



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

MARCELO MACÊDO ALVES

**AVALIAÇÃO OTIMIZADA DE HASTES DE ÂNCORA DE TORRES ESTAIADAS
BASEADA NA REFLECTOMETRIA DE SINAIS EM MICRO-ONDAS**

Recife

2023

MARCELO MACÊDO ALVES

**AVALIAÇÃO OTIMIZADA DE HASTES DE ÂNCORA DE TORRES ESTAIADAS
BASEADA NA REFLECTOMETRIA DE SINAIS EM MICRO-ONDAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Recife

2023

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

A474a

Alves, Marcelo Macêdo.

Avaliação otimizada de hastes de âncora de torres estaiadas baseada na reflectometria de sinais em micro-ondas / Marcelo Macêdo Alves – 2023.

86 f.: il., figs., tabs., abrev. e siglas.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.

Inclui Referências e Apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Localização de falta. 3. Medição e simulação. 4. Modelagem eletromagnética. 5. Reflectometria. 6. Técnica não destrutiva. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2023-241

MARCELO MACÊDO ALVES

**AVALIAÇÃO OTIMIZADA DE HASTES DE ÂNCORA DE TORRES ESTAIADAS
BASEADA NA REFLECTOMETRIA DE SINAIS EM MICRO-ONDAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 26/07/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Luiz Henrique Alves de Medeiros (Examinador Externo)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Renato Evangelista de Araújo (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor (Examinador Externo)
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Bruno Gomes Moura de Oliveira (Examinador Externo)
Instituto Federal de Pernambuco

RESUMO

Hastes de âncora são usadas na sustentação de cabos estaiados de torres de transmissão elétrica. Elas fazem parte de um complexo sistema de ancoragem que é montado para apoiar a enorme estrutura capaz de levar energia elétrica a diversas regiões. Muitas vezes a instalação dessas torres ocorre em lugares remotos, o que torna sua manutenção desafiadora. Além do mais, a verificação da integridade das hastes de âncora, que são fincadas em solo, é realizada através de uma inspeção visual. Isso requer que o solo ao redor da haste seja escavado, o que torna o processo caro e perigoso para os funcionários. Diversos métodos não destrutivos foram propostos para verificação da integridade de hastes de âncora, mesmo enterradas e sem a necessidade de escavar o solo. Uma delas trata-se da reflectometria no domínio da frequência. Essa análise pode fornecer informações valiosas a respeito da integridade da haste, já que, mudanças de impedância podem ser causadas por processos corrosivos em sua superfície. Contudo, é muito comum que estruturas auxiliares estejam presentes ao longo da haste de âncora, e assim, podem influenciar no diagnóstico sobre o estado da haste de âncora. Sendo assim, o principal objetivo deste trabalho é otimizar a análise da reflectometria, enfatizando posições de falha e diminuindo efeitos causados por outras estruturas. Resultados experimentais mostram que a análise da reflectometria pode indicar apenas a localização de uma possível falha corrosiva na superfície da haste, com uma imprecisão de 12%. Desse modo, aqui, medições e simulações são feitas em hastes de âncora usando teorias de espalhamento de parâmetro S para identificação de possíveis falhas na sua estrutura que é otimizada pela redução de efeitos indesejados. Esses efeitos são minimizados através de subtrator linear idealizado para ser operado em um Analisador Vetorial de Redes.

Palavras-chave: localização de falta; medição e simulação; modelagem eletromagnética; reflectometria; técnica não destrutiva.

ABSTRACT

Anchor rods are used to support guyed cables from electrical transmission towers. They are part of a complex anchoring system that is assembled to support the massive structure capable of carrying energy to several regions. Often the installation of these towers takes place in a remote region, which makes their maintenance challenging. Furthermore, checking the integrity of the anchor rods, which are driven into the ground, is carried out through a visual inspection. This requires the ground around the rod to be excavated, which makes the process expensive and dangerous for workers. Several non-destructive methods have been proposed to verify the integrity of anchor rods, even buried and without the need to dig the ground. One of them is based on frequency domain reflectometry. Electromagnetic signals are injected by a vector network analyzer into a transmission line composed of an anchor rod. The signal reflection levels along the rod are analyzed. This analysis can provide valuable information regarding the integrity of the rod, since impedance changes can be caused by corrosive processes on its surface. However, it is very common for auxiliary structures to be present along the anchor rod. They can influence the diagnosis of the state of the anchor rod. Therefore, the main objective of this work is to optimize the reflectometry analysis, emphasizing fault positions and reducing effects caused by other structures. Experimental results show that reflectometry analysis can only indicate the location of a possible corrosive process on the rod surface, with an inaccuracy of 12%. Therefore, here, measurements and simulations are performed on anchor rods using S-parameters theory to identify possible faults in their structure, which is optimized by reducing undesired effects. Such effects are minimized through a linear subtractor designed to be operated via a Vector Network Analyzer.

Keywords: fault location; measurement and simulation; electromagnetic modelling; reflectometry; non-destructive technique.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Torre estaiada para transmissão de energia elétrica	15
Figura 2 – Visão de baixo para cima de um estai de uma torre estaiada.....	16
Figura 3 – Estruturas usadas para fixação do estai no solo destacadas em tons mais claros: (a) <i>vari-grip</i> , (b) estai, (c) olhal e contraporca e (d) haste de âncora	17
Figura 4 – Inspeção visual sendo feita em uma haste de âncora junto com demais estruturas: (a) tubo de PVC, (b) espaçador.....	19
Figura 5 – Bloco de cimento usado para suportar a alta carga do estai	19
Figura 6 – Uma luva hexagonal feita do mesmo material de haste de âncora.	20
Figura 7 - Esquema representativo da linha de transmissão formada pela haste de âncora e a haste de referência indicada por A.	23
Figura 8 - Geometria de dois fios paralelos e distribuição dos campos elétrico e magnético numa seção transversal.....	25
Figura 9 - Circuito equivalente de um comprimento infinitesimal de uma linha de transmissão: (a) destaque para definições de tensão e corrente, (b) elementos concentrados do circuito equivalente	27
Figura 10 - Coeficientes das reflexões parciais de um transformador multisessão	29
Figura 11 - Multisessões em uma linha de transmissão: (a) linha conectada a uma fonte de tensão e terminada por um circuito aberto. (b) representação da linha por matrizes ABCD.....	34
Figura 12 – Fluxograma do modelo analítico para obter valores de S_{11} de uma linha de transmissão.....	36
Figura 13 - Os valores de S_{11} por frequência na linha de transmissão de 2 m.....	37
Figura 14 - Dados de S_{11} convertidos para o domínio do tempo considerando aplicações prévias de janelamento e deslocamento de frequências.....	38
Figura 15 - Os valores do coeficiente de reflexão por distância: (a) calculados em decibéis, (b) calculados em VSWR.....	40
Figura 16 – Apresentação dos valores de VSWR no equipamento da <i>Keysight</i> através da função $DTF(VSWR)$	41
Figura 17 – Representação de uma haste defeituosa de 2 metros e demais estruturas como: (a) espaçador, (b) luva hexagonal e (c) falha.....	42
Figura 18 – Os valores de VSWR por distância de uma haste 2 metros e picos referentes a presença de: (a) espaçador, (b) luva hexagonal e (c) falha	42

Figura 19 - Linha de transmissão considerada desenhada no simulador de onda completa: (a) visão de toda estrutura modelada, (b) detalhe da porta discreta de 50Ω	44
Figura 20 - Comparação dos valores calculados e simulados de VSWR por distância para a linha de transmissão	45
Figura 21 - Comparação dos valores de VSWR calculados e simulados. A simulação foi feita com uma porta discreta de 188Ω	46
Figura 22 – Linha de transmissão formada por uma haste de cobre, haste de âncora defeituosa, espaçador e luva hexagonal	47
Figura 23 – O conector MDSC e demais conexões para garantir o isolamento elétrico entre as hastes.....	47
Figura 24 – Simulações realizadas com diferentes relações entre as frequências máxima e mínima. Picos de valores relativos à presença de: (a) espaçador, (b) luva hexagonal, (c) falha de 20 cm, (d) final da haste de âncora, (e) final da haste de cobre.....	48
Figura 25 – Resposta da reflectometria após redução de efeitos indesejados feita a partir da concatenação de duas curvas apresentadas na figura anterior.	49
Figura 26 - Configuração da medição envolvendo uma TRTL de 1 m: (a) analisador <i>Keysight N9952A</i> , (b) cabo coaxial SMA, (c) adaptador SMA fêmea para N macho, (d) MDSC, (e) haste de âncora, (f) haste de cobre, (g) desgaste fabricado com 20 cm de comprimento.....	51
Figura 27 - Tela do analisador <i>Keysight N9952A</i> na função <i>DTF(VSWR)</i>	52
Figura 28 – Edição da tela do analisador com diferentes cores para: estrutura do cabo coaxial (em vermelho), TRTL (em azul) e imagens repetitivas (em verde)	54
Figura 29 - Esquema bidimensional da TRTL e suas medidas práticas em centímetros.....	55
Figura 30 - Respostas de medição passa-baixa em uma TRTL com 2 m. Destaques em: (a) início da falha, (b) fim da falha, (c) fim da haste de âncora, (d) fim da haste de cobre.....	56
Figura 31 – Diferentes níveis de subtração linear de uma medição passa-baixa.	57
Figura 32 – A medição passa-baixa após a redução linear dos efeitos da extremidade final das hastes.....	57
Figura 33 – Fluxograma do algoritmo PSO adotado para redução dos efeitos indesejados. ...	58
Figura 34 – Resultados dos níveis de subtração por cada iteração executada pelo PSO.	60
Figura 35 – Fluxograma do algoritmo GA adotado para redução dos efeitos indesejados	61
Figura 36 – Resultados dos níveis de subtração por cada iteração executada pelo GA	62

Figura 37 - Tela inicial do sistema desenvolvido para realização da medição em hastes de âncora	63
Figura 38 - Maleta de medição que dentre outros equipamentos é composta por um dos instrumentos da Keysight.....	64
Figura 39 - Menu lateral que mostra o estado do VNA em operação.....	65
Figura 40 - Análise da reflectometria habilitada pela função <i>Distance to Fault</i>	66
Figura 41 - Funções auxiliares disponíveis na análise da reflectometria	67
Figura 42 - Aumento na escala do eixo vertical, que pode ser controlado através do componente gráfico no canto inferior da tela	68
Figura 43 – Passos da calibração do instrumento conectado através da função <i>Calibration</i> : (a) Open, (b) Short, (c) Load, (d) mensagem final	69
Figura 44 - Função Camera que permite salvar o resultado do gráfico VSWR por distância. 70	
Figura A1 - Esquema representativo da linha de transmissão formada pela haste de âncora enterrada e a haste de referência indicada por A	82
Figura A2 - Esquema representativo da linha de transmissão considerada.....	83
Figura A3 - Modelo composto por multisessões onde a distância entre os condutores aumenta linearmente ao longo do comprimento da linha de transmissão.....	84
Figura A4 - Linha de transmissão afilada de comprimento físico de 2 metros e sem desgaste	85
Figura A5 - Linha de transmissão afilada com 2 metros de comprimento e desgaste entre 1,5 m e 1,7m.....	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros da linha de transmissão de comprimento finito.	34
Tabela 2 - Parâmetros utilizados para o cálculo das frequências varridas para o caso ideal. ..	35
Tabela 3 – Posicionamento e diâmetro das estruturas sobre a haste de âncora da Figura 17. .	42
Tabela 4 – Valores das propriedades dos materiais usados na simulação.	44
Tabela 5 – Relação das frequências máxima e mínima utilizadas em cada simulação.	48
Tabela 6 – Parâmetros configurados no analisador para a medição na TRTL apresentada na Figura 26.	53
Tabela 7 – Transcrição dos valores dos marcadores numéricos da Figura 27.	54
Tabela 8 – Valores dos parâmetros do algoritmo PSO.	59
Tabela 9 – Valores dos parâmetros do algoritmo GA.	62

LISTA DE SIGLAS

AMT	Active Microwave Termographic
BSD	Berkeley Software Distribution
CHAAF	Conector Haste-Analisador para Altas Frequências
DBN	Deep Belief Networks
DC	Direct Current
DTF	Distance to Fault
DUT	Device Under Test
FDR	Frequency Domain Reflectometry
HFSS	High Frequency Simulator Software
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
MDSC	Microwave Device for Support and Connection
NDE	Non-Destructive Evaluation
NDT	Non-Destructive Technique
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PML	Perfectly Matched Layer
PVC	Polyvinyl Chloride
PVI	Parcela variável por indisponibilidade
RF	Radiofrequency
SHM	Structural Health Monitoring
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STN	Sistema de Transmissão Nordeste S.A.
SVM	Support Vector Machine
TDR	Time Domain Reflectometry
TEM	Transversal Electromagnetic
TRTL	Two-Rod Transmission Line
VNA	Vector Network Analyzer
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância
Γ	Coefficiente de reflexão
Θ	Comprimento elétrico
l	Comprimento físico
G	Condutância
α	Constante de atenuação
β	Constante de fase
γ	Constante de propagação
s	Distância entre condutores
d_{max}	Distância máxima
v_f	Fator de velocidade
I^-	Fluxo da corrente negativa
I^+	Fluxo da corrente positiva
f_{step}	Frequência de passo
f_{max}	Frequência máxima
f_{min}	Frequência mínima
Z_0	Impedância característica
Z_L	Impedância da carga
Z_{in}	Impedância de entrada
η_0	Impedância intrínseca do espaço livre
L	Indutância
f_{span}	Largura da banda de frequência
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
R	Resistência
V^+	Tensão do sinal incidente
V^-	Tensão do sinal refletido
c	Velocidade da luz
\vec{E}	Vetor campo elétrico
\vec{H}	Vetor campo magnético

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA.....	14
1.2	REVISÃO DA LITERATURA	20
1.3	OBJETIVOS.....	22
1.3.1	Objetivos secundários.....	22
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
2.1	PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA EM DOIS CONDUTORES PARALELOS.....	24
2.2	MODELO DE ELEMENTOS CONCENTRADOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO	26
2.3	MEDIÇÕES USANDO A TÉCNICA DA REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	29
2.3.1	Conversão para o domínio de tempo de dados obtidos no domínio da frequência.....	29
2.3.2	A matriz de espalhamento	31
3	AVALIAÇÃO ANALÍTICA DA LINHA DE TRANSMISSÃO FINITA	33
3.1	MODELO ANALÍTICO DA LINHA DE TRANSMISSÃO DE COMPRIMENTO FINITO	33
3.1.1	Conversão dos valores de S_{11} para o domínio do tempo	37
3.1.2	Formato dos valores de S_{11} no domínio do tempo	39
3.2	INTRODUÇÃO DE OUTRAS ESTRUTURAS NA LINHA DE TRANSMISSÃO.....	41
3.3	SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DA LINHA DE TRANSMISSÃO	43
3.3.1	Redução dos efeitos indesejados no resultado da reflectometria	45
4	MEDIÇÕES EM HASTES DE ÂNCORA USANDO ANALISADOR VETORIAL DE REDE	50
4.1	MEDIÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO	50
4.2	REDUÇÃO DOS EFEITOS INDESEJADOS NAS MEDIÇÕES ATRAVÉS DE UM SUBTRATOR LINEAR.....	55
4.2.1	Otimização da redução dos efeitos através do algoritmo PSO	58
4.2.2	Otimização da redução dos efeitos através do algoritmo GA	60

5	INTERFACE AMIGÁVEL PARA O SISTEMA DE MEDIÇÃO	63
5.1	O APLICATIVO DESENVOLVIDO PARA A MEDIÇÃO	64
6	CONCLUSÕES	71
6.1	TRABALHOS FUTUROS	71
6.2	PRODUÇÃO CIENTÍFICA E PATENTES	72
6.2.1	Trabalhos publicados em periódicos	72
6.2.2	Trabalhos publicados em anais de conferências	73
6.2.3	Patentes de propriedade intelectual	75
	REFERÊNCIAS	77
	APÊNDICE A – PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA EM HASTES NÃO	
	PARALELAS.....	82

1 INTRODUÇÃO

A atividade econômica brasileira está atrelada à oferta de energia elétrica fornecida para a sociedade e a indústria. Logo, em tempos de crescimento econômico uma demanda maior de energia é exigida.

Segundo o ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico), será investido cerca de 23,9 bilhões de reais no setor elétrico até 2026 [1]. Desse montante, 16,3 bilhões correspondem a novas obras neste setor, sendo que uma parte delas corresponde a criação de 7,951 km de novas linhas de transmissão [1].

As linhas de transmissão elétrica são estruturas responsáveis por transportar a energia gerada em unidades geradoras de potência até seus respectivos distribuidores ou consumidores [2]. Este transporte muitas vezes é feito por longas distâncias e precisa ser realizado de uma maneira econômica e segura pelas companhias transmissoras de energia, o que nem sempre é possível.

Muitos contratemplos estão associados à transmissão de energia. Como por exemplo, o fornecimento de energia à uma região pode ser interrompido devido ao colapso ou queda de uma torre de transmissão elétrica [3]. Nesse caso, a empresa responsável é taxada pelos órgãos reguladores e fiscalizadores brasileiros com um oneroso imposto chamado de PVI (Parcela Variável por Indisponibilidade) [4]. Portanto, as companhias de transmissão de energia têm a preocupação constante de monitorar a infraestrutura criada para realizar o transporte de energia desde sua geração até sua distribuição final.

É de comum acordo de toda a sociedade que o progresso econômico de uma região não pode ser afetado pelo não fornecimento de energia. Sendo assim, este trabalho propõe aprimorar uma ferramenta para identificar possíveis falhas estruturais que comprometem a estabilidade de uma torre de transmissão de energia e podem levá-la à queda.

1.1 CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA

Dentre os mais variados tipos de torres utilizadas para a transmissão de energia elétrica encontra-se a torre estaiada, tal qual mostrada na Figura 1. Basicamente, sua estrutura consiste de uma imensa coluna rotulada por uma base e ancoradas ao solo por cabos de aço. Elas são encontradas em várias aplicações de engenharia como transmissão elétrica, suporte de antenas de transmissão de telecomunicações, estádios, galpões industriais e tabuleiros de pontes [5].

Figura 1 - Torre estaiada para transmissão de energia elétrica



Fonte: O Autor, 2023.

Um dado relevante, baseado em análises técnicas e econômicas, mostra que as torres estaiadas apresentam uma economia de peso e custo total de 75,3% e 88,5%, respectivamente, quando comparadas às tradicionais torres autoportantes em um projeto de engenharia [6]. Em contrapartida, outros aspectos precisam ser considerados em relação à essas torres.

No Brasil, o vento é um dos principais responsáveis pela redução da vida útil das torres estaiadas devido a vibrações excessivas nessas estruturas. Sobrecarga, vandalismo e rupturas de cabos também são outros empecilhos encontrados em sua adoção [7].

Outro obstáculo não menos importante e tema de estudo desta tese é a oxidação das estruturas de aço que são usadas para sustentar e manter a estabilidade da coluna central da torre estaiada. Tais estruturas são chamadas de hastes de âncora. Geralmente, elas possuem cerca de 6 a 8 metros de comprimento, sendo que grande parte da haste fica enterrada embaixo do solo.

