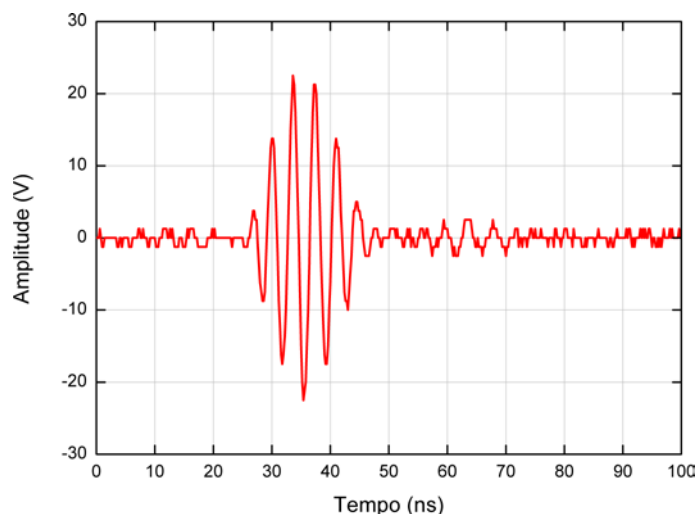
O sinal desacoplado injetado na entrada da antena de transmissão e o sinal recebido pela antena de recepção são apresentados nas Figuras 6.91 e 6.92, respectivamente.

Figura 6.91 – Sinal desacoplado injetado na antena de transmissão – LTNL#5



Fonte: Autoria própria.

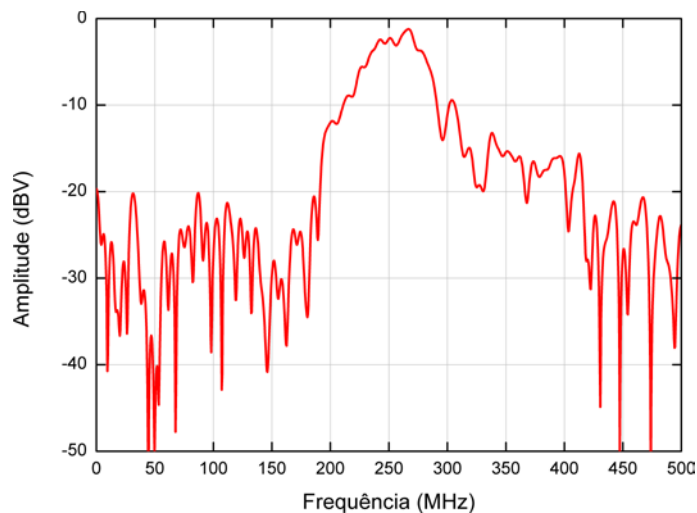
Figura 6.92 – Sinal medido através da antena de recepção (domínio do tempo) – LTNL#5



Fonte: A autoria própria.

Os resultados obtidos nos testes de irradiação, em torno de 280 MHz, estão de acordo com a frequência gerada na saída da linha, como apresentado na Figura 6.93.

Figura 6.93 – Sinal medido através da antena de recepção (FFT) – LTNL#5



Fonte: A autoria própria.

Da mesma forma, os parâmetros VMD e $P_{média}$ foram calculados para o sinal de saída desacoplado, cujos valores são, respectivamente, 103,89 V e 53,97 W. A potência máxima gerada, aplicada à antena transmissora, é de aproximadamente 110 W, correspondente ao quadrado do valor da tensão de

pico do sinal desacoplado (74,39 V) dividido pela impedância da antena transmissora (50 Ω).

6.7 Discussão dos resultados

As tabelas abaixo apresentam, em resumo, os resultados obtidos.

Tabela 6.1 e 6.2 – Resumo dos resultados obtidos.