A Figura 2 mostra em destaque um estai de uma torre estaiada. O estai é um cabo de aço que conecta a parte alta do mastro da torre até a haste de âncora na parte próxima ao solo. Geralmente, são usados 4 estais para a correta fixação da torre no solo.

Figura 2 – Visão de baixo para cima de um estai de uma torre estaiada



Fonte: O Autor, 2023.

Já a Figura 3 destaca as diferentes estruturas usadas para fixar e manter a estabilidade do estai que está preso à torre estaiada. Como pode ser visto na Figura 3, item (a), o conector *vari-grip*, em destaque, é usado para centralizar o estai, destacado na Figura 3, item (b). O *vari-grip* então é preso ao olhal, destacado na Figura 3, item (c), que é rosqueado na haste de âncora, destacada na Figura 3, item (d). Dessa forma, é feita a fixação devida do estai junto a haste de âncora, que é enterrada abaixo do solo.

Figura 3 – Estruturas usadas para fixação do estai no solo destacadas em tons mais claros: (a) *vari-grip*, (b) estai, (c) olhal e contraporca e (d) haste de âncora



Fonte: O Autor, 2023.

Ainda na Figura 3, item (d), pode ser observado que a haste de âncora está encapsulada em um tubo de PVC (*Polyvinyl Chloride*) preenchido com pasta de cimento. Isso é feito para evitar ocorrência de corrosão nas hastes. Sem a proteção do PVC, durante o aterramento da haste de âncora, o cobre presente na superfície do contrapeso, que é usado para aterrará-la, junto com o zinco que reveste a superfície da haste formam uma célula galvânica [8]. Como consequência, ela pode iniciar um processo corrosivo, e assim, a haste fica vulnerável a uma corrosão.

Mesmo com a haste de âncora encapsulada num tubo de PVC, corrosões ainda podem ocorrer devido a problemas na sua instalação como mal encapsulamento do PVC, haste não centralizada no tubo e cavidades na pasta de cimento [8]. Dessa forma, companhias de transmissão de energia devem periodicamente realizar manutenções preventivas para verificar a existência de corrosões nas hastes enterradas, e assim, evitar a queda da torre.

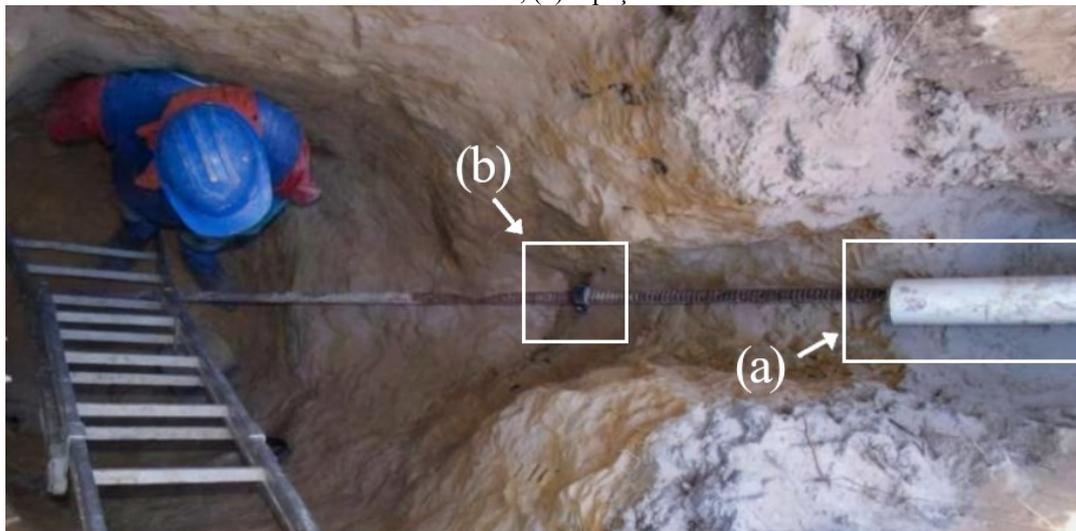
Atualmente, a inspeção visual é realizada para verificar o estado das hastes abaixo do solo. Essa técnica constitui da escavação do solo ao redor da haste para a checagem visual do seu estado [9]. Para a sua execução, essa inspeção requer uma enorme complexidade de custo e pessoal.

A Figura 4 mostra uma inspeção visual sendo feita em uma haste de âncora, que em parte é encapsulada em um tubo de PVC, conforme mostra a Figura 4, item (a), e possui um pequeno espaçador na sua estrutura, conforme mostra a Figura 4, item (b). Os espaçadores, que são feitos de PVC, são utilizados para centralizar a haste de âncora quando ela é envolvida pelo tubo de PVC e a pasta de cimento durante a fase de aterramento.

Um procedimento adotado por uma empresa transmissora de energia consiste que antes da inspeção visual ser realizada, o estai é removido da haste de âncora a ser checada. Para isso, um imenso bloco de cimento, tal qual apresentado na Figura 5, é usado para sustentar temporariamente a alta carga do estai. Esse processo pode levar dias, já que o imenso bloco é montado ao lado da haste e não é movido para outras regiões devido ao seu peso. Após o término da inspeção, o bloco é destruído.

Ainda de acordo com a política dessa empresa, mesmo que não sejam encontradas corrosões na haste de âncora, ela é substituída por uma haste nova e o tipo de fundação é alterado para tubulão, que se trata de uma fundação mais confiável, porém mais cara. Uma luva hexagonal é usada para conectar a nova haste de âncora ao tubulão. Ela é feita do mesmo material da haste, conforme pode ser notado na Figura 6.

Figura 4 – Inspeção visual sendo feita em uma haste de âncora junto com demais estruturas: (a) tubo de PVC, (b) espaçador



Fonte: Adaptado de [4].

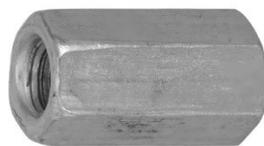
Figura 5 – Bloco de cimento usado para suportar a alta carga do estai



Fonte: O Autor, 2023.

Diante do exposto, pode-se concluir algumas questões. A inspeção visual é um método destrutivo que envolve uma alta complexidade para ser executado. Apesar da confiabilidade de sua análise, ela se torna ineficaz, pois não se sabe de fato a haste a ser desenterrada está corroída.

Figura 6 – Uma luva hexagonal feita do mesmo material de haste de âncora



Fonte: O Autor, 2023.

Portanto, faz-se necessário a adoção pelas companhias transmissoras de uma técnica de baixo custo, não-destrutiva e fácil de ser executada, para a identificação de corrosão em hastes de âncora enterradas, mesmo quando outras estruturas como espaçador, luva hexagonal e tubo de PVC estejam presentes ao longo da haste.

Esta tese tem como propósito a apresentação de uma nova metodologia não-destrutiva, de baixo-custo, e que pode ser executada de uma forma prática e intuitiva, como solução do problema apresentado até então.

1.2 REVISÃO DA LITERATURA

Recentemente, o surgimento de novas técnicas e metodologias permitiram avanços na área de Monitoramento da Saúde Estrutural (SHM - *Structural Health Monitoring*), e Avaliação Não Destrutiva (NDE - *Non-Destructive Evaluation*) [10] [11]. Com isso, essas técnicas proporcionaram o monitoramento de estruturas metálicas com base na propagação de ondas mecânicas e eletromagnéticas através do objeto investigado, ou como mais conhecido, *Device Under Test* (DUT).

Alguns estudos concentram-se na aplicação de ondas ultrassônicas nas hastes e análise das reflexões no domínio do tempo. Um de guia de ultrassom foi usado na avaliação das hastes de âncora enterradas em solo [12]. No trabalho desenvolvido, a medição do diâmetro das hastes é feita através de pulsos ultrassônicos propagados no modo longitudinal. Mais especificamente, o valor de SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) refletido indica o diâmetro aferido. Para valores de SNR abaixo de 22 dB, o sinal refletido indica uma possível corrosão na haste pela perda de material existente nesse processo. Em outro trabalho, o guia de ultrassom é usado na avaliação de outra estrutura metálica, desta vez, parafusos de ancoragem [13].

Uma técnica baseada na integração do NDT (*Non-Destructive Technique*) por micro-ondas e termografia foi desenvolvida para detecção de corrosão em estruturas metálicas [14]. O trabalho

descreve uma inspeção AMT (*Active Microwave Thermographic*) para detectar rachaduras em estruturas metálicas. Nesse trabalho, é mostrado que metais irradiados com um campo elétrico polarizado perpendicular ao comprimento da rachadura geram uma propagação de onda no modo TE₁₀. Isso é comprovado através de uma comparação do campo elétrico medido na rachadura com a frequência de corte desse modo.

Em outro trabalho foram projetadas duas sondas de micro-ondas operando na faixa entre 9,5 a 26,5 GHz para obter espectros de coeficiente de reflexão (Γ) de um conjunto de materiais metálicos cujas corrosões são caracterizadas como revestidas e não revestidas [15]. O objetivo desse trabalho é caracterizar a evolução das corrosões em estruturas metálicas ao longo do tempo.

Nesse contexto, foi desenvolvido um conector de alta frequência, cujo nome é Conector Haste-Analisador para Altas Frequências (CHAAF), para conectar um VNA (*Vector Network Analyzer*) às hastes de âncora [11]. Além disso, foi projetado um circuito em microfita que distingue a haste defeituosa da haste sem defeitos através de um casamento de impedância.

Outras abordagens para verificar a qualidade das estruturas metálicas foram projetadas com inteligência artificial e algoritmos de otimização. Vale ressaltar que, vários trabalhos foram publicados, recentemente, sobre técnicas NDE para manutenção de estruturas metálicas usando aprendizagem de máquina, sendo que alguns vão ser detalhados abaixo. Pode-se afirmar, então, que a aprendizagem de máquina está se popularizando como uma estratégia inovadora para manutenções não destrutivas.

Modelos utilizando os algoritmos *K-Means* e *Elman Neural Networks* foram propostos para detecção de falhas de instalação em parafusos de ancoragem a partir do processamento de parâmetros extraídos da onda de estresse gerada após um impacto recebido pela estrutura [16] [17]. Em outro estudo, um aprendizado de máquina baseado em SVM (*Support Vector Machine*) foi projetado para prever o estado das hastes de ancoragem [18]. Outra aplicação foi feita usando a estratégia de aprendizado de máquina para diagnóstico de falhas estruturais em hastes de âncora operacionais por meio do processamento de parâmetros eletromagnéticos extraídos de um VNA [9]. Redes Neurais Artificiais foram aplicadas para avaliar o nível de corrosão das fundações das torres de linhas de transmissão de energia elétrica a partir de parâmetros do solo [19]. Arquiteturas baseadas em SVM e *Deep Belief Networks* (DBN) foram propostas para detectar falhas estruturais em hastes de âncora a partir dos sinais de vibração induzidos por impacto mecânico [20].

No entanto, a Reflectometria no Domínio da Frequência (FDR - *Frequency Domain Reflectometry*), é muito mais sensível que o TDR (*Time Domain Reflectometry*) e é capaz de

definir a localização precisa de falhas e degradações [21]. Recentemente, com base em FDR, um estudo de aprendizado de máquina foi proposto para detectar falhas nas superfícies de hastes metálicas [22]. Como também, TDR e FDR foram fundidos para avaliar a integridade dos cabos coaxiais [23]. Outros estudos combinaram FDR e Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*) para realizar manutenção em cabos coaxiais e antenas [21] [23] [24]. Assim como em [25] e [26], o presente estudo aqui realizado utilizou FDR e IFFT para localizar precisamente falhas em hastes de ancoragem.

Dentre todos os trabalhos analisados, somente em [26] foi encontrado um estudo sobre a presença de outras estruturas físicas em hastes metálicas e como elas podem influenciar no resultado final do método abordado, o que é analisado de fato nesta tese.

1.3 OBJETIVOS

O principal objetivo é otimizar a análise da reflectometria, enfatizando posições de falha e diminuindo efeitos causados por outras estruturas.

1.3.1 Objetivos secundários

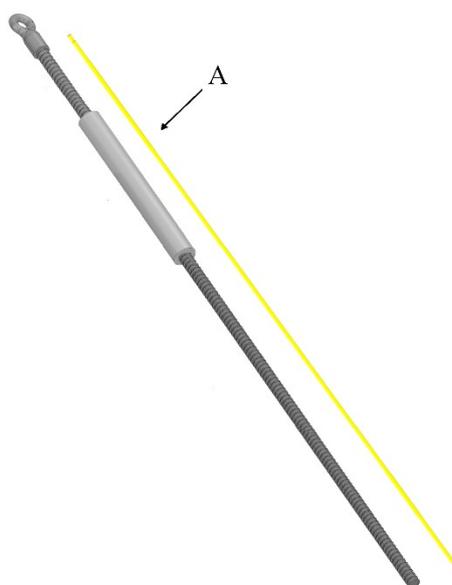
- Revisar o conteúdo na literatura sobre propagação eletromagnética em hastes metálicas.
- Criar um modelo teórico no qual seja avaliado o desempenho do método FDR para o diagnóstico de falhas em hastes de âncora.
- Utilizar um equipamento capaz de executar tal metodologia em hastes de âncoras reais.
- Introduzir estruturas na superfície da haste, e conseqüentemente, avaliar a influência de suas presenças na análise da reflectometria.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O diagnóstico estrutural e não destrutivo de uma haste de âncora é abordado, neste trabalho, como sendo uma linha de transmissão formada pela haste de âncora e por uma haste metálica indicada por A, conforme mostrado na Figura 7. As duas hastes podem estar inseridas em meio dielétrico formado pelo ar ou pelo solo, que por vezes, a haste de âncora é envolvida por um tubo de PVC, por um pequeno espaçador ou até mesmo conectada à outra haste por meio de uma luva hexagonal.

Mesmo com essas estruturas auxiliares, uma linha de transmissão é formada pelas duas hastes e os conceitos de linha de transmissão podem ser aplicados para determinar o comportamento das ondas viajantes ao longo da região entre elas.

Figura 7 - Esquema representativo da linha de transmissão formada pela haste de âncora e a haste de referência indicada por A



Fonte: O Autor, 2023.

Segundo [27], linha de transmissão é uma rede de parâmetros distribuídos, onde tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo de seu comprimento. Contudo, [28] é categórico ao dizer que uma linha de transmissão formada por duas hastes ou dois fios precisa que ambos estejam em paralelo entre si e separados por uma distância constante.

Conforme mostrado na Figura 7, a distância entre as duas hastes é constante ao longo do comprimento da linha de transmissão e o critério do paralelismo é atendido. Contudo, um caso especial é abordado no Apêndice A deste trabalho. Nele, é tratado o caso em que as hastes

possuem uma distância variável entre si ao longo da suposta linha de transmissão.

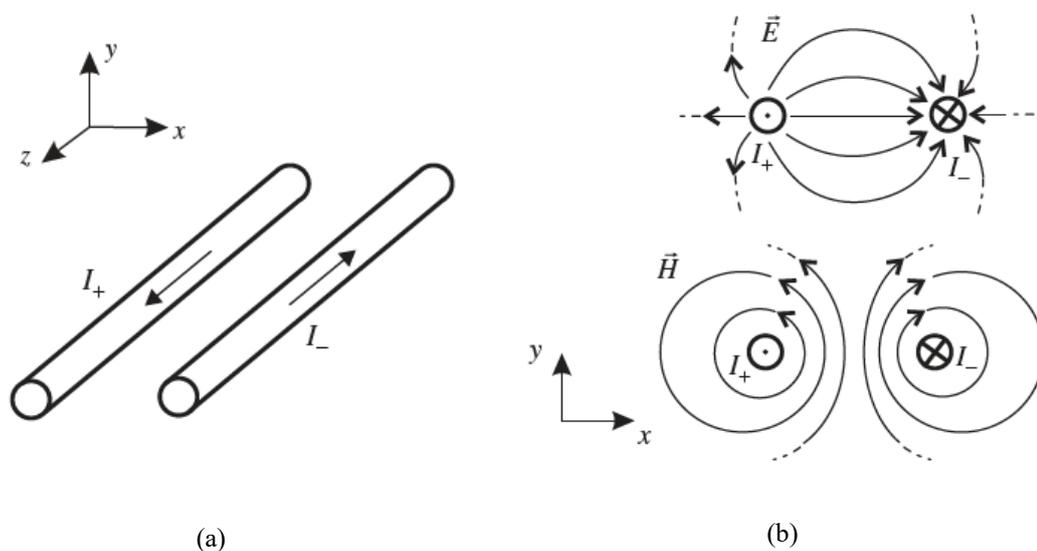
De toda forma, para ambos os casos, foi elaborado um modelo formado por equações que descrevem o comportamento elétrico da linha de transmissão, e por conseguinte, informações valiosas sobre o estado de seus condutores podem ser extraídas e analisadas. Isso é fundamental para o trabalho aqui exposto, já que é possível obter informações sobre a localização e o nível do desgaste na haste de âncora.

2.1 PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA EM DOIS CONDUTORES PARALELOS

Seja uma linha de transmissão formada por dois condutores paralelos e envolvidos por um material homogêneo possui correntes I^+ e I^- que são iguais entre si, mas fluem em direções opostas no eixo z , como representado na Figura 8 (a). Uma seção transversal arbitrária da linha, conforme mostrado na Figura 8 (b), mostra as linhas do campo elétrico \vec{E} que começam no condutor positivamente carregado e vão até o condutor negativamente carregado. Ainda nessa mesma figura, pode-se observar o comportamento do campo magnético \vec{H} gerado devido ao fluxo de corrente em cada condutor. Usando a regra da mão direita, o campo magnético circunda o condutor positivo no sentido anti-horário e o condutor negativo no sentido horário. Vale mencionar que as linhas dos campos elétrico e magnético são perpendiculares entre si [29].

De acordo com o fenômeno eletromagnético da velocidade de propagação finita, quando os dois condutores em paralelo são excitados com uma fonte de tensão senoidal uma onda viaja através da linha de transmissão [30]. Mais ainda, os campos elétrico e magnético que são perpendiculares entre si, também são perpendiculares à direção da onda. Tomando como base a Figura 8 (a), a onda se propaga transversalmente aos campos elétrico e magnético na direção do eixo z , e por isso, é chamada de *Transversal Electromagnetic* (TEM) [30].

Figura 8 - Geometria de dois fios paralelos e distribuição dos campos elétrico e magnético numa seção transversal



Fonte: Adaptado de [30].

Algumas propriedades importantes das ondas TEM podem ser extraídas a partir soluções gerais das ondas eletromagnéticas transversas. Os campos eletromagnéticos da linha de transmissão, assumindo ausência de fontes, devem satisfazer as leis de Ampère e Faraday, dadas pelas equações (1) e (2), respectivamente, onde ω é a frequência angular da onda expressa em radianos por segundo, ϵ e μ são as constantes de permissividade e permeabilidade, respectivamente, do material entre os condutores [27].

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad (1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E}. \quad (2)$$

Considerando que as ondas TEM são caracterizadas por componentes nulas dos campos elétrico e magnético no eixo de propagação da onda (z), pode-se chegar na equivalência apresentada na equação (3). De acordo com essa equação, a constante de fase (β) é igual ao número de onda (k) do material que preenche o espaço entre os condutores na linha de transmissão. Diante disso, o número da onda de corte (k_c), que é definido pela equação (4), é nulo para as ondas TEM. Isso implica que a frequência de corte do modo TEM é 0 Hz e, portanto, a propagação no modo TEM pode acontecer em qualquer frequência não-nula [30].

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = k \text{ (rad/m)}, \quad (3)$$

$$k_c = k^2 - \beta^2 = 0 \text{ (rad/m)}. \quad (4)$$

2.2 MODELO DE ELEMENTOS CONCENTRADOS PARA LINHA DE TRANSMISSÃO

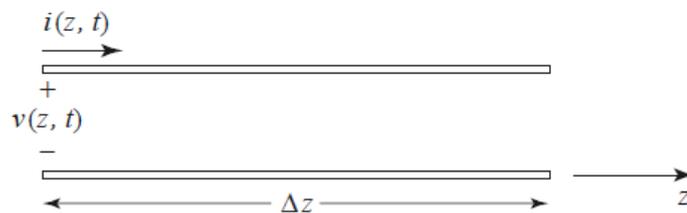
A despeito dessa interpretação intuitiva a respeito do comportamento do campo elétrico e magnético, é preciso determinar os níveis de tensão e corrente na linha de transmissão. Isso é feito, aqui, através de um modelo de linha de transmissão.

Uma forma bastante utilizada de modelar linhas de transmissão é dividir o comprimento físico da linha em seções ortogonais relativas ao comprimento elétrico da linha de transmissão. Esse modelamento permite analisar o comportamento de tensões e correntes que variam em magnitude e fase ao longo da linha de transmissão usando as Leis de Kirchhoff. Adicionalmente, esse tipo de cálculo é uma alternativa para a análise baseada nos custosos *softwares* de simulação de onda completa [31].

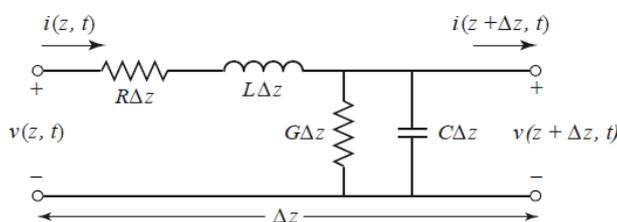
A Figura 9 (a) mostra uma representação de um comprimento físico infinitesimal Δz de uma linha de transmissão de dois condutores em paralelo. Lembrando que tanto tensão como corrente são variantes no tempo harmônico t [27].

A Figura 9 (b) mostra os elementos discretos ou concentrados no circuito equivalente da seção infinitesimal da linha de transmissão. O circuito consiste de um indutor com perdas (indutor ideal em série com resistência) e um capacitador com perdas (capacitor em paralelo com condutância). Cada elemento tem seu valor proporcional ao comprimento Δz , e assim, seus valores são definidos por unidade de comprimento. R (resistência) representa a resistência ôhmica de um condutor não ideal, L (indutância) é associado à autoindutância entre os dois condutores, C (capacitância) representa a energia elétrica armazenada devido à proximidade dos condutores e G (condutância) é associado à possíveis perdas no isolamento elétrico entre os condutores [30].

Figura 9 - Circuito equivalente de um comprimento infinitesimal de uma linha de transmissão: (a) destaque para definições de tensão e corrente, (b) elementos concentrados do circuito equivalente



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de [27].

Em uma linha de transmissão considerada ideal de comprimento físico l , formada por duas hastes condutoras separadas por uma distância s , cujos condutores possuem diâmetros iguais a d_1 e d_2 , respectivamente, os valores de resistência e condutância são nulos, já que não são consideradas perdas ôhmicas e perdas associadas ao possível deficiente isolamento elétrico. Dessa forma, não há reflexões ao longo de seu comprimento [28]. Diante disso, pode-se determinar os valores dos parâmetros distribuídos L e C , e da impedância característica da linha de transmissão Z_0 , tal como se segue [32].

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{4s^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1d_2} \right) (H/m), \quad (5)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\cosh^{-1} \left(\frac{4s^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1d_2} \right)} (F/m), \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} (\Omega). \quad (7)$$

A equação (8) determina a constante de propagação da linha de transmissão, em que α e β são as constantes de atenuação e de fase, respectivamente. Ainda considerando o caso ideal apresentado anteriormente, a atenuação do campo elétrico ao longo da linha de transmissão é nulo ($\alpha = 0$), e assim, a constante de propagação (γ) na linha é determinada apenas por sua componente imaginária [28]. Já a equação (9) determina outro cálculo para a impedância característica da linha de transmissão, onde η_0 é a impedância intrínseca do espaço livre e ϵ_r a permissividade relativa do meio [31]. Pode-se afirmar, então, que uma linha de transmissão sem perdas é caracterizada pelos valores de β e Z_0 .

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta \text{ (m}^{-1}\text{)}, \quad (8)$$

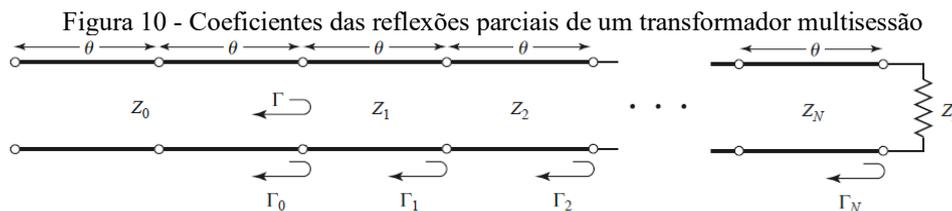
$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1} \left(\frac{4s^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1d_2} \right) (\Omega). \quad (9)$$

De acordo com a equação (9), a impedância característica de uma linha de transmissão de dois condutores paralelos com diâmetros d_1 e d_2 é proporcional à distância s entre eles, considerando $s \gg d_1$ e $d_1 > d_2$, e sabendo que a função \cosh^{-1} é monótona crescente no intervalo de $[1, \infty)$.

O coeficiente de reflexão (Γ) é definido como a relação entre a amplitude da onda de tensão refletida e a amplitude da onda de tensão incidente num determinado comprimento l da linha de transmissão, tal qual mostrado pela equação (10) [30] [27].

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (10)$$

Desse modo, pode-se afirmar que a linha de transmissão formada por duas hastes se comporta como um transformador multisessão, onde o coeficiente de reflexão (Γ), é obtido pela soma dos coeficientes de reflexão parciais em cada seção de igual tamanho da linha de transmissão, em que a soma dos comprimentos das N seções é igual ao comprimento físico da linha de transmissão, conforme demonstrado na Figura 10.



Fonte: Adaptado de [27].

Dessa forma, a análise da reflectometria, ou seja, da medida dos sinais refletidos na linha de transmissão é usada neste trabalho para identificar anomalias que possam surgir na superfície da haste de âncora, e assim, alterar sua geometria. Portanto, a análise da reflectometria aqui consta de uma varredura, ou como mais conhecido *sweep*, de frequências em que o comprimento elétrico (θ) associado varia com o tamanho físico da linha L até um valor próximo de zero.

2.3 MEDIÇÕES USANDO A TÉCNICA DA REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

O presente estudo é baseado em uma ferramenta de análise chamada DTF (*Distance to Fault*) que nada mais é que uma aplicação do conceito de FDR. Essa técnica está presente nos mais modernos VNAs no mercado [33]. Segundo uma renomada fabricante de equipamentos RF (*radiofrequency*), DTF é uma ferramenta de verificação de desempenho e análise de falhas usada para serviço e manutenção de antenas e linhas de transmissão. A técnica de medição FDR identifica com precisão a degradação do caminho do sinal para linhas de transmissão coaxiais e de guias de onda [21]. Sendo que aqui, esta técnica é estendida para manutenção de linhas de transmissão composta por haste de âncora.

Outro fabricante alerta para o fato de que resultados de medição no domínio da frequência não são fáceis de serem interpretados. Todavia, o domínio do tempo oferece uma resposta simples e clara com diferentes componentes de sinal que podem ser facilmente distinguidos [34]. Sendo assim, os dados obtidos no domínio da frequência são convertidos para o domínio do tempo nos próprios VNAs.

2.3.1 Conversão para o domínio de tempo de dados obtidos no domínio da frequência

O cálculo da largura de banda (f_{span}), frequência mínima (f_{min}) e frequência máxima

(f_{max}) necessárias para o *sweep* de frequências é determinado pelas equações (11), (12) e (13), que consideram uma distância máxima (d_{max}), em metros, maior que o comprimento do DUT (l), velocidade da luz (c), fator de velocidade (v_f) e o número de pontos a serem discretizados [35]. O fator de velocidade é a relação da velocidade de propagação da onda na linha de transmissão e a velocidade da luz.

$$f_{span} = \frac{c v_f (Pontos - 1)}{2 d_{max}} \text{ (Hz)}, \quad (11)$$

$$f_{min} = \frac{f_{span}}{Pontos - 1} \text{ (Hz)}, \quad (12)$$

$$f_{max} = f_{span} + f_{min} \text{ (Hz)}. \quad (13)$$

Dessa forma, a largura de banda calculada é relacionada a medições que podem ser feitas até a referida distância máxima sem que sejam encontradas repetições na sua resposta [35]. Essas repetições são comumente conhecidas como *aliasing*, que nada mais são que mais uma adversidade causada pela transformação de uma largura de banda discreta para o domínio do tempo.

Outra consequência de fazer uma transformação de dados medidos e discretos é que a resposta de frequência deve ser truncada, já que todos os VNAs são limitados em sua faixa de frequência de medição, e os dados da amostra em frequência não terão uma resposta infinita [33].

Dessa forma, a transformada inversa de dados truncados resulta em uma resposta no tempo com lóbulos laterais, que em alguns casos podem ser tão grandes que se sobrepõe a resposta original. Na maioria das vezes, os lóbulos laterais podem ser controlados pelo uso adequado de uma função de janelamento. Geralmente, a função de janelamento usada em produtos comerciais é a *Kaiser-Bessel* [33]. Ela é definida conforme a equação (14), que mostra que ela é formada usando a função Bessel de ordem zero (I_0). Além disso, essa função utiliza o parâmetro β que determina o estreitamento da janela e o parâmetro M que determina o número de pontos da janela [36]. Desse modo, os *n-pontos* que vão formar a janela são determinados pela equação (15). Neste trabalho, foram usados os valores de β igual a 6 e M igual a 201.

Para obter resultados mais rápidos, em que a IFFT é usada ao invés da função *Inverse Discrete Fourier Transform* (IDFT), é assumido uma resposta de frequência hermitiana de

entrada onde apenas a parte real do sinal é calculada no domínio do tempo. Assim, as respostas mostradas nos VNAs referem-se apenas onde $t > 0$. Além disso, os pontos aplicados na equação (11) devem ser igualmente espaçados para que IFFT e IDFT retornem os mesmos valores [33]. Isso mostra que a função passo (f_{step}) pode ser determinada pela equação (16), já que a divisão de f_{span} pelo número de pontos menos 1 garante que eles sejam igualmente espaçados.

$$w(n) = \frac{I_0\left(\beta \sqrt{1 - \frac{4n^2}{(M-1)^2}}\right)}{I_0(\beta)}, \quad (14)$$

$$-\frac{M-1}{2} \leq n \leq \frac{M-1}{2}, \quad (15)$$

$$f_{step} = \frac{f_{span}}{(Pontos - 1)} \text{ (Hz)}. \quad (16)$$

Neste trabalho, a relação entre as frequências máxima e mínima é investigada, pois dependendo do valor da relação entre elas, diferentes respostas podem ser geradas. Como visto posteriormente, isso é bastante útil quando não se deseja indicações, na resposta da reflectometria, da presença de estruturas auxiliares na linha de transmissão [26].

Para aprofundar os estudos relacionados a IFFT aplicada em larguras de banda discretas é utilizada a biblioteca de programação *scikit-rf*. Segundo sua documentação, *scikit-rf* é um pacote de código aberto, licenciado pelo *Berkeley Software Distribution* (BSD), voltado para engenharia de micro-ondas e desenvolvido para todas as versões suportadas da linguagem de programação *Python*. Esse pacote fornece uma biblioteca moderna e orientada a objetos que é flexível e escalável [36].

2.3.2 A matriz de espalhamento

De acordo com a equação (11), o cálculo das frequências necessárias para uma varredura onde o comprimento da linha de transmissão é de até 8 metros, tal qual um comprimento de uma haste de âncora longa, resulta em frequências na faixa de micro-ondas.

É sabido de que medição direta de tensões e correntes nos terminais de uma rede torna-se cada vez mais difícil com o aumento da frequência [30]. Uma representação mais de acordo com linhas de transmissão que envolve medições da potência da onda incidente, da onda refletida e da transmitida, é dada pela matriz de espalhamento [27].

Além disso, a matriz de espalhamento, ou matriz S , relaciona as ondas de tensão incidentes nas portas com aquelas refletidas nas portas [27]. Portas são os terminais da linha de transmissão que podem ser conectados a um VNA. Portanto, para determinar os elementos da matriz S conecta-se as portas do VNA aos terminais da linha de transmissão e mede-se a potência das ondas transmitidas e refletidas [30].

Vale ressaltar que, no caso aqui abordado da haste de âncora, apenas uma porta é medida. A equação (17) define uma representação formal para esta porta [27]. Ela considera S_{11} como o coeficiente de reflexão visto pela porta 1 do VNA, sendo que, a porta 1 é desferida com uma onda incidente de voltagem V_1^+ e medida uma onda refletida de amplitude V_1^- , ainda levando em consideração o fato de que todas outras portas do instrumento VNA estão terminadas [27].

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \mid V_k^+ = 0, \text{ sendo } k \neq 1. \quad (17)$$

Dessa forma, fica então entendido, todo o procedimento que deve ser realizado para que seja possível uma análise do diagnóstico estrutural da haste de âncora, que neste trabalho, se dá pela análise de reflectometria.

Antes da apresentação de resultados baseados nos conceitos aqui abordados e medidos por um VNA, no próximo capítulo, é mostrado um modelamento matemático que permite obter respostas da reflectometria numa linha de transmissão formada por dois condutores em paralelo.

3 AVALIAÇÃO ANALÍTICA DA LINHA DE TRANSMISSÃO FINITA

Como mencionado no capítulo anterior, a análise estrutural da haste de âncora é feita aqui através da análise de reflectometria, que se dá pela medição da potência das ondas senoidais refletidas ao longo do comprimento da haste através de um VNA.

No entanto, neste capítulo, é elucidado que é possível extrair informações a respeito da integridade de uma suposta haste de âncora através de sua geometria ou contorno de sua superfície através de um modelo analítico.

Esse modelo também possibilita a inserção do comprimento de outras estruturas que podem estar presentes na haste de âncora em operação, mas, como será visto, produzem efeitos indesejados na resposta da reflectometria.

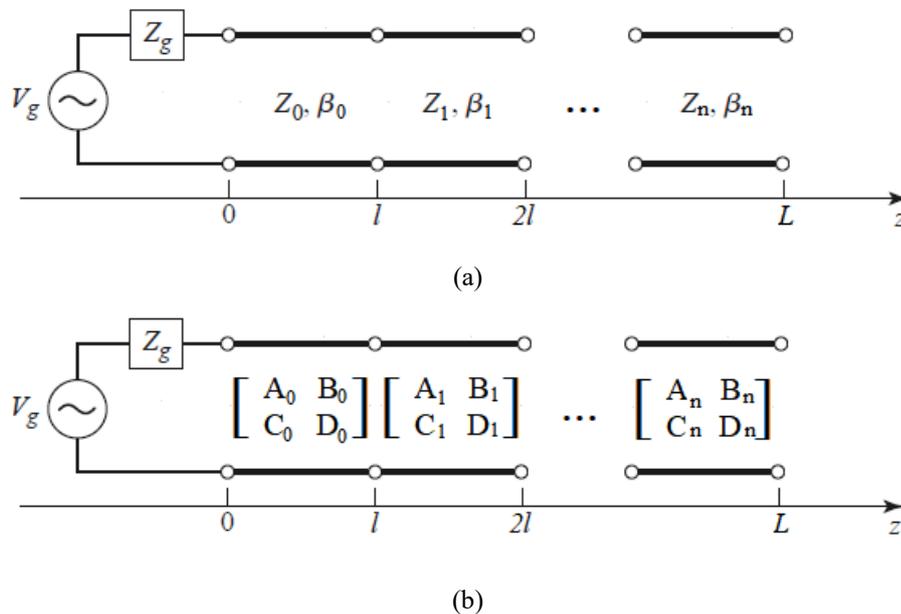
3.1 MODELO ANALÍTICO DA LINHA DE TRANSMISSÃO DE COMPRIMENTO FINITO

O modelo analítico foi desenvolvido baseado em [32], em que considera a linha de transmissão tal qual um transformador multisessão, e sem perdas ôhmicas, mas com comprimento finito onde o comprimento total do DUT é dividido em seções ortogonais. Ao final, é feita uma multiplicação entre as seções, que tem como resultado uma resposta coincidente àquela realizada por uma medição passa-baixa feita por um VNA, considerando o comprimento total do DUT. Isso é possível graças ao fato de que a matriz ABCD permite a multiplicação em cadeia de conexões de até 2 portas [27]. A definição da matriz ABCD e sua relação com os parâmetros S são feitas em outro momento.

A Figura 11 (a) mostra uma linha de transmissão conectada a uma fonte de tensão V_g cuja resistência interna é dada por Z_g . A representação da linha como um conjunto de matrizes ABCD é mostrada na Figura 11 (b). Como pode ser visto, a linha de transmissão de comprimento L é dividida em n seções de comprimento l , onde cada seção possui valores de impedância característica (Z_n) e constante de fase (β_n). A linha de transmissão é ainda terminada por um circuito aberto.

Aplicando os parâmetros apresentados na Tabela 1 nas equações (5) e (6), são calculados, respectivamente, os valores da indutância e capacitância, e por conseguinte, o valor da impedância característica, através da equação (7), de cada seção da linha de transmissão.

Figura 11 - Multisessões em uma linha de transmissão: (a) linha conectada a uma fonte de tensão e terminada por um circuito aberto. (b) representação da linha por matrizes ABCD



Fonte: Adaptado de [27].

Tabela 1 - Parâmetros da linha de transmissão de comprimento finito.

Parâmetro	Valor	Descrição
ϵ_0	$8,854 \times 10^{-12}$ F/m	Permissividade do espaço livre
μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m	Permeabilidade do espaço livre
ϵ_r	1,000536	Permissividade relativa do ar
μ_r	1	Permeabilidade relativa do ar
s	0,05 m	Distância entre as hastes
d_1	0,011 m	Diâmetro da haste de referência
d_2	0,034 m	Diâmetro da haste de âncora
Z_g	50 Ω	Resistência da fonte de tensão

Fonte: O Autor, 2023.