LTNL	Seções	Diodo	Varição da capacitância total	Indutor	Geração de RF
LTNL#1	12	C4D05120E	(398,5 – 41,7) pF 89%	56 nH	200 MHz
LTNL#2	24	C4D05120E	(398,5 – 38,5) pF 90%	56 nH	180 MHz
LTNL#3	24	C4D02120E	(176,0 – 20,6) pF 88%	56 nH	240 MHz
LTNL#4	24	C4D05120E	(422,0 – 60,8) pF 85%	28 nH	200 MHz
LTNL#5	24	C4D02120E	(187,5 – 31,6) pF 83%	28 nH	280 MHz

LTNL	Seções	Tensão de entrada	Tensão de pico na saída	VMD	Potência média
LTNL#1	12	500 V	590 V	84,55 V	35,75 W
LTNL#2	24	700 V	800 V	296,32 V	439,02 W
LTNL#3	24	700 V	780 V	197,38 V	194,80 W
LTNL#4	24	800 V	900 V	313,85 V	492,50 W
LTNL#5	24	800 V	880 V	188,78 V	178,20 W

Fonte: Autoria própria.

Comparando os resultados obtidos, observa-se que a LTNL#1 apresenta uma frequência de saída maior que a LTNL#2. A redução da frequência de oscilação da LTNL#2 em relação à LTNL#1 demonstra que o acréscimo do número de seções associado ao aumento das dimensões da linha, aumentaram o efeito das impedâncias parasitas da placa de circuito impresso. Entretanto, como esperado, a LTNL#2 alcançou um nível de potência de saída maior que LTNL#1, com maior número de oscilações e VMD, como consequência do aumento do número de seções e da amplitude do pulso de entrada.

Observa-se, também, que a utilização dos diodos modelo C4D02120E na LTNL#3 e LTNL#5 proporcionou o aumento da frequência gerada, dado o menor valor de capacitância desses diodos em relação ao modelo C4D05120E.

As linhas LTNL#1, LTNL#2 e LTNL#4 montadas com os diodos C4D05120E produziram oscilações com menor frequência, porém, com maior VMD, evidenciando que o aumento da frequência das oscilações geradas pelas linhas LTNL#3 e LTNL#5 é obtido em detrimento à redução da amplitude do sinal gerado pelas linhas.

Da mesma forma, a utilização de indutores lineares de menor valor, associado ao aumento da tensão de entrada, contribuiu para o aumento da frequência gerada, como verificado na comparação dos resultados entre as linhas 2 e 4 e também entre as linhas 3 e 5.

As linhas montadas utilizando o diodo C4D02120E produziram um maior número de oscilações, cujo resultado está de acordo com a teoria apresentada em [6]. Isto se deve ao fato de que esses diodos apresentam um menor valor de capacitância na condição em que não estão polarizados.

O processo de extração e irradiação dos sinais gerados nas saídas das linhas construídas foi realizado com sucesso. Os sinais de RF obtidos na recepção do sistema de irradiação estão de acordo com as frequências geradas pelas linhas. Contudo, as diferenças entre os formatos dos sinais desacoplados injetados na antena de transmissão e os sinais medidos através da antena de recepção acontecem devido à questão do *pulse spreading*, cujo efeito pode ser evitado através da utilização de antenas especiais do tipo UWB (*Ultra Wide Band*).

Todas as LTNLs implementadas tiveram seu desempenho afetado e limitado pelas características do elemento não linear utilizado, especificamente seus parâmetros de capacitância mínima, uma vez que a frequência de operação da linha está diretamente relacionada ao mínimo valor de capacitância dos elementos. A não linearidade dos elementos capacitivos é, também, uma característica relevante na geração de RF em linhas capacitivas e, para as linhas implementadas, as variações dos valores de capacitância totais foram superiores a 80%, permitindo a geração de RF.

As impedâncias parasitas nas placas de circuito impresso foram, também, fatores limitantes ao desempenho das LTNLs. Todas as linhas apresentaram impedâncias parasitas na ordem de dezenas de pF, geradas pelas trilhas dos circuitos, que se somaram à capacitância dos diodos Schottky.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho de dissertação apresentou os resultados do estudo de LTNLs, baseadas em diodos Schottky de SiC, para a geração de RF de alta tensão.