O cálculo dos valores de uma matriz $ABCD_n$ para uma seção n de comprimento l são determinados pelas equações (18) a (21), onde Y_n é valor de admitância da seção [27].

$$A_n = \cos(\beta_n l), \quad (18)$$

$$B_n = jZ_n \text{sen}(\beta_n l), \quad (19)$$

$$C_n = jY_n \text{sen}(\beta_n l), \quad (20)$$

$$D_n = \cos(\beta_n l). \quad (21)$$

Para o cálculo das frequências igualmente espaçadas e utilizadas na varredura (*sweep*), e assim de β_n de cada seção, são utilizados os parâmetros da Tabela 2. Para o cálculo de f_{span} é utilizada a equação (11), assim como para os cálculos dos valores de f_{min} e f_{max} são utilizadas as equações (12) e (13), respectivamente. Como observação, a distância máxima de 6 metros é escolhida para que a resposta no tempo não fique tão comprimida, já que o comprimento do DUT é de 2 metros. O valor de 37 centímetros que é adicionado na distância máxima é explicado mais adiante.

Tabela 2 - Parâmetros utilizados para o cálculo das frequências varridas para o caso ideal.

Parâmetro	Valor	Descrição
c	$2,998 \times 10^8$ m/s	Velocidade da luz no espaço livre
v_f	1	Fator de velocidade
Pontos	201	Número de pontos discretizados
d_{max}	6,37 m	Distância máxima da medição

Fonte: O Autor, 2023.

De posse das matrizes de cada seção, ocorre a multiplicação em cadeia entre as matrizes, de forma que o valor da $ABCD$ é o resultado final do produtório entre elas, tal como determinado pela equação (22).

$$ABCD = \prod_{n=1}^n ABCD_n. \quad (22)$$

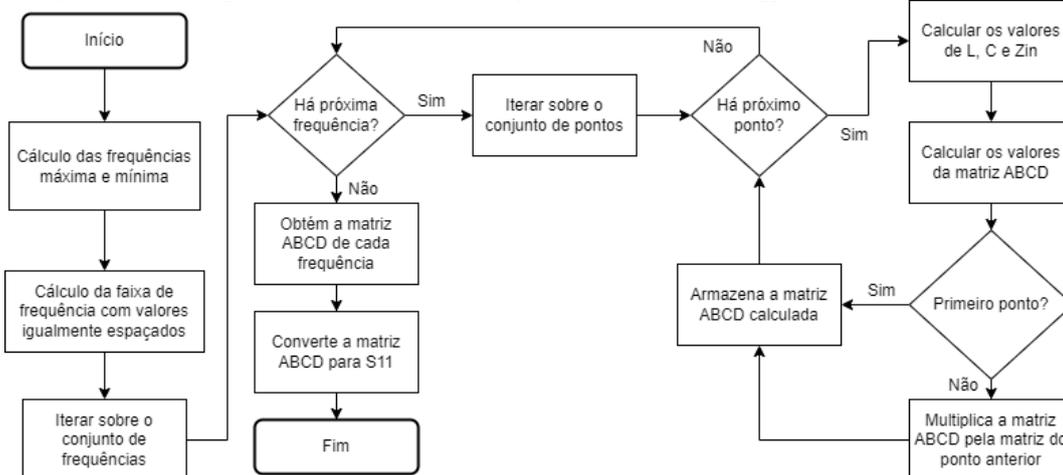
Portanto, observa-se que existe um valor $ABCD$ relacionado a cada frequência usada na varredura. Adicionalmente, o valor da matriz $ABCD$ pode ser convertido para S_{11} de acordo com a equação (23), onde Z_r é a impedância da referência da linha de transmissão, que no caso abordado é igual a Z_g [32].

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_r - CZ_r - D}{A + B/Z_r + CZ_r + D}. \quad (23)$$

O fluxograma apresentado na Figura 12 mostra cada etapa do modelo elaborado para obter valores de S_{11} de uma linha de transmissão modelada de acordo com o diâmetro de cada

condutor e a distância entre eles em metro. Primeiramente, são calculados os valores da frequência máxima e mínima. Após isso, é utilizada a função *numpy.linspace* para retornar as frequências igualmente espaçadas dentro do intervalo formado pelas frequências máxima e mínima e pelo número de pontos discretos, que são 201.

Figura 12 – Fluxograma do modelo analítico para obter valores de S_{11} de uma linha de transmissão



Fonte: O Autor, 2023.

De posse das frequências usadas na varredura, é iniciada uma iteração onde cada uma delas é utilizada para calcular o valor β associado de acordo com a equação (3). Esse valor junto e o valor do comprimento da seção l são usados no cálculo dos parâmetros da matriz ABCD conforme as equações (18) a (21). Ao todo, 201 pontos que representam as seções de mesmo comprimento l são utilizadas no modelamento da linha de transmissão em metros. Nesse caso inicial, o diâmetro dos condutores têm valores de 11 mm e 34 mm para a haste de referência e a haste de âncora, respectivamente.

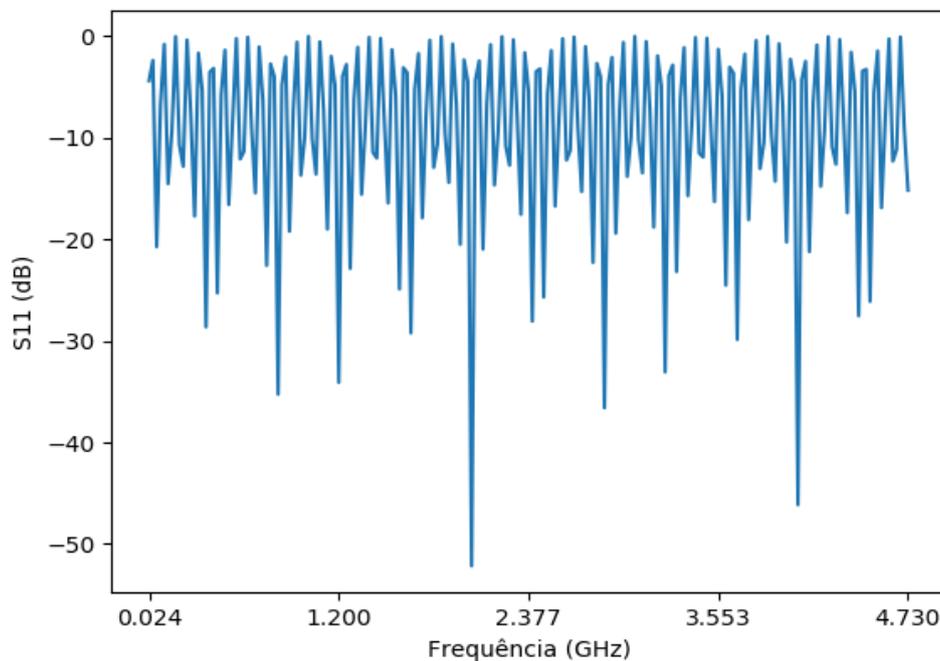
Após isso, a matriz ABCD de cada seção é multiplicada pela outra matriz da seção anterior, se houver. Feito isso a matriz ABCD associada a cada frequência é calculada. O valor é então convertido para S_{11} tal qual mostrado na equação (23).

Com os dados da relação das potências refletidas e transmitidas do sinal de múltiplas frequências injetado na linha de transmissão ideal é possível analisar o comportamento das ondas viajantes entre os condutores da linha, e a partir daí, extrair informações a respeito de sua superfície, ou de sua geometria.

A Figura 13 mostra, então, o gráfico dos valores da magnitude S_{11} em decibéis pelas frequências varridas. Como pode ser visto no gráfico, o intervalo discreto da banda de frequência é constituído por 201 frequências, que variam desde 24 MHz até 4,73 GHz onde a frequência central (f_c) da banda é 2,377 GHz. Para fins de estudo, o comprimento da linha é

considerado aqui apenas de 2 m, mesmo que a distância máxima configurada na medição seja acima desse valor.

Figura 13 - Os valores de S_{11} por frequência na linha de transmissão de 2 m



Fonte: O Autor, 2023.

3.1.1 Conversão dos valores de S_{11} para o domínio do tempo

Depois de calculados os dados do coeficiente de reflexão para cada frequência usada na varredura, eles devem ser convertidos para o domínio do tempo, tal qual especificado pela metodologia FDR.

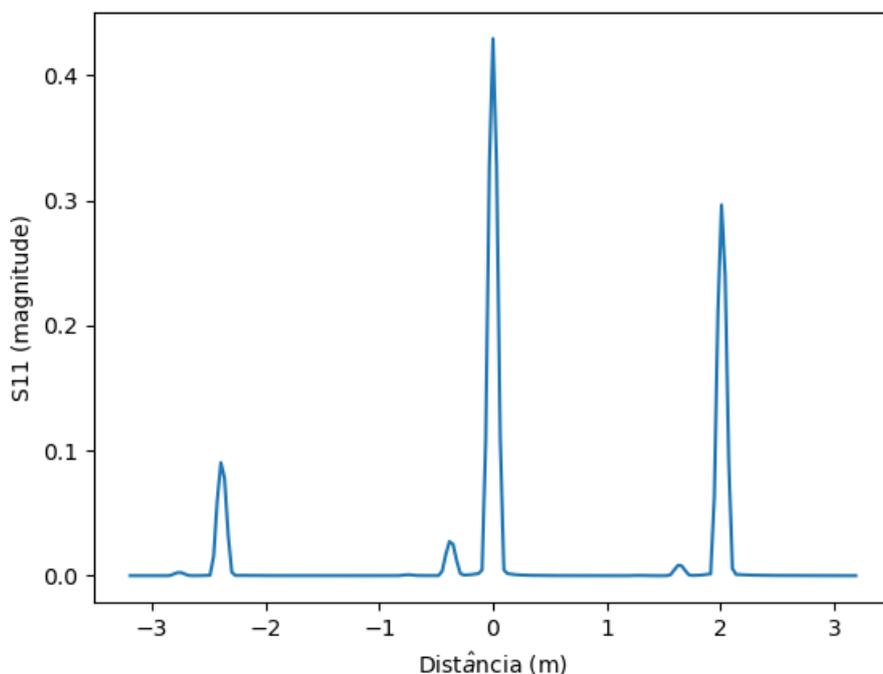
Para isso, como já mencionado, é utilizada a biblioteca *scikit-rf*, que além de outras funções fornece o uso da IFFT. A função IFFT é originalmente suportada pela biblioteca *numpy*. Como é mostrado no site dessa biblioteca, *numpy* é o pacote fundamental para computação científica com Python [37].

Um procedimento interessante garante que a medição é livre de imagens repetitivas. Para isso, ele considera o conceito de distâncias negativas e positivas. Antes dos dados serem aplicados na função IFFT, eles são convertidos para sua forma complexa retangular e multiplicados pela função de janelamento *Kaiser-Bessel*. Os dados são então aplicados na função *numpy.fft.iff*, que considera a primeira frequência da largura de banda como a frequência DC (*Direct Current*), cujo valor é 0 Hz [37]. Levando em conta os 201 pontos discretos, a primeira frequência é então a frequência DC, os próximos 100 pontos são as frequências Nyquist positivas e os outros 100 pontos são as frequências Nyquist negativas.

Desse modo, a função `numpy.fft.fftfreq` é usada para deslocar a componente DC para o centro da banda de frequência [37].

A Figura 14 mostra o resultado do conjunto dessas operações. A figura mostra o gráfico dos valores da magnitude linear de S_{11} versus distância medida em metros. Vale lembrar que os dados provenientes da IFFT são em segundos, e assim, são convertidos para metros após serem multiplicados pela velocidade da luz (c) e o fator de velocidade (v_f), onde ambos estão definidos conforme a Tabela 2. Ainda nessa tabela, consta 6,37 metros como a distância máxima da medição, sendo assim, a equação (11) garante uma resposta livre de repetições (*aliasing-free*) para as distâncias reais e positivas, que vão de 0 metros até 3,185 metros, ou seja, metade da distância máxima.

Figura 14 - Dados de S_{11} convertidos para o domínio do tempo considerando aplicações prévias de janelamento e deslocamento de frequências



Fonte: O Autor, 2023.

Como a linha de transmissão possui 2 metros de comprimento físico, é possível notar um pico acentuado do valor da magnitude linear de S_{11} em 2 metros, que é aproximadamente 0,30 (adimensional). Ainda é possível observar um pequeno sinal espúrio antes de 2 metros, que é dado como resquício da reflexão causada pelo circuito aberto em 2 metros. Considerando somente as distâncias negativas, a Figura 14 é formada por imagens repetitivas (*aliasing*). Porém, similarmente à menção anterior, ao considerar a medição passa-baixa como realizável, só são considerados os valores onde a distância é maior que zero, e consequentemente, livre de

repetição (*aliasing-free*).

Perante a isso, pode-se afirmar que a resposta no domínio do tempo se comporta como esperado, já que a linha de transmissão não possui perdas ao longo do seu comprimento. Por conta do seu tamanho finito, uma mudança no valor de S_{11} era esperado na extremidade da linha de transmissão. Levando em consideração a equação (17), o valor de S_{11} é zero onde não há onda refletida e diferente de zero onde há reflexão.

3.1.2 Formato dos valores de S_{11} no domínio do tempo

Os valores de S_{11} podem ser visualizados nos mais variados formatos, como por exemplo em um gráfico com valores em decibéis, com valores linearmente adimensionais, e até mesmo convertidos para VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), cuja relação com o coeficiente de reflexão (Γ) é dada pela equação (24).

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (24)$$

De modo que é procurada uma similaridade dos resultados desta análise analítica com aqueles obtidos por medições físicas usando um VNA, que são apresentadas posteriormente, cabe então aqui relatar os possíveis formatos de S_{11} disponíveis e apresentar aquele mais adequado para uma análise da reflectometria, onde é possível visualizar as diversas reflexões na linha de transmissão de maneira eficiente.

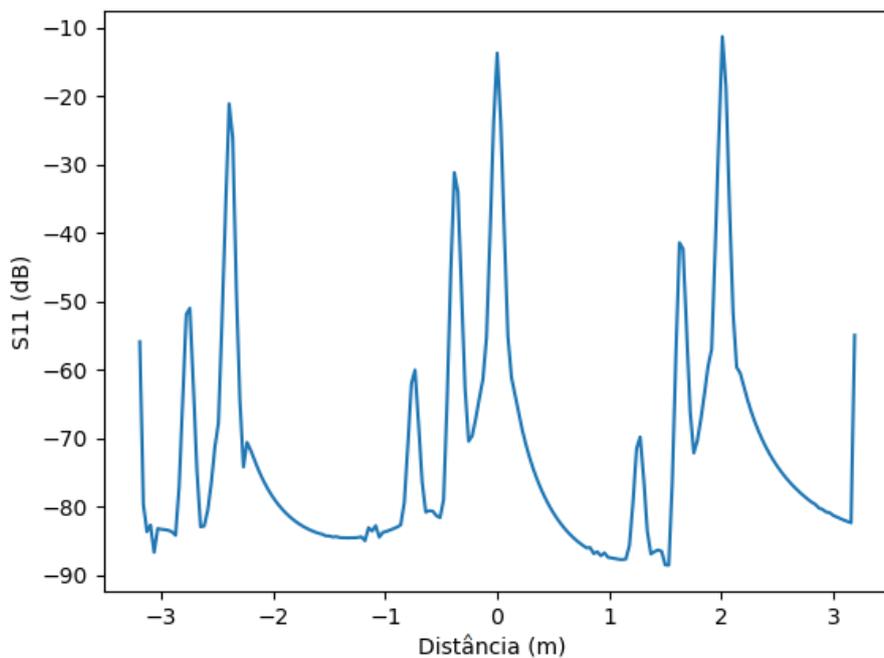
Em laboratório, dentre outros analisadores, está disponível um VNA de mão da fabricante *Keysight*, cujo modelo é o N9952A. Maiores detalhes desse analisador é feito mais adiante neste documento. Porém, vale salientar que ele possui a função DTF, que converte os valores do coeficiente de reflexão medidos para o domínio de tempo.

Entretanto, a opção de visualizar os valores de S_{11} segundo sua magnitude complexa não está disponível no analisador. A apresentação dos dados do coeficiente de reflexão no domínio do tempo é feita apenas nos formatos de decibéis (dB) em função da frequência e VSWR (adimensional) também em função da frequência.

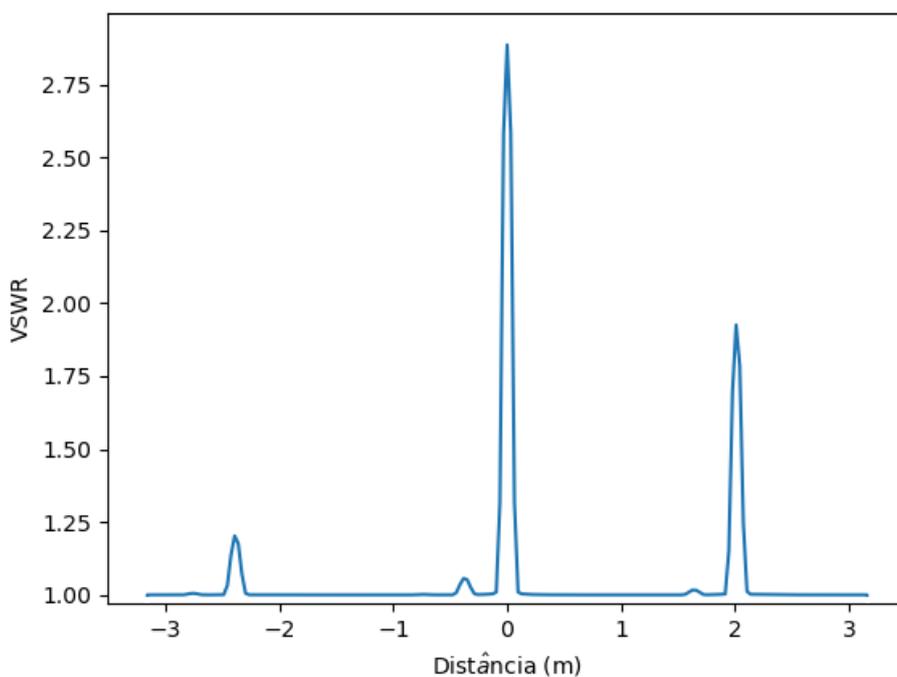
Sendo assim, a Figura 15 (a) apresenta os mesmos valores do coeficiente de reflexão mostrados na Figura 14, só que em formato de decibéis. Este formato é popularmente usado para realizar manutenções em cabos coaxiais e antenas e pode ser encontrado em diversas aplicações de FDR [21] [36] [33].

Já neste trabalho, o formato dos valores do coeficiente de reflexão em VSWR é adotado, pois sua resposta é mais parecida com aquela mostrada na Figura 14, como pode ser visto na Figura 15 (b). Assim sendo, o formato VSWR por distância é adotado neste trabalho para apresentação dos próximos resultados.

Figura 15 - Os valores do coeficiente de reflexão por distância: (a) calculados em decibéis, (b) calculados em VSWR



(a)



(b)

Fonte: O Autor, 2023.

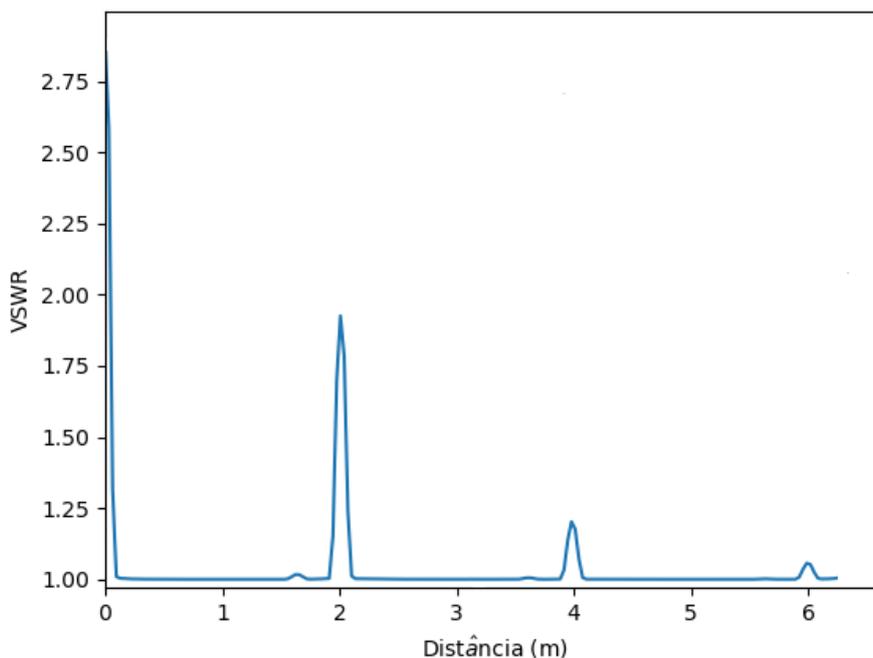
Ainda a respeito do formato da apresentação dos valores de S_{11} , o analisador citado se baseia na periodicidade do sinal de entrada para apresentar o resultado da medição segundo a ordem: frequência DC, frequências positivas e frequências negativas. A Figura 16 ilustra como seria a apresentação dos referidos valores de S_{11} nessa ordem, cuja função é chamada nesse analisador de $DTF(VSWR)$. Cabe então ao engenheiro responsável distinguir as imagens repetidas ao realizar a análise da reflectometria. Nessa figura, pode-se notar a componente DC em 0 metros, o pico referente a extremidade da linha de transmissão em 2 metros e as imagens repetitivas que ocorrem a cada 2 metros.

3.2 INTRODUÇÃO DE OUTRAS ESTRUTURAS NA LINHA DE TRANSMISSÃO

O desempenho do método FDR ainda pode ser avaliado com uma haste de âncora defeituosa, ou seja, com seu diâmetro reduzido devido a um suposto processo corrosivo na sua superfície.

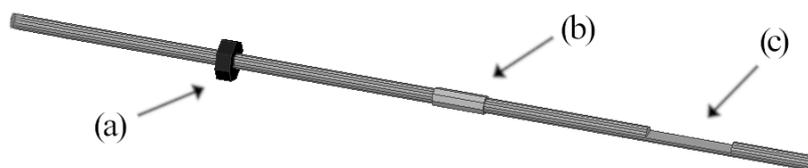
Além da falha, a haste modelada pode ser envolvida com um espaçador e luva hexagonal, conforme mostra a Figura 17. O posicionamento e diâmetro de cada estrutura são descritos na Tabela 3.

Figura 16 – Apresentação dos valores de $VSWR$ no equipamento da *Keysight* através da função $DTF(VSWR)$



Fonte: O Autor, 2023.

Figura 17 – Representação de uma haste defeituosa de 2 metros e demais estruturas como: (a) espaçador, (b) luva hexagonal e (c) falha



Fonte: O Autor, 2023.

Nesse caso, os valores de indutância e capacitância por metro calculados a partir das equações (5) e (6), respectivamente, levam em conta o diâmetro de cada estrutura. Assim, o valor da impedância não é mais sempre o mesmo ao longo da haste.

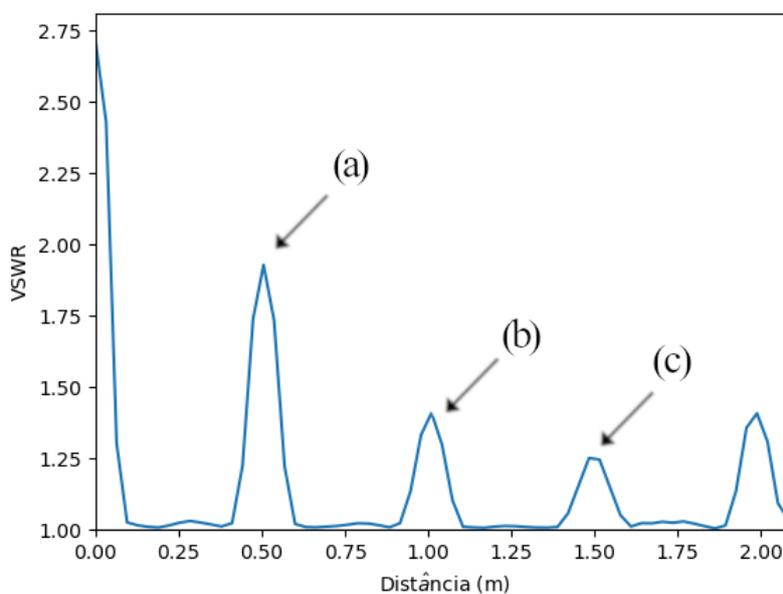
O resultado da reflectometria calculada é exibido na Figura 18. Nela, podem-se notar diferentes picos ao longo da haste de âncora de 2 metros, além dos já esperados picos referentes ao início da haste e ao final dela.

Tabela 3 – Posicionamento e diâmetro das estruturas sobre a haste de âncora da Figura 17.

Estrutura	Posição Inicial	Posição Final	Diâmetro
<i>Espaçador</i>	50 cm	53,4 cm	85 mm
<i>Luva</i>	100 cm	112 cm	42 mm
<i>Falha</i>	150 cm	170 cm	17 mm

Fonte: O Autor, 2023.

Figura 18 – Os valores de VSWR por distância de uma haste 2 metros e picos referentes a presença de: (a) espaçador, (b) luva hexagonal e (c) falha



Fonte: O Autor, 2023.

Sendo assim, pode-se afirmar que o método FDR é eficaz para detectar falhas em hastes de âncora. Através desse método é possível detectar o posicionamento de falhas ao longo do comprimento da haste, já que elas comprometem a geometria da haste.

Contudo, muitas vezes a haste de âncora é envolvida com outras estruturas, que da mesma forma que a falha, alteram o valor da geometria da haste naquela região. Isso faz com que o resultado da reflectometria pode ser composto por diferentes picos, como demonstrado na figura anterior.

Isso faz com que a análise da reflectometria seja complexa o bastante, pois em alguns casos não se sabe qual dos picos está realmente relacionado à falha. Por isso, foi elaborado um método para reduzir os efeitos indesejados de outras estruturas no resultado da reflectometria, que deve considerar apenas o pico referente à falha. Tal método é explicado adiante através de simulação eletromagnética.

3.3 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DA LINHA DE TRANSMISSÃO

A despeito da eficiência da análise da reflectometria mostrada até então, o modelo analítico apresentado considera uma situação hipotética onde a resistência dos condutores é zero e condutância entre eles também é nula.

Essas limitações no cálculo da resposta da linha de transmissão são contornadas através do uso de um simulador de onda completa. Nesse caso, foi utilizado o *software* de alto custo *Ansys High Frequency Simulator Software* (HFSS) versão 2021 R2.

A Figura 19 (a) mostra o desenho feito no simulador representando a linha de transmissão considerada até então. Nessa figura, podem-se observar o desenho da haste de âncora, na cor cinza, e da haste de referência de cor amarela. Os materiais usados em cada haste têm seus valores mostrados na Tabela 4, onde para a haste de âncora é usado o aço inoxidável e para a haste de referência é usado o cobre. Ainda vale mencionar a porta discreta de 50 Ω , mostrada na Figura 19 (b), que é excitada conforme a varredura de frequências especificada anteriormente.

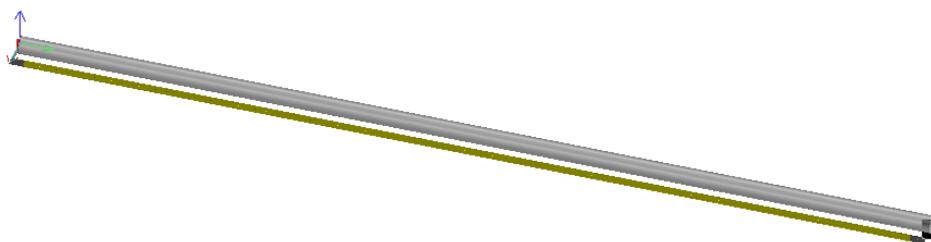
Outros detalhes da simulação importantes são: a condição de contorno utilizada é *Perfectly Matched Layer* (PML); o *software* de simulação é executado por uma máquina equipada com processador *Intel Xeon* com 14 núcleos de processamento, 128 *gigabytes* de memória volátil e placa de vídeo *Nvidia Quadro P4000*; o tempo gasto com essa simulação foi aproximadamente 53 minutos, já que é disponibilizada a função que permite simular

frequências em paralelo.

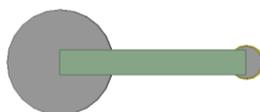
A Figura 20, então, mostra o resultado da simulação para a linha de transmissão de 2 metros de comprimento e sem desgastes. Além disso, essa figura mostra uma comparação dos valores ora calculados e ora simulados.

Figura 19 - Linha de transmissão considerada desenhada no simulador de onda completa:

(a) visão de toda estrutura modelada, (b) detalhe da porta discreta de 50 Ω



(a)



(b)

Fonte: O Autor, 2023.

Tabela 4 – Valores das propriedades dos materiais usados na simulação.

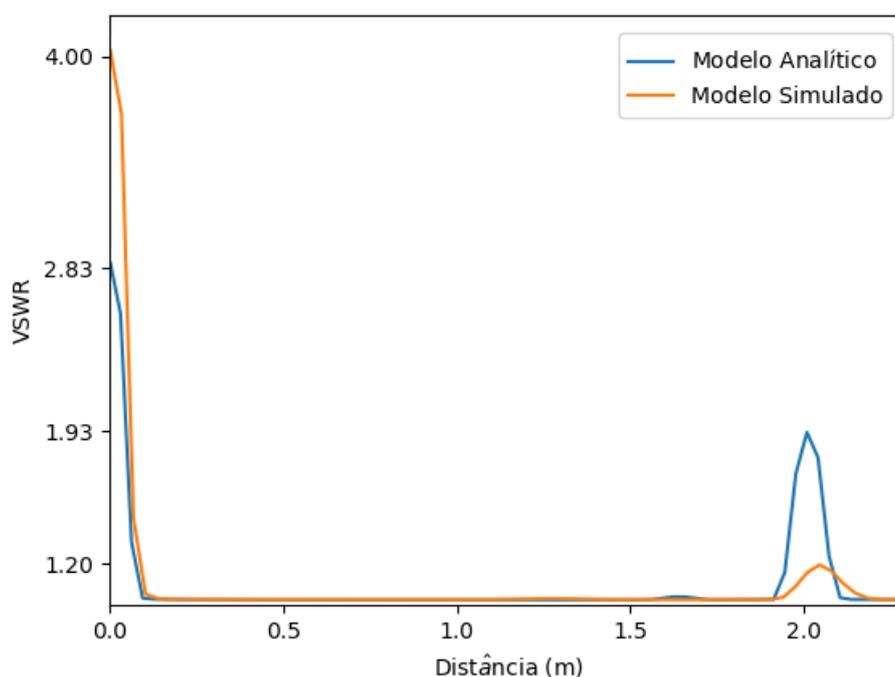
Material	Propriedade	Valor
<i>Aço Inoxidável</i>	Permissividade Relativa	1
	Permeabilidade Relativa	1
	Condutividade	500000 S/m
<i>Cobre</i>	Permissividade Relativa	1
	Permeabilidade Relativa	1
	Condutividade	1100000 S/m

Fonte: O Autor, 2023.

Como pode ser visto, há uma relativa divergência entre os resultados do modelo analítico e do simulado, principalmente, em torno da frequência DC e da extremidade da haste. A grande perda na origem que chega ao valor de 4, no caso simulado, explica a baixa potência do sinal que é refletido no fim da haste.

Essa perda de potência considerável no início do resultado da simulação pode ser solucionada através de um casamento de impedância. Se a porta discreta da simulação for especificada como sendo igual impedância característica da linha de transmissão, que de acordo com a equação (9) resulta em algo em torno de 188Ω , toda a potência de entrada vai ser entregue à linha de transmissão.

Figura 20 - Comparação dos valores calculados e simulados de VSWR por distância para a linha de transmissão



Fonte: O Autor, 2023.

O resultado da equidade das impedâncias da porta discreta e da impedância característica da linha de transmissão é mostrado na Figura 21. Desse modo, pode-se afirmar que a transmissão de potência na linha de transmissão é eficiente, já que não existem perdas excessivas na conexão entre a porta discreta e as hastes. Os valores de VSWR para o caso simulado são menores pois os valores de resistência e condutância não são nulos, como já mencionado.

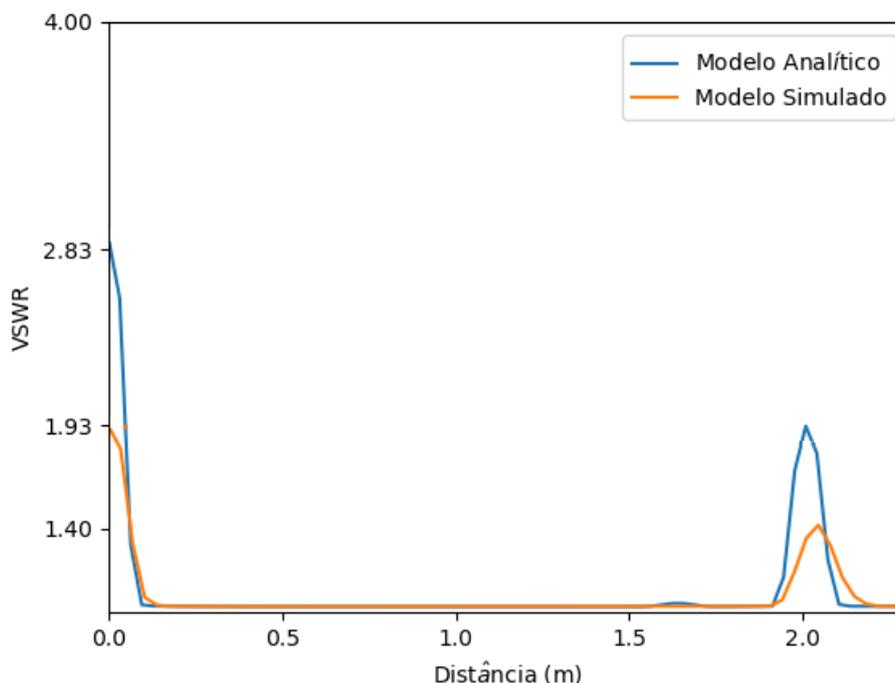
3.3.1 Redução dos efeitos indesejados no resultado da reflectometria

O exemplo exibido na Figura 18 mostra que é possível detectar falhas na estrutura da haste de âncora através da reflectometria, porém esse processo fica mais complexo quando há

outras estruturas em questão.

Diante disso, é utilizado um método baseado na relação das frequências máxima e mínima para determinar a faixa de frequência adequada na varredura de frequências (*sweep*) em uma determinada região [26].

Figura 21 - Comparação dos valores de VSWR calculados e simulados. A simulação foi feita com uma porta discreta de 188Ω



Fonte: O Autor, 2023.

Assim, mais de uma varredura de frequências (*sweep*) pode ser realizada na mesma linha de transmissão, sendo que cada uma é associada a uma região ao longo da haste. No final, todos os resultados são concatenados entre si.

Todas as varreduras usadas no método de redução dos efeitos indesejados possuem a mesma largura de banda, determinada pela equação (11). A relação entre a frequência máxima e a frequência mínima vai determinar quanto aquela determinada região será destacada ou não na resposta da reflectometria.

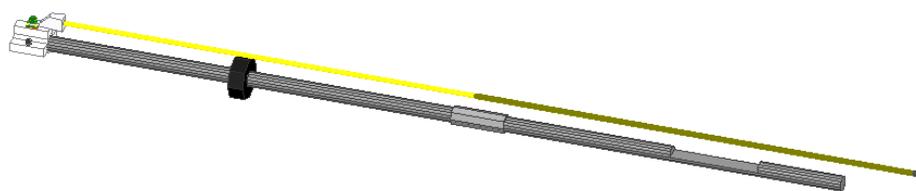
Seja, por exemplo, a linha de transmissão apresentada na Figura 22. Nela, a haste de âncora contém uma falha e é envolvida por um espaçador e uma luva hexagonal, de acordo com a Tabela 3.

Pode ser notado, que as duas hastes estão conectadas por um dispositivo idealizado para esse tipo de medição. Ele é chamado *Microwave Device for Support and Connection* (MDSC).

Maiores considerações desse conector são feitas no próximo capítulo. Na Figura 23, são destacados a porta de excitação de 50Ω , no topo do MDSC, e os encaixes feitos para a haste de âncora e de cobre, com o intuito de garantir o correto isolamento elétrico entre elas.

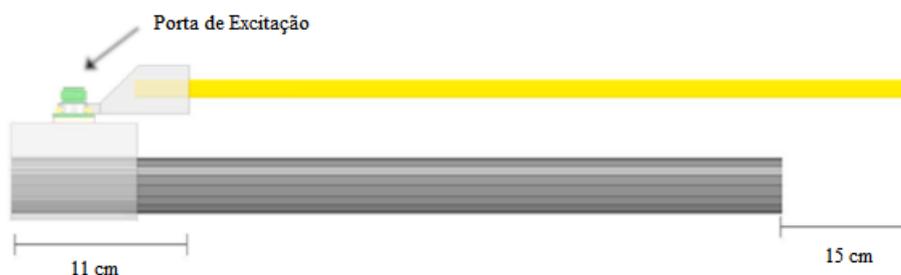
Desse modo, foram realizadas três simulações nessa linha de transmissão, onde as frequências máxima e mínima de cada simulação possuem valores diferentes, conforme exibido na Tabela 5.

Figura 22 – Linha de transmissão formada por uma haste de cobre, haste de âncora defeituosa, espaçador e luva hexagonal



Fonte: O Autor, 2023.

Figura 23 – O conector MDSC e demais conexões para garantir o isolamento elétrico entre as hastes



Fonte: Adaptado de [26].

Como mostra a Figura 24, os valores de VSWR sofrem uma diminuição à medida que a relação entre as frequências máxima e mínima usadas na varredura também diminui. Isso permite que somente a reflexão causada pela falha seja destacada na resposta da reflectometria.