De acordo com os resultados obtidos a partir dos circuitos simulados e experimentais, as seguintes considerações podem ser observadas:

- As equações encontradas na literatura estão de acordo com o comportamento verificado na propagação do pulso e nas oscilações do sinal de saída;
- Os resultados experimentais e simulados obtidos tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência foram analisados e apresentaram boa concordância entre si;
- A utilização da ferramenta LT-SPICE é de grande valia nas simulações e verificações das LTNLs;
- Os resultados encontrados nos modelos simulados foram validados através da comparação com os resultados experimentais;
- A exata concordância entre os resultados simulados e experimentais não é totalmente alcançada devido ao fato de se não conseguir modelar de modo perfeito todos os parâmetros que, na prática, influenciam o comportamento da linha;
- A extração do sinal de RF e os testes de irradiação apresentaram bons resultados, sendo que as frequências transmitidas e recebidas estão de acordo com as frequências geradas pelas LTNLs;
- A variação da largura do pulso de entrada não proporcionou a geração de frequências maiores;
- O aumento da amplitude do pulso de entrada proporcionou, até um certo limite, o aumento da frequência gerada. Este limite está relacionado ao compromisso entre o aumento da tensão de entrada e o VMD do sinal de saída. A partir desse limite há uma distorção no sinal de saída, com diminuição do VMD;

- Em geral, as perdas das linhas foram um fator limitante na geração de frequências maiores, como também, a variação dos parâmetros dos diodos;
- O aumento do número de seções, na prática, gerou o aumento das perdas relacionadas às impedâncias parasitas das linhas, limitando a geração de frequências maiores;
- Entretanto, o aumento do número de seções proporcionou o alcance de níveis de potência de saída mais altos com maior número de oscilações;
- As impedâncias parasitas associadas às placas de circuito impresso impõem um limite ao desempenho das LTNL capacitivas;
- As indutâncias geradas pelas próprias trilhas das placas de circuito impresso são um fator limitante na geração de frequência maiores;
- A utilização dos diodos Schottky de SiC, modelo C4D02120E, produziu um sinal de saída com maior número de oscilações e proporcionou o aumento da frequência de RF gerada, dado seu menor valor de capacitância em relação ao diodo modelo C4D05120E. Porém, simultaneamente, foi observado que o sinal de saída apresentou um maior nível DC e a redução da amplitude das oscilações (VMD), indicando uma menor eficiência na conversão de RF;
- Foram gerados sinais de RF de alta tensão com frequências entre 180 e 280 MHz. Considerando a utilização de diodos Schottky de SiC, estes resultados são inéditos na literatura.

Observa-se, deste modo, que a utilização dos diodos Schottky de SiC é uma boa alternativa para a geração de RF em alta tensão, com frequências em torno dos 300 MHz. Do mesmo modo, os resultados obtidos confirmam que as LTNLs capacitivas são uma alternativa compacta e de baixa complexidade na geração de RF para aplicações em sistemas de comunicação pulsados. Vale ressaltar também que os bons resultados obtidos com a construção de linhas compactas e de baixa complexidade incentivam a pesquisa voltada para a obtenção de frequências superiores.

8 TRABALHOS FUTUROS

As sugestões abaixo citadas listam os possíveis trabalhos futuros a serem realizados na pesquisa e desenvolvimento das LTNLs, com o objetivo de sua utilização em sistemas aeroespaciais.

- Estudo de novos componentes e materiais não lineares, com melhores comportamentos de capacitância e maiores tensões de operação;
- Desenvolvimento de antenas UWB, com o objetivo de melhorar os testes de irradiação dos sinais gerados pelas LTNLs;
- Estudo de novas técnicas de acoplamento e extração de RF;
- Aprimoramento das simulações eletromagnéticas das linhas, através da utilização de novos softwares (HFSS / CST);
- Desenvolvimento e redimensionamento de novos *layouts* de placas PCBs, buscando a diminuição dos efeitos das capacitâncias e indutâncias parasitas nos circuitos, com o objetivo de se atingir frequências superiores a 300 MHz;
- Estudo das dimensões, volumes e potências dos geradores de RF já existentes, utilizados nos sistemas pulsados de satélites;
- Estudo térmico das LTNLs, dada a demanda por altas potências;
- Desenvolvimento de geradores de pulso rápidos compactos, com o objetivo de utilização em sistemas espaciais;
- Submeter as LTNLs desenvolvidas aos ensaios de qualificação ambiental, com o objetivo de implementá-las em aplicações e sistemas espaciais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BOLLIAN, T.; OSMANOGLU, B.; RINCON, R. F.; LEE, S. K.; FATOYINBO, T. Detection and geolocation of P-band radio frequency interference using EcoSAR. **IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observation and Remote Sensing**, v. 11, n. 5, p. 3608 - 3616, May 2018.
- [2] BEAUDOIN, C. J.; GATESMAN, A. J.; GILES, R. H.; WALDMAN, J.; NIXON, W. E. A 3D polar processing algorithm for scale model UHF ISAR imaging. In: THE INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICAL ENGINEERING, 2006. **Proceedings...** 2006.
- [3] CAMPOS, E. L.; QUEIROZ, K. I. P. M. CubeSat: Uma visão global de sua utilização. In: WORKSHOP DE PESQUISA CIENTÍFICA, 4., 2017, Rio Grande do Norte. **Anais...** 2017. p.106-111.
- [4] LARSON, W. J.; WERTZ, J. R. **Space mission analysis and design**. 3.ed. [S.l.]: Microcosm Press; Kluwer Academic Publishers, 2005.
- [5] DARLING, D. C.; SMITH, P. W. High-power pulsed RF extraction from nonlinear lumped element transmission lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 36, n. 5, p. 2598 - 2603, Oct. 2008.
- [6] 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.
- [7] KUEK, N. S.; LIEW, A. C.; SCHAMILOGLU, E.; ROSSI, J. O. Circuit modeling of nonlinear lumped element transmission lines including hybrid lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 40, n. 10, p. 2523 - 2534, Oct. 2012.
- [8] 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: MICROWAVE AND OPTICAL CONFERENCE, 2013, Rio de Janeiro, Brazil. **Proceedings...** 2013. p. 1-5.
- [9] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; YAMASAKI, F. S.; BARROSO, J. J.; RANGEL, E. G. L.; SCHAMILOGLU, E. High-voltage soliton generation with nonlinear lumped varactor diode lines. In: SYMPOSIUM OF OPERATIONAL APPLICATIONS IN AREAS OF DEFENSE (SIGE), 2016, São José dos Campos, Brazil. **Proceedings...** 2016. p. 22 – 25.