Para isso, é determinado que até 1,25 metros o resultado da reflectometria deve ser composto pela simulação feita com a relação entre as frequências máxima e mínima com valor de 5,74, e após 1,25 metros o sinal deve ser composto pela simulação com a relação entre as frequências cujo valor é 200,97.

O resultado desse processo é apresentado na Figura 25. Nela, pode-se perceber a redução

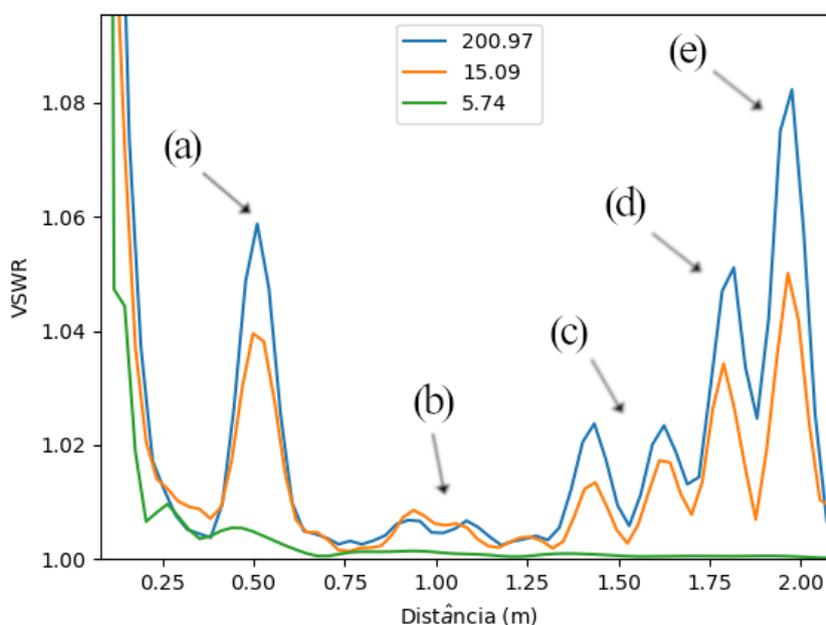
dos valores de VSWR nas regiões do espaçador e da luva hexagonal. Além dos picos relativos ao final da haste de âncora e da haste de cobre, é destacado apenas os valores de VSWR devido a reflexão do sinal causada pela mudança repentina da geometria da haste.

Tabela 5 – Relação das frequências máxima e mínima utilizadas em cada simulação.

Simulação	Limitações da Banda	Valor
1	Frequência Máxima	4,353 GHz
	Frequência Mínima	21,66 MHz
	Relação	200,97
2	Frequência Máxima	5,04 GHz
	Frequência Mínima	334,09 MHz
	Relação	15,09
3	Frequência Máxima	5,7 GHz
	Frequência Mínima	993,89 MHz
	Relação	5,74

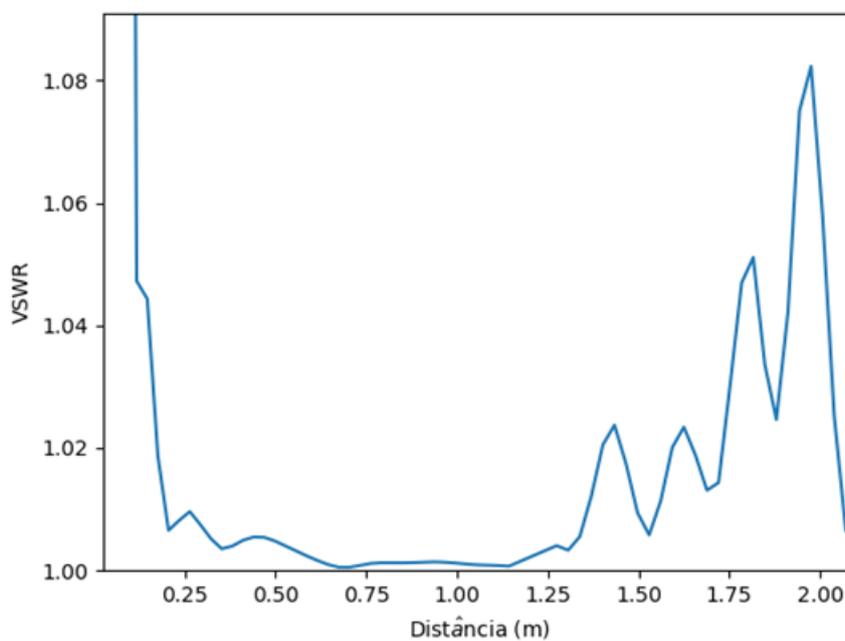
Fonte: O Autor, 2023.

Figura 24 – Simulações realizadas com diferentes relações entre as frequências máxima e mínima. Picos de valores relativos à presença de: (a) espaçador, (b) luva hexagonal, (c) falha de 20 cm, (d) final da haste de âncora, (e) final da haste de cobre



Fonte: O Autor, 2023.

Figura 25 – Resposta da reflectometria após redução de efeitos indesejados feita a partir da concatenação de duas curvas apresentadas na figura anterior



Fonte: O Autor, 2023.

A redução de efeitos oriundos de estruturas auxiliares na haste de âncora torna a análise da reflectometria mais prática de ser investigada. Com ela, apenas regiões de interesse são de fato destacadas no resultado final.

Diante do que foi explicado, cabe aqui demonstrar um cenário prático da redução de efeitos indesejados, ou melhor, da otimização da análise da reflectometria em hastes reais, que é feita no próximo capítulo.

4 MEDIÇÕES EM HASTES DE ÂNCORA USANDO ANALISADOR VETORIAL DE REDE

Diante da explicação minuciosa sobre o diagnóstico estrutural de hastes de âncora através da análise da reflectometria, resta aqui apresentar os resultados de medições realizadas em hastes de âncora em laboratório junto com o método da redução de efeitos indesejados.

Contudo, uma outra alternativa para redução dos efeitos indesejados é apresentada. Ela é baseada na função *Cable Loss*, disponível no analisador da Keysight. Seu intuito é compensar a atenuação de sinais que trafegam em cabos coaxiais, e é medida em decibéis por metro [35].

Desse modo, *Cable Loss* funciona como um amplificador linear aumentando os valores na escala de decibéis por metro. Já a metodologia a ser apresentada funciona como um subtrator linear, uma vez que sua função é diminuir reflexões na análise da reflectometria.

4.1 MEDIÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO

A Figura 26 mostra a configuração da medição realizada em laboratório, nesse caso, envolvendo uma haste de âncora de 1 m e outra haste, em paralelo, só que de cobre e de mesmo tamanho. Pode-se, então, dizer que ambas compõem uma linha de transmissão de duas hastes (TRTL - *Two-Rod Transmission Line*).

Como mostra a Figura 26, item (a), o analisador *Keysight* modelo N9952A é conectado na linha de transmissão, ou melhor na TRTL, através de um cabo coaxial. Esse analisador possui um alcance de frequência 300 kHz a 50 GHz [38] e impedância nominal das portas 50 Ω .

Assim como mostrado na Figura 26, item (b), o cabo coaxial, que tem entrada do tipo SMA fêmea e saída do tipo SMA macho, possui 96 cm de comprimento, fator de velocidade de 69% e impedância nominal de 50 Ω , conforme especificado por sua fabricante [39].

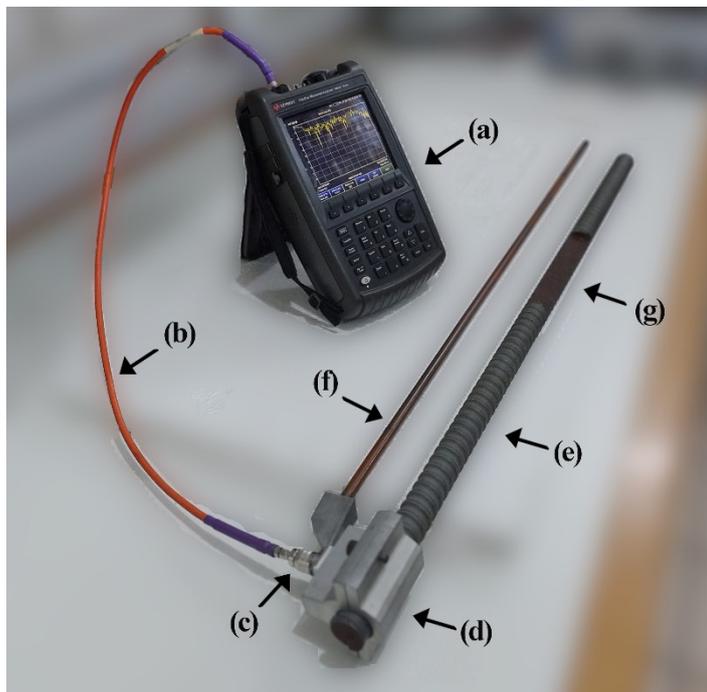
A entrada da linha de transmissão se dá por uma porta do tipo N fêmea de 50 Ω , e por isso, é usado um adaptador SMA fêmea para N macho para corretamente conectar o cabo na linha, como mostra a Figura 26, item (c).

Essa porta está localizada na parte superior do conector MDSC, conforme mostra a Figura 26, item (d). Como já mencionado, esse conector foi especialmente desenvolvido para este tipo de medição.

Como mostram as Figuras 26, itens (e) e (f), as hastes de âncora e de cobre são posicionadas paralelamente umas às outras. Por volta de 50 cm, depois do início da haste de

âncora, foi fabricado um desgaste na sua superfície que se dá pela redução do seu diâmetro pela metade. Esse desgaste se prolonga até 70 cm, conforme mostrado na Figura 26, item (g).

Figura 26 - Configuração da medição envolvendo uma TRTL de 1 m: (a) analisador *Keysight* N9952A, (b) cabo coaxial SMA, (c) adaptador SMA fêmea para N macho, (d) MDSC, (e) haste de âncora, (f) haste de cobre, (g) desgaste fabricado com 20 cm de comprimento



Fonte: O Autor, 2023.

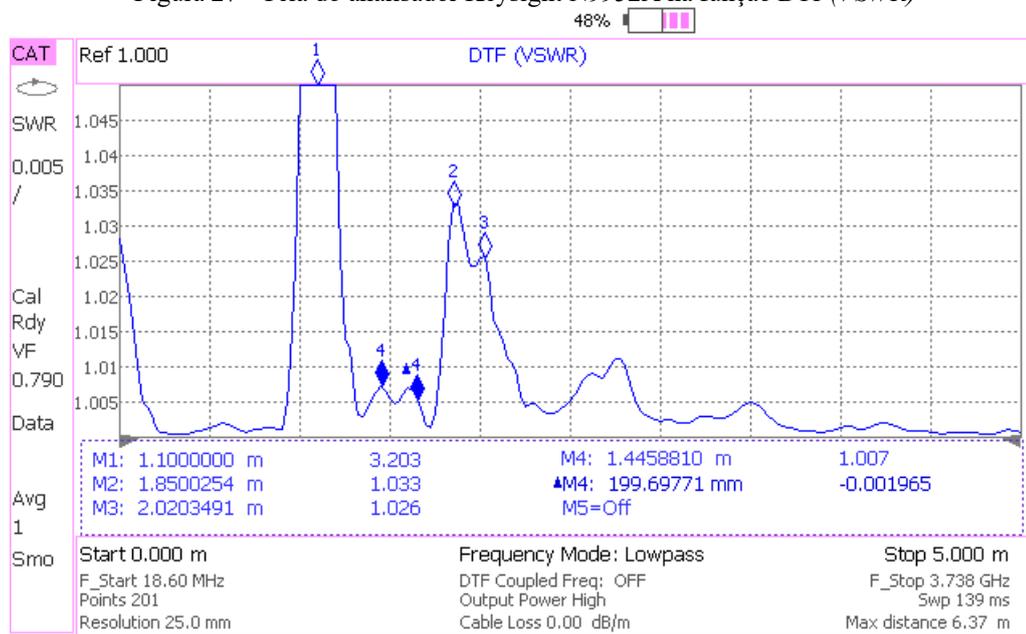
A Figura 27 mostra a tela do VNA N9952A durante a medição com a TRTL apresentada anteriormente na Figura 26. Como já mencionado, a função *DTF (VSWR)* está presente no analisador e é responsável por mostrar os dados coletados no formato de VSWR por distância em metros. Vale destacar que a medição passa-baixa foi feita sem calibração para demonstrar a influência do cabo coaxial no resultado da medição e verificação de sua estrutura interna.

Os parâmetros da medição, que são exibidos na Figura 27, são transcritos na Tabela 6. Vale aqui mencionar que o valor de 5 m foi definido como a distância do fim da medição. Normalmente, as empresas do setor de energia elétrica no Brasil que utilizam torres com cabos estaiados só precisam verificar a presença de falha, nas hastes de âncora, até 5 m. Durante a medição, escolhendo os valores da medição *Stop Distance* como 5 m, fator de velocidade como 79% e 201 pontos discretizados, o VNA N9952A automaticamente define a distância máxima como 6,37 m. Isso ocorre com base na equação (11) e também usando uma sub-rotina específica do analisador [26].

Outro parâmetro importante é a resolução usada na medição. Ela representa a distância entre cada ponto discretizado. Tomando como base a medição apresentada na Figura 26, de acordo com a equação (25) a resolução vai ser de 25 mm já que, *Stop Distance* está definida como 5 m e o número de pontos discretos é 201.

$$Resolução = \frac{Stop\ Distance}{(Points - 1)} \quad (25)$$

Figura 27 - Tela do analisador Keysight N9952A na função DTF(VSWR)



Fonte: O Autor, 2023.

A exibição dos valores de VSWR em função da distância é feita no analisador através de um gráfico, mais precisamente, uma matriz 10 por 10, onde de acordo com a Tabela 6, a escala da abscissa vertical é de 0,005 (VSWR). Como a distância limite da medição foi configurada como 5 m, a escala da abscissa horizontal se dá por 50 cm.

A Figura 28 consta de uma edição da Figura 27 com diferentes cores para as respostas associadas à estrutura interna do cabo coaxial, à TRTL e às imagens repetitivas (*aliasing images*).

Analisando os valores de VSWR oriundos da medição feita na estrutura interna do cabo coaxial, destacada na Figura 28 em vermelho, percebe-se que os baixos valores de VSWR indicam que, o cabo coaxial está íntegro e apto para realizar medições sem atenuações consideráveis da potência do sinal introduzido pelo VNA.

Tabela 6 – Parâmetros configurados no analisador para a medição na TRTL apresentada na Figura 26

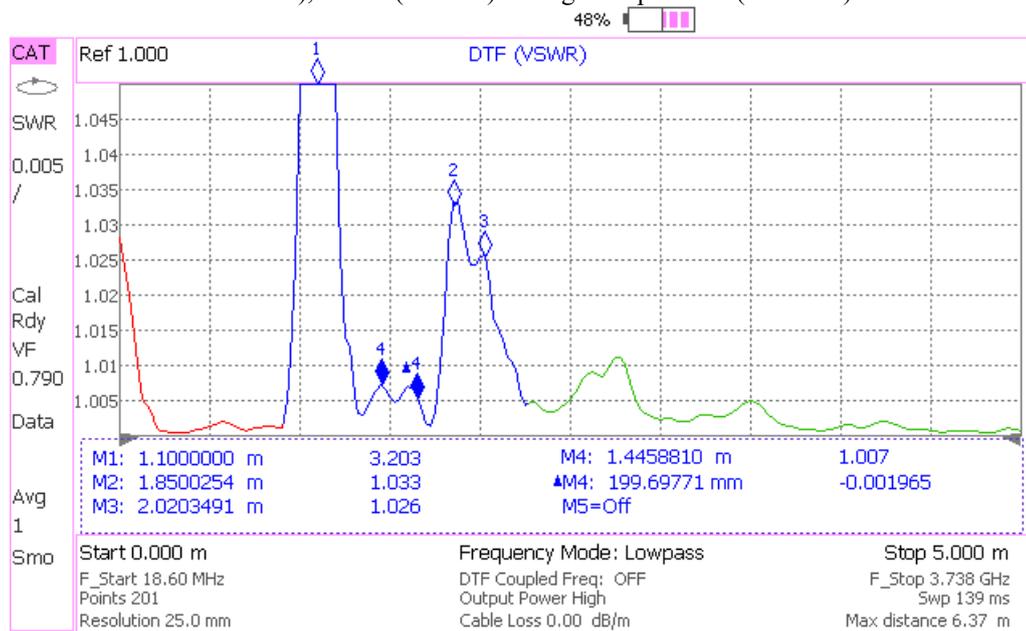
Parâmetro	Valor	Especificação	Descrição
<i>Frequency Mode</i>	<i>LowPass</i>	Manual	Tipo de Medição
<i>Stop Distance</i>	5 m	Manual	Distância limite da medição
<i>Maximum Distance</i>	6,37 m	Automática	Distância máxima
Pontos	201	Manual	Número de pontos
Resolução	25 mm	Automática	Distância entre pontos
SWR	0,005	Manual	Escala da abscissa vertical
<i>Swp</i>	139 ms	Automática	Tempo gasto na varredura
<i>Cable Loss</i>	0 dB/m	Manual	Nível de amplificação
<i>Output Power</i>	1 dBm (High)	Manual	Potência nominal de saída
<i>F_Start</i>	18,6 MHz	Automática	Frequência Mínima
<i>F_Stop</i>	3,378 GHz	Automática	Frequência Máxima
<i>VF</i>	0,79	Manual	Fator de Velocidade
Av Smo	1	Manual	Média móvel entre pontos

Fonte: O Autor, 2023.

Em apresentação futuras dos valores de VSWR por metro medidos pelo VNA, a influência do cabo coaxial na medição será removida através da calibração do analisador, que neste trabalho é feito através do kit de calibração *Keysight 85032F*.

Na Figura 28, os itens que estão destacados em azul fazem uma evidência dos valores de VSWR que são oriundos da linha de transmissão apresentada na Figura 26. Na Figura 28, é possível notar alguns marcadores numéricos, que nada mais são que indicações dos valores de VSWR nos pontos indicados por cada um. Eles são transcritos para a Tabela 7, que contém maiores detalhes sobre cada marcador.

Figura 28 – Edição da tela do analisador com diferentes cores para: estrutura do cabo coaxial (em vermelho), TRTL (em azul) e imagens repetitivas (em verde)



Fonte: O Autor, 2023.

Tabela 7 – Transcrição dos valores dos marcadores numéricos da Figura 27

Marcador	Valor	VSWR	Tipo	Descrição
<i>M1</i>	1,10 m	3,203	Básico	Reflexão na origem da TRTL
<i>M2</i>	1,85 m	1,033	Básico	Extremidade da haste de âncora
<i>M3</i>	2,02 m	1,026	Básico	Extremidade da haste de cobre
<i>M4</i>	1,45 m	1,007	Básico	Início do desgaste
<i>ΔM4</i>	199,7 mm	-0,002	Intervalo	Comprimento do desgaste

Fonte: O Autor, 2023.