- [10] GAUDET, J.; SCHAMILOGLU, E.; ROSSI, J. O.; BUCHENAUER, C. J.; FROST, C. Nonlinear transmission lines for high power microwave applications: a survey. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2008. **Proceedings...** 2008. p. 131 – 138.
- [11] ROMANCHENKO, I. V.; ULMASKULOV, M. R.; SHARYPOV, K. A.; SHUNAILOV, S. A.; SHPAK, V. G.; YALANDIN, M. I.; PEDOS, M. S.; RUKIN, S. N.; KONEV, V. Y.; ROSTOV, V. V. Four channel high power rf source with beam steering based on gyromagnetic nonlinear transmission lines. **Review of Scientific Instruments**, v. 88, 054703, May 2017.
- [12] ULMASKULOV, M. R.; SHARYPOV, K. A.; SHUNAILOV, S. A.; SHPAK, V. G.; YALANDIN, M. I.; PEDOS, M. S.; RUKIN, S. N. Gyromagnetic nonlinear transmission line generator of high voltage pulses modulated at 4 GHz frequency with 1000 Hz pulse repetition rate. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 830, n. 1, 012027, May 2017.
- [13] 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.
- [14] BROWN, M. P.; SMITH, P. W. High power, pulsed soliton generation at radio and microwave frequencies. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 11., 1997, Baltimore, MA, USA. **Proceedings...** 1997. p. 346 - 354.
- [15] DARLING, J. **High power pulsed RF generation by soliton type oscillation on nonlinear lumped element transmission lines**. 2009. 263 p. Thesis (Doctor of Philosophy) – University of Oxford, Oxford, UK, 2009. Disponível em: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a536692.pdf>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [16] SEDDON, N.; SPIKINGS, C. R.; DOLAN, J. E. RF pulse formation in nonlinear transmission lines. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2007, Albuquerque, NM, USA. **Proceedings...** 2007. p. 678 - 681.
- [17] 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**, Early Access, p. 1 - 8, October 2018.
- [18] 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.
- [19] 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, Nov. 2016.
- [20] 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. 07, p. 2573 – 2581, July 2018.
- [21] 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.
- [22] DECANINI, J. M. E.; COLEMAN, D.; MOORMAN, M.; PETNEY, S.; DUDLEY, E.; YOUNGMAN, K.; PENNER, T.; FANG, Y.; MYERS, K. Soliton production with nonlinear homogeneous lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 43, n. 12, p. 4136 – 4142, Dec. 2015.
- [23] EUROPEAN SPACE AGENCY. **Biomass**. Disponível em: <https://earth.esa.int/web/guest/missions/esa-future-missions/biomass>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [24] NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). **NASA/TP-2018-220027**: small spacecraft technology state of the art. california. Washington: NASA, 2018. 207p.
- [25] 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, Mar. 2018.
- [26] BOGOSSIAN, O. L. **Introdução à tecnologia de satélites**. São José dos Campos: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2017. Notas de aula.
- [27] INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS. **CBERS - Satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres**. Disponível em: <http://www.cbears.inpe.br/>. Acesso em: 22 nov. 2019.

- [28] INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS. **Missão Amazonia-1**. Disponível em: <http://www3.inpe.br/amazonia-1/>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [29] PROCHNOW, S. L.; DURÃO, O. S. C.; SCHUCH, N. J. **Miniaturização de satélites**: relatório final de projeto de iniciação científica. Santa Maria: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), 2006. Disponível em: <http://mtc-m16.sid.inpe.br/attachment.cgi/sid.inpe.br/mtc-m16@80/2006/08.15.13.13/doc/Silvano%20Lucas%20Prochnow.pdf>. Acesso em: 22 de nov. 2019.
- [30] MOREIRA, A.; PRATS-IRAOLA, P.; YOUNIS, M.; KRIEGER, G.; HAJNSEK, I.; PAPATHANASSIOU, P. A Tutorial on Synthetic Aperture Radar. **IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine**, v. 1, n. 1, p. 6 – 43, March 2013.
- [31] 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. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 2015.
- [32] COMISIÓN NACIONAL DE ACTIVIDADES ESPACIALES. **SAOCOM - Satélite Argentino de Observación Con Microondas**. Disponível em: <https://www.argentina.gob.ar/ciencia/conae/misiones-espaciales/saocom/objetivos>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [33] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). **IEEE Std 521-2002**: IEEE standard letter designations for radar-frequency bands. New York: IEEE, 2003. 10p.
- [34] INNOVATIVE SOLUTIONS IN SPACE (ISIS). **Cubesat platforms**. Disponível em: <https://www.isispace.nl/cubesat-platforms/#platforms>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [35] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU). **R-REG-RR-2016**: radio regulations – articles. Geneva: ITU, 2016. v. 1, 442p.
- [36] KUEK, N. S.; LIEW, A. C.; SCHAMILOGLU, E.; ROSSI, J. O. Pulsed RF oscillations on a nonlinear capacitive transmission line. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 20, n. 4, p. 1129 – 1135, Aug. 2013.
- [37] SMITH, P. W. **Transient electronics**: pulsed circuit technology. West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2002. p. 246 – 248.

- [38] UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO (USP). **E-disciplinas – circuitos eletrônicos 1: diodos de junção (SEL 313)**. Disponível em: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/680546/mod_resource/content/1/PN_A8_Outros%20Diodos.pdf. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [39] INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA. **Diodos e dispositivos especiais**: Professor Clóvis Antônio Petry. Disponível em: http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Potencia/2012_1/Diodos_Especiais.pdf. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [40] CAPITÓLIO SEMICONDUTORES. **Diodo Schottky**. Disponível em: <http://www.capitoliosemic.com.br/diodo-schottky>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [41] WOLFSPEED / CREE. **C4D05120E datasheet silicon carbide Schottky diode**. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/130/C4D05120E.pdf>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [42] WOLFSPEED / CREE. **C4D02120E datasheet silicon carbide Schottky diode**. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/128/product/91/c4d02120e.pdf>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [43] MARKUS, O. **Circuitos elétricos**: corrente contínua e corrente alternada. 9.ed. São Paulo: Érica, 2004. p. 102 – 105.
- [44] WURTH ELEKTRONIK. **744912156 datasheet air core inductor**. Disponível em: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/744912156.pdf>. Acesso em: 22 nov. 2019.
- [45] ROUPHAEL, T. J. **Wireless receiver architectures and design**: antennas, RF, synthesizers, mixed signal, and digital signal process. USA: Elsevier, 2014. p. 35 – 36.
- [46] ROMANCHENKO, I. V.; ROSTOV, V. V.; KLIMOV, A. I.; KURKAN, I. K.; GUNIN, A. V.; KOSHELEV, V. I.; SUKHUSHIN, K. N.; ANDREV, Y. A.; KONEV, V. Y. Effective irradiation of high-power RF pulses from gyromagnetic nonlinear transmission lines. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2013, San Francisco, CA, USA. **Proceedings...** 2013. p. 1 - 5.
- [47] ANDREV, Y. A.; KOSHELEV, V. I.; ROMANCHENKO, I. V.; ROSTOV, V. V.; SUKHUSHIN, K. N. Generation and radiation of high-power ultrawideband pulses with controlled spectrum. **Journal of**

Communications Technology and Electronics, v. 58, p. 297 – 306,
Apr. 2013.

APÊNDICE A – TRABALHOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS

Autor principal:

Lucas R. Raimundi, José O. Rossi, Elizete G. Lopes Rangel, Leandro C. Silva, Edl Schamiloglu, "High-Voltage Capacitive Nonlinear Transmission Lines for RF Generation Based on Silicon Carbide Schottky Diodes" in *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 47, no. 1, pp. 566-573, Jan. 2019. (Classificação Qualis CAPES B1)

Coautor:

Leandro C. Silva, José O. Rossi, Elizete G. L. Rangel, Lucas R. Raimundi, Edl Schamiloglu, "Study of Pulsed RF Signal Extraction and Irradiation from a Capacitive Nonlinear Transmission Line", *International Journal of Advanced Engineering Research and Science*, vol. 5, no. 10, pp. 121-133, 2018.

APÊNDICE B – TRABALHOS APRESENTADOS EM EVENTOS CIENTÍFICOS

Autor principal:

Lucas R. Raimundi, José O. Rossi, Elizete G. L. Rangel, Leandro C. Silva, Edl Schamiloglu, Lauro P. S. Neto, “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.

Raimundi, L. R., Rossi, J. O., Rangel, E. G. L., “Geração de RF em 200 MHz Baseada em Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLs) com Diodos Schottky de Carbetto de Silício”, *9º WETE - Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais*, INPE, São José dos Campos, SP, Brasil, agosto de 2018.

Coautor:

Leandro C. Silva, José O. Rossi, Lucas R. Raimundi, Elizete G. L. Rangel, Edl Schamiloglu, “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.

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”, *2019 Pulsed Power and Plasma Science*, June 22-28, Orlando, Florida, USA.

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”, *2019 Pulsed Power and Plasma Science*, June 22-28. Orlando, Florida, USA.