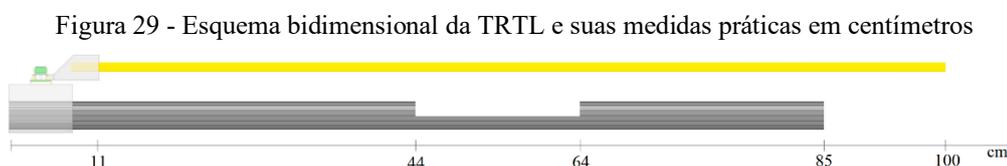
O primeiro marcador numérico (*M1*) está localizado acima do pico de reflexão por volta de 1 m, causado pelo descasamento das impedâncias da porta N de 50Ω do MDSC e de, aproximadamente, 188Ω que é a impedância característica da TRTL.

Os marcadores *M2* e *M3* indicam, respectivamente, o valor do comprimento físico da haste de âncora e da haste de cobre, como 1,85 m e 2,02 m. Vale lembrar que os valores são adicionados de 1 m, por conta do comprimento não exato do cabo coaxial devido à alteração do fator de velocidade.

Os valores dos comprimentos são melhores explicados diante da Figura 29, que mostra as posições de cada elemento, na linha de transmissão formada pelo conector MDSC. Como pode ser visto, a haste de âncora é enroscada dentro do MDSC, assim como a haste de cobre. Isso faz com que aproximadamente 11 cm da haste de âncora e 6 cm da haste de cobre sejam usados para a correta conexão no MDSC [26].

Além disso, ao considerar a extremidade da haste de cobre como 1 m e levando em conta condições físicas impostas pelo MDSC, a extremidade da haste de âncora, antes de 1 m, passa a ser 85 cm, tal qual mostrado na Figura 27 e como indicado pelos marcadores numéricos $M2$ e $M3$ na Figura 28.

Os desgastes na haste de âncora também sofrem mudança de posição. Se o início do desgaste é fabricado em 50 cm do início da haste, após a conexão com o MDSC, ele passa a ser posicionado em 44 cm. Assim, esse tipo de medição fornece uma imprecisão de 12% na posição real do desgaste. Ainda, o marcador $M4$ mostra a posição inicial do desgaste na Figura 28, e o marcador $\Delta M4$ indica seu comprimento, que é aproximadamente 20 cm, como especificado.



Fonte: Adaptado de [26].

Por último, na Figura 28, os itens destacados em verde ilustram as imagens repetitivas (*aliasing images*) da medição passa-baixa feita pelo VNA.

4.2 REDUÇÃO DOS EFEITOS INDESEJADOS NAS MEDIÇÕES ATRAVÉS DE UM SUBTRATOR LINEAR

Nesta seção, são apresentados resultados de medições feitas com calibração, ou seja, a medição não tem influência do cabo coaxial nas suas respostas. As medições são feitas em TRTLs com diferentes posições de desgaste com hastes de 2 m. Isso é feito para demonstrar a performance do método na identificação de possíveis corrosões na superfície da haste de âncora, independentemente de onde ela esteja presente.

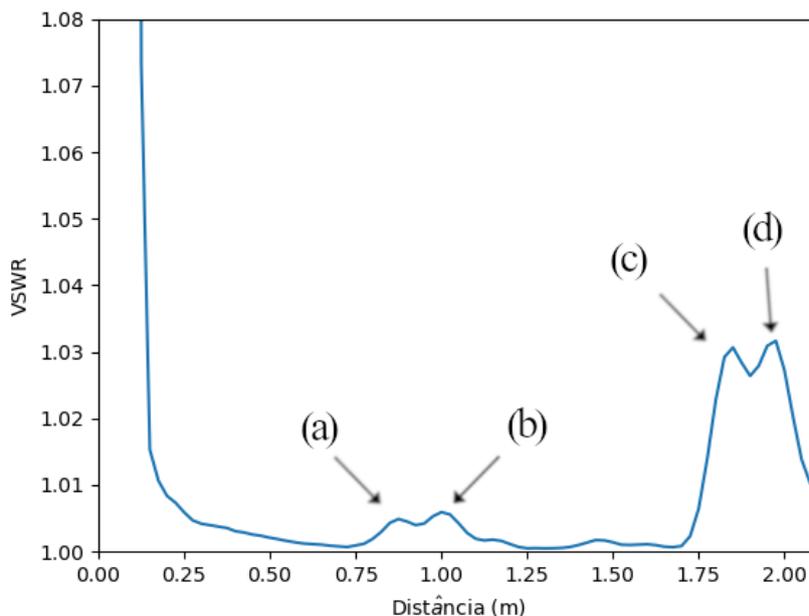
Além disso, o método para redução dos efeitos é, neste caso, aplicado para diminuir os valores de VSWR associados à extremidade da haste de âncora e de cobre. Isso é feito através de um subtrator linear.

Seu funcionamento é oposto a função do amplificador linear, responsável por compensar atenuação de sinais em decibéis por metro. Nesse caso, inicialmente, os dados em VSWR por metro são convertidos para S_{11} (dB) por metro, tal qual mostrado na Figura 14. Após isso, um número fixo, menor que zero, é usado para determinar o nível de subtração. O

final do processo se dá pela conversão dos dados em VSWR por metro.

A Figura 30 mostra o resultado da medição passa-baixa em uma TRTL de 2 m de comprimento, com falha em 100 cm com 10 cm de comprimento. Já a Figura 31 exibe a mesma medição feita com subtração linear em diferentes níveis.

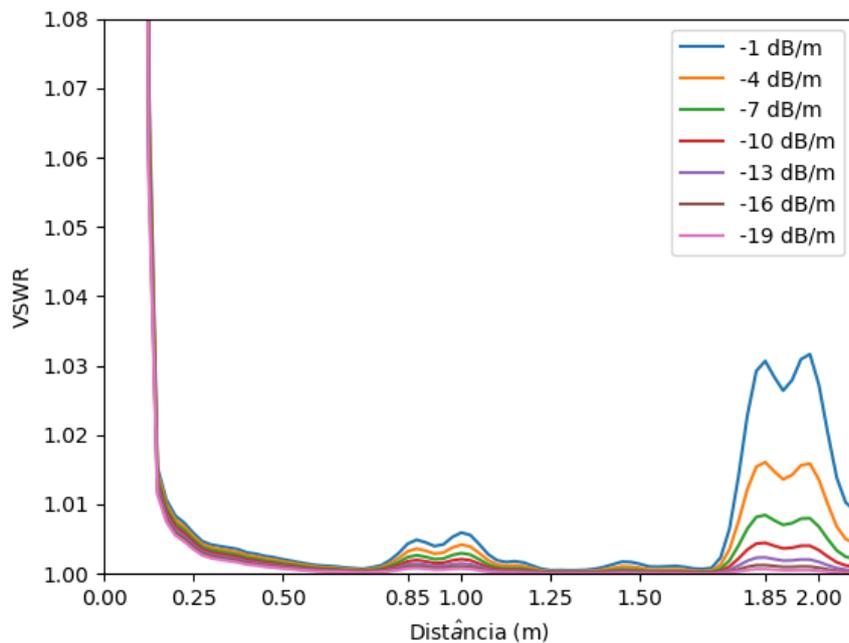
Figura 30 - Respostas de medição passa-baixa em uma TRTL com 2 m. Destaques em: (a) início da falha, (b) fim da falha, (c) fim da haste de âncora, (d) fim da haste de cobre



Fonte: O Autor, 2023.

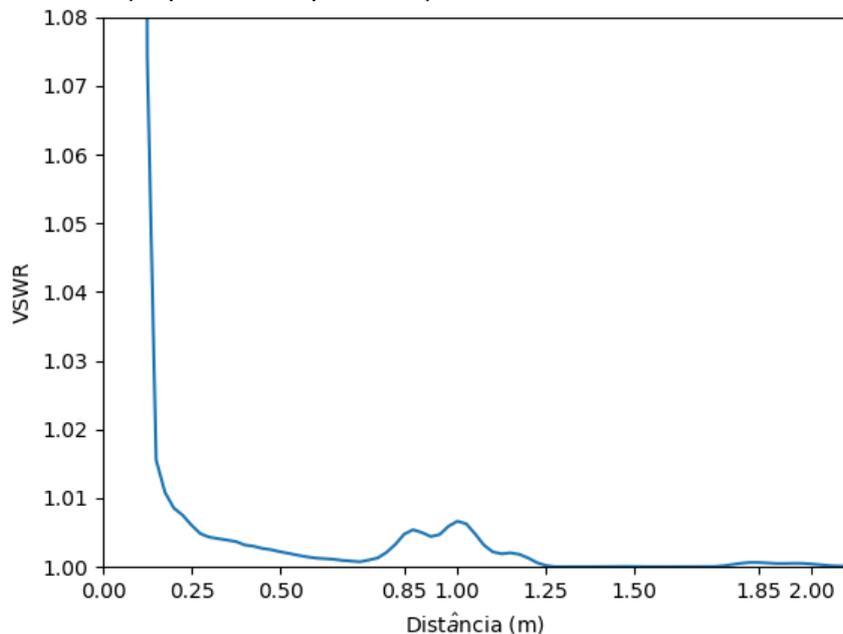
De forma similar ao caso apresentado através de simulação, pode-se determinar que até 1,25 m a medição deve ser composta por uma subtração linear de 0 dB/m, e após isso, a medição deve ser composta por uma subtração linear de -19 dB/m. O resultado desse processo é apresentado na Figura 32.

Figura 31 – Diferentes níveis de subtração linear de uma medição passa-baixa



Fonte: O Autor, 2023.

Figura 32 – A medição passa-baixa após a redução linear dos efeitos da extremidade final das hastes



Fonte: O Autor, 2023.

Portanto, conclui-se que a redução de efeitos indesejados na análise da reflectometria pode ser então feita de duas formas, através da mudança da relação entre frequência máxima e mínima ou através de um subtrator linear.

Além de otimizar a resposta da reflectometria possibilitando uma análise mais aprimorada do estado do DUT, ambas as metodologias de redução de efeitos indesejados apresentadas podem ser incorporadas em um VNA.

4.2.1 Otimização da redução dos efeitos através do algoritmo PSO

De modo como esperado de uma metodologia NDE, ela deve ser fácil de ser implementada e oferecer facilidades no seu uso. Dessa maneira, foi elaborada uma rotina capaz de automaticamente identificar quais os níveis de subtração devem ser necessários para que efeitos indesejados sejam eliminados da análise da reflectometria.

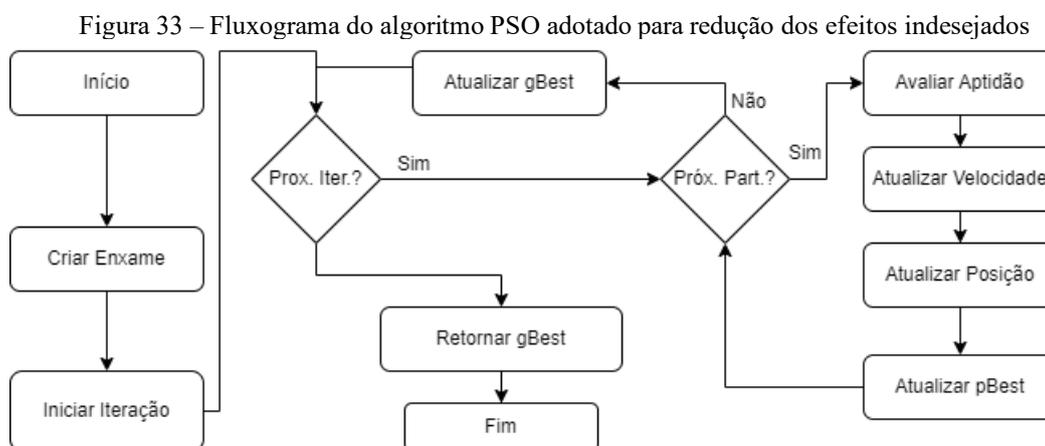
Essa abordagem trata-se de uma aplicação do algoritmo PSO (*Particle Swarm Optimization*), que é baseado na adaptabilidade de organismos na sobrevivência em um meio natural.

Esse conceito é, então, usado para minimizar funções matemáticas, que nesse caso é relacionada ao nível dos valores de VSWR de acordo com os itens em destaque na Figura 30.

O algoritmo PSO é modelado para minimizar os itens c) e d), e maximizar os itens a) e b) da Figura 30. Desse modo, a função objetivo é definida tal qual mostra a equação (26).

$$obj = (1,5 - VSWR(0,85)) + (1,5 - VSWR(1,0)) + VSWR(1,85) + VSWR(2,0) . \quad (26)$$

Já o algoritmo comporta-se como mostra o fluxograma apresentado na Figura 33. Nele, é possível notar que ao iniciar o algoritmo um enxame com n partículas é criado. Após isso, é feito um processo iterativo diante de um número específico de iterações. Em cada iteração, cada partícula pode ter sua posição dentro do espaço de dimensões adotado.



Fonte: O Autor, 2023.

Como o problema determina que os picos de reflexão antes de 1,25 m sejam maximizados e após essa distância sejam minimizados, cada partícula contém dois valores de subtração que

varia entre 0 dB até -20 dB.

Na fase de Avaliar Aptidão, os valores inicialmente aleatórios de subtração em decibéis armazenados em cada partícula são calculados conforme a equação (26). A velocidade da partícula é atualizada conforme as equações (27) a (29).

$$vel_{cognitiva} = c_1 r_1 (p_{best} - posição), \quad (27)$$

$$vel_{social} = c_2 r_2 (g_{best} - posição), \quad (28)$$

$$vel = w vel_{atual} + vel_{cognitiva} + vel_{social} \quad (29)$$

A $vel_{cognitiva}$ relaciona a partícula com outras partículas na mesma iteração, e seu valor é influenciado pela melhor função de aptidão da iteração, ou seja, do p_{best} . Além disso, essa velocidade é influenciada pelos valores de c_1 e r_1 que são constante cognitiva e um valor aleatório entre 0 e 1, respectivamente.

Já a vel_{social} relaciona a partícula com o melhor resultado encontrado por todas as iterações até então, ou seja, o g_{best} . A velocidade também é influenciada pelos valores de c_2 e r_2 , ou seja, da constante social e de um valor também aleatório, respectivamente.

A velocidade final, como apresentada na equação (29), é o somatório da velocidade atual multiplicada pela constante de inércia (w) e as velocidades cognitiva e social. A posição da partícula é atualizada pelo somatório da posição atual e da velocidade calculada.

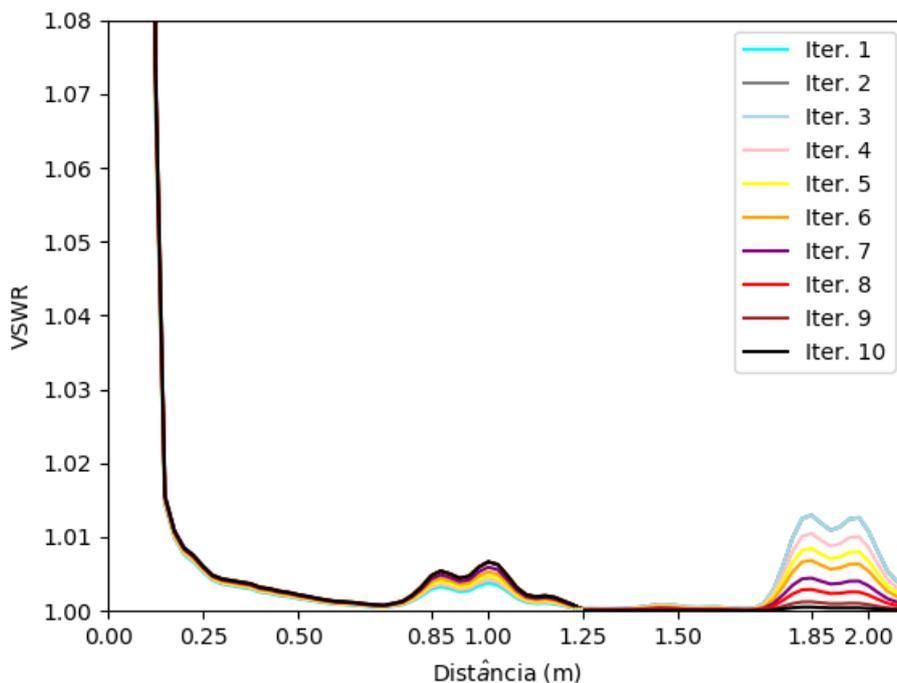
Utilizando os valores apresentados na Tabela 8, o algoritmo resulta nos seguintes valores apresentados na Figura 34. Como pode ser notado, os níveis do valor de VSWR são aumentados em 0,85 m e 1,0 m e diminuídos em 1,85 m e 2,0 m ao longo das iterações feitas pelo PSO.

Tabela 8 – Valores dos parâmetros do algoritmo PSO.

Parâmetro	Valor
Número de Partículas	15
Número de Iterações	10
Subtrator Linear Inicial	-5 dB
Limite Mínimo	-20 dB
Limite Máximo	0 dB
Constante de Inércia	0,5
Constante Cognitiva	1
Constante Social	2

Fonte: O Autor, 2023.

Figura 34 – Resultados dos níveis de subtração por cada iteração executada pelo PSO



Fonte: O Autor, 2023.

O resultado final do algoritmo é aquele demonstrado pela Iteração 10, na cor preta, que mostra a concatenação da subtração linear em 0 dB até 1,25m e 20 dB após essa distância.

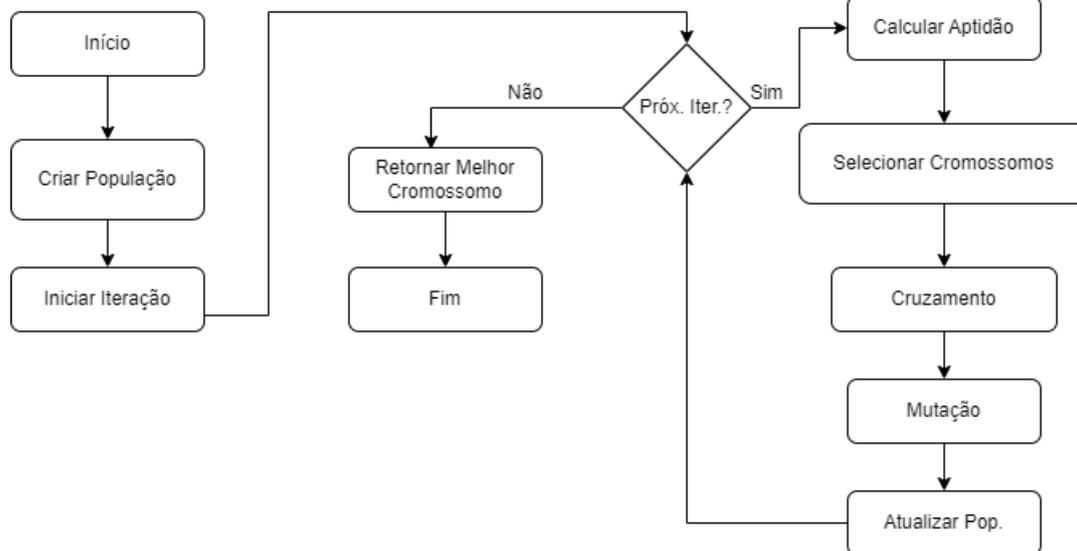
4.2.2 Otimização da redução dos efeitos através do algoritmo GA

Outra maneira de otimizar os valores apresentados no resultado final da reflectometria é usando o algoritmo GA (*Genetic Algorithm*). Ele é baseado na evolução genética feita através de uma série de seleção de melhores genes, cruzamentos entre genes e mutações.

O resultado final do algoritmo é apresentado pelo gene mais evoluído, o que nesse caso é o gene que contém valores de subtração linear capazes de maximizar os valores de VSWR em 0,85m e 1,0m e minimizar os valores de VSWR em 1,85m e 2,0m, tal qual especifica a função objetivo definida pela equação (26).

O fluxograma exibido na Figura 35 detalha o funcionamento do algoritmo GA. Ele iniciado e após isso a população é criada contendo seres com cromossomos cuja informação contém dois valores que representam os valores de subtração antes de 1,25 m e após essa distância.

Figura 35 – Fluxograma do algoritmo GA adotado para redução dos efeitos indesejados



Fonte: O Autor, 2023.

Após isso, dado um número de iterações, vai ocorrer um processo de evolução dos cromossomos tal qual acontece na natureza, onde seres evoluem para melhor se adaptar ao meio ambiente que estão.

Em cada iteração, na fase de Calcular Aptidão, todos os cromossomos da população são calculados de acordo com a equação (26). Após isso, são selecionados os cromossomos cujo valor de aptidão seja mais baixo entre todos. Depois disso, na fase de Cruzamento os cromossomos selecionados são cruzados e gerados novos indivíduos. Esses novos indivíduos ainda podem sofrer uma mutação em seu cromossomo, o que significa que o valor de subtração linear pode ser alterado para um valor aleatório dentro de um intervalo fixo. Logo, os novos indivíduos são inseridos na população e aqueles cromossomos cujo valor de aptidão sejam altos serão removidos.

Depois de um ciclo de iterações, será dado como resultado o cromossomo cujo valor de aptidão seja o mais evoluído, ou seja, que representa o menor valor de aptidão dentre aqueles selecionados.

A Figura 36 apresenta os valores de cada iteração ao aplicar os valores apresentados na Tabela 9 no algoritmo de GA. Como no caso anterior, os valores de VSWR em 0,85 m e 1,0 m aumentam com o incremento de iterações, porém os valores de VSWR em 1,85 m e 2,0 m já estão minimizados nas primeiras iterações.

Apesar dessa vantagem em relação ao algoritmo PSO, o tempo de execução do algoritmo GA foi de 7201 ms, enquanto o PSO foi executado em 1859 ms. Além disso, o valor

de VSWR em 1,0 m, dado pelo algoritmo GA é de 1,0019, enquanto pelo PSO é de 1,00619.

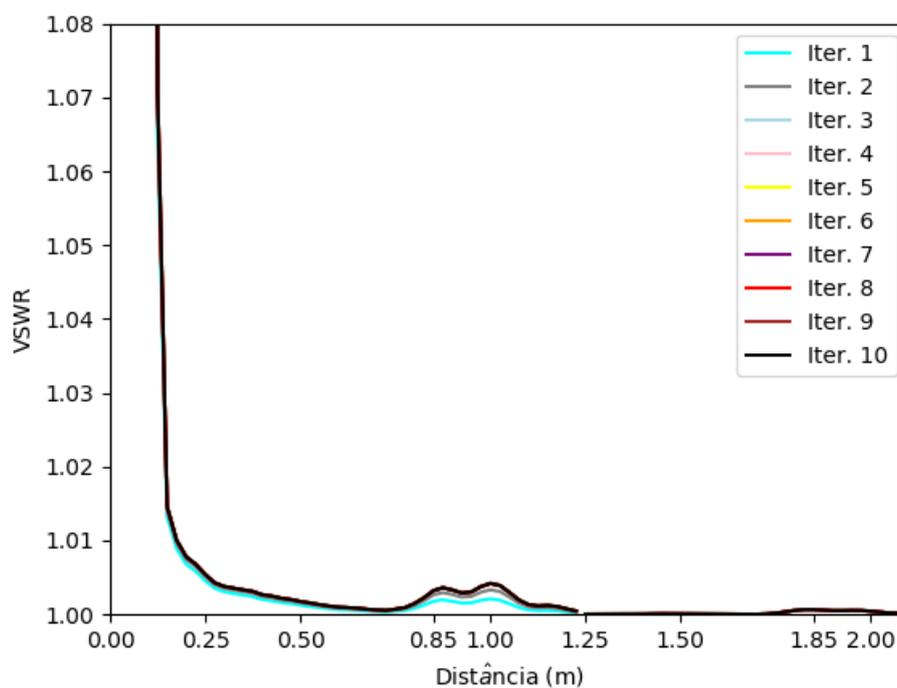
O próximo capítulo preocupa-se com a interação do operador para execução da metodologia FDR em hastes de âncora, já que uma abordagem NDE precisa ser prática e intuitiva de ser realizada.

Tabela 9 – Valores dos parâmetros do algoritmo GA.

Parâmetro	Valor
Número de Cromossomos	15
Número de Iterações	10
Taxa de Seleção	2
Taxa de Cruzamento	[0, 2]
Probabilidade de Mutação	20%
Limite Mínimo	-20 dB
Limite Máximo	0 dB

Fonte: O Autor, 2023.

Figura 36 – Resultados dos níveis de subtração por cada iteração executada pelo GA



Fonte: O Autor, 2023.

5 INTERFACE AMIGÁVEL PARA O SISTEMA DE MEDIÇÃO

Foi idealizado um sistema pelo qual o suposto operador encarregado não precisasse manipular os naturalmente complexos analisadores vetorial de rede.

A interface desses instrumentos, e demais VNAs disponíveis no mercado, é complexa o bastante, já que eles habilitam medições de espectro de frequência, análise de rede e medições no domínio do tempo, como aqui demonstrado.

A Figura 37 mostra a tela do sistema desenvolvido para a realização da medição passiva em hastes de âncora. O aplicativo foi chamado de *Oxi Point* e pode ser executado em *tablets* ou celulares.

Figura 37 - Tela inicial do sistema desenvolvido para realização da medição em hastes de âncora



Fonte: O Autor, 2023.

O aplicativo desenvolvido permite a comunicação entre o dispositivo móvel e o VNA, nesse caso da *Keysight*, através de uma rede sem fio criada pelo mini-computador *Raspberry*

Pi modelo 3, que junto com o analisador, são inseridos dentro de uma maleta de medição, conforme mostra a Figura 38.

Figura 38 - Maleta de medição que dentre outros equipamentos é composta por um dos instrumentos da Keysight



Fonte: O Autor, 2023.

O analisador da Keysight suporta uma função encontrada em instrumentos modernos, a qual permite enviar e receber informações, o que é feito aqui através do *Raspberry Pi*.

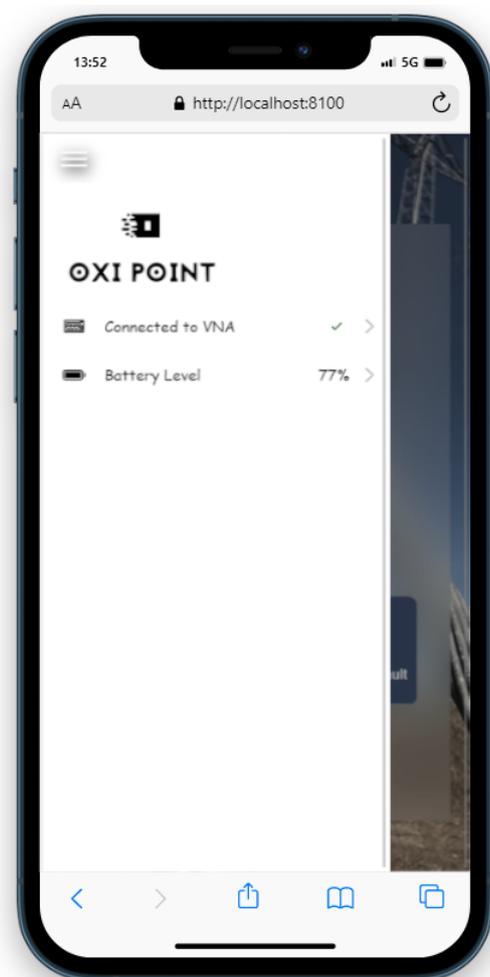
5.1 O APLICATIVO DESENVOLVIDO PARA A MEDIÇÃO

Como pode ser visto na tela inicial do aplicativo *Oxi Point*, na Figura 37, é disponibilizada três funções mediante um toque do usuário. Elas são *Machine Learning*, *Network Analyzer* e *Distance to Fault*. As duas primeiras são relacionadas a trabalhos de teses com a mesma temática que este [9] [40]. A última função *Distance to Fault*, função nomeada

igualmente nos analisadores, é relacionada a este trabalho.

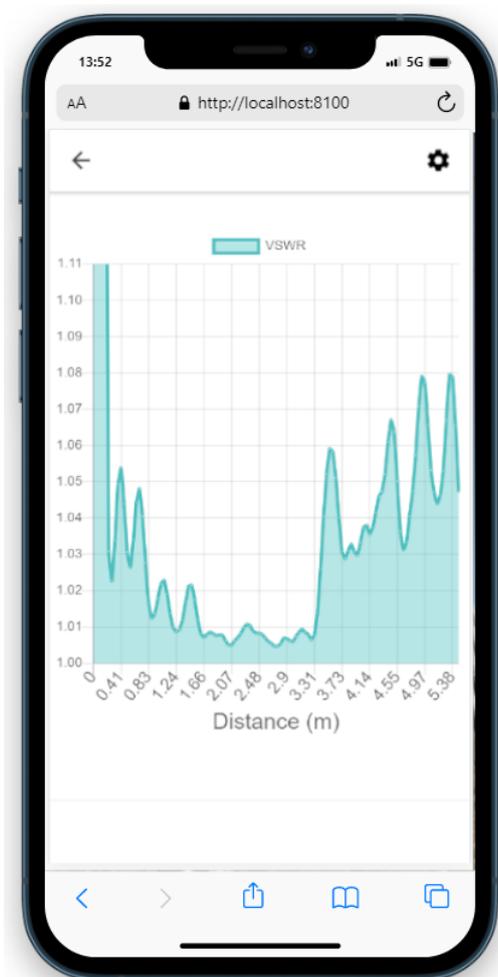
Além das três funções citadas, o aplicativo ainda com um menu lateral, como mostrado na Figura 39, que contém informações sobre a conexão com o instrumento e o nível da bateria do instrumento.

Figura 39 - Menu lateral que mostra o estado do VNA em operação



Fonte: O Autor, 2023.

A função *Distance to Fault* é mostrada na Figura 40, onde ela apresenta um gráfico de VSWR por distância em metros. Dessa forma, a análise da reflectometria pode ser habilitada em um dispositivo móvel perto do estai da torre de transmissão elétrica.

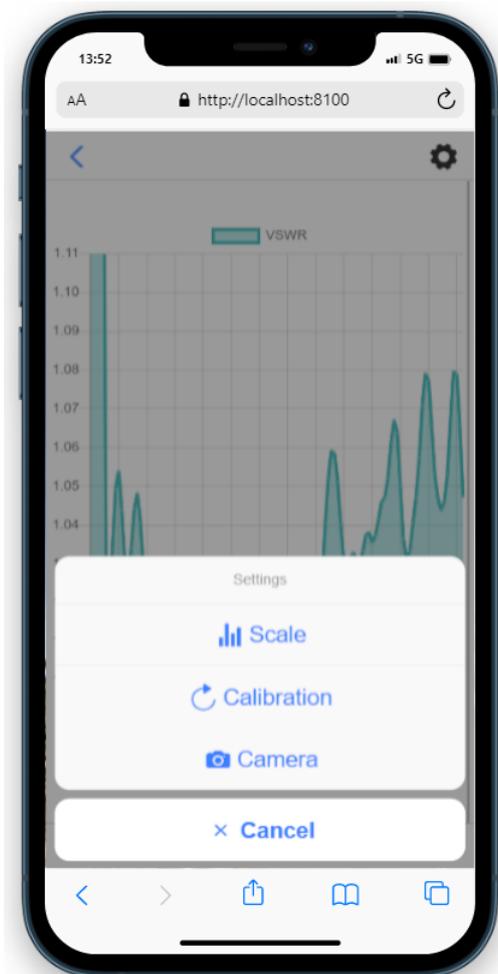
Figura 40 - Análise da reflectometria habilitada pela função *Distance to Fault*

Fonte: O Autor, 2023.

A função *Distance to Fault* ainda conta com algumas funções auxiliares, que podem ser listadas através do botão de configurações no canto direito superior da tela. Ao todo são três funções auxiliares desenvolvidas, sendo elas: *Scale*, *Calibration* e *Camera*, assim como mostra a Figura 41.

A função *Scale* permite alterar a escala do eixo vertical do gráfico com os valores de VSWR, como mostra a Figura 42. O usuário ainda pode aumentar ou diminuir o valor da escala através do componente gráfico localizado na parte inferior da tela.

Figura 41 - Funções auxiliares disponíveis na análise da reflectometria

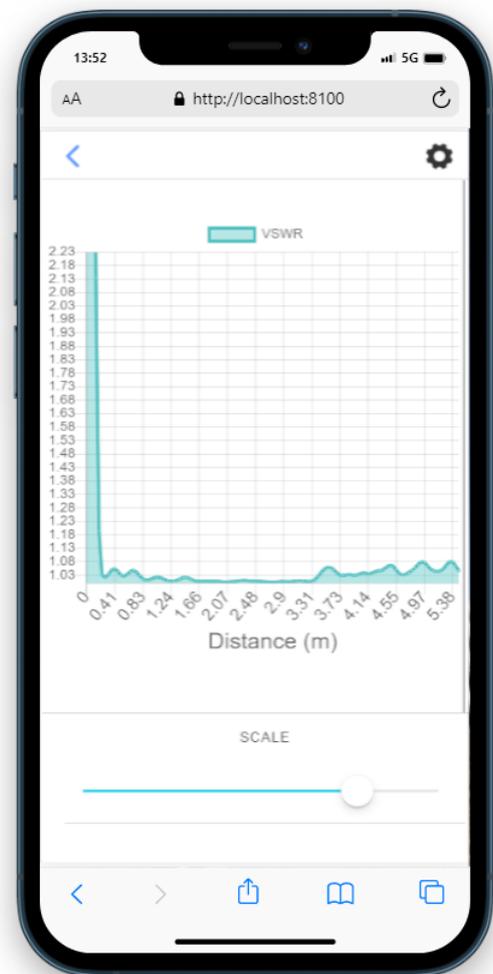


Fonte: O Autor, 2023.

Outra função auxiliar disponível, chamada de *Calibration*, faz com que a calibração do VNA seja realizada por comandos enviados pelo dispositivo móvel. Como já mencionado, é utilizado o do kit de calibração *Keysight 85032F* para calibrar uma única porta do analisador. A Figura 43 mostra então os passos que são necessários para a calibração, e no final a mensagem de sucesso da operação.

Por fim, a Figura 44 mostra a funcionalidade de tirar uma foto do gráfico e salvá-la na memória do dispositivo. Dessa forma, o resultado da medição pode ser analisado posteriormente.

Figura 42 - Aumento na escala do eixo vertical, que pode ser controlado através do componente gráfico no canto inferior da tela

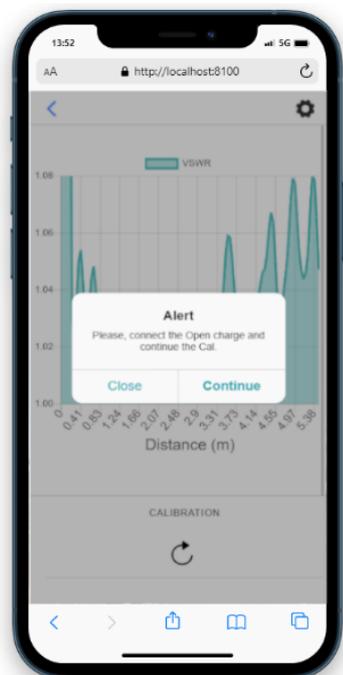


Fonte: O Autor, 2023.

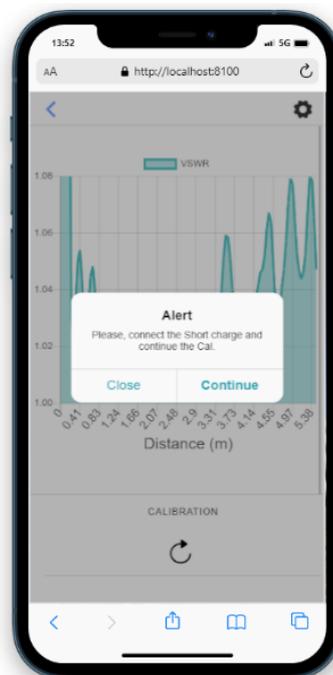
Este capítulo apresentou uma funcionalidade para tornar prático o método de medição proposto. Sendo assim, a medição em lugares remotos acontece com a ajuda da maleta de medição que contém o VNA e o *Raspberry Pi*. Esse último oferece um serviço, através de uma rede sem fio, em que mais de um operador pode realizar a análise da reflectometria a uma curta distância do estai.

Pode-se afirmar, então, que o método NDT apresentado é capaz de diagnosticar a integridade de hastes de âncora, mesmo enterradas, de uma maneira fácil e intuitiva.

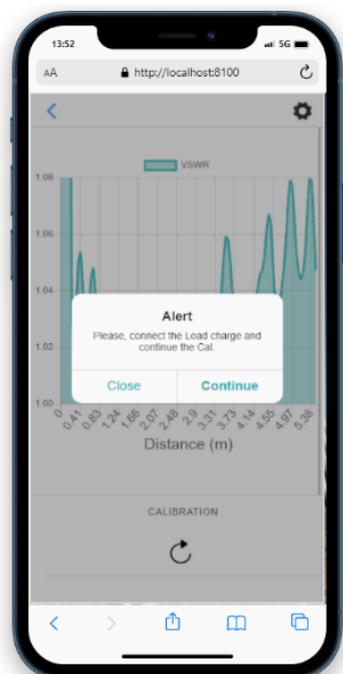
Figura 43 – Passos da calibração do instrumento conectado através da função *Calibration*: (a) Open, (b) Short, (c) Load, (d) mensagem final



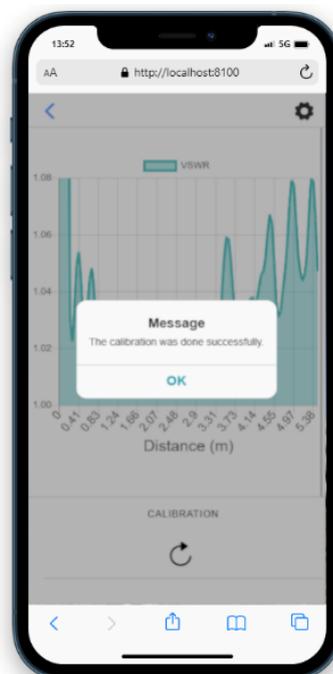
(a)



(b)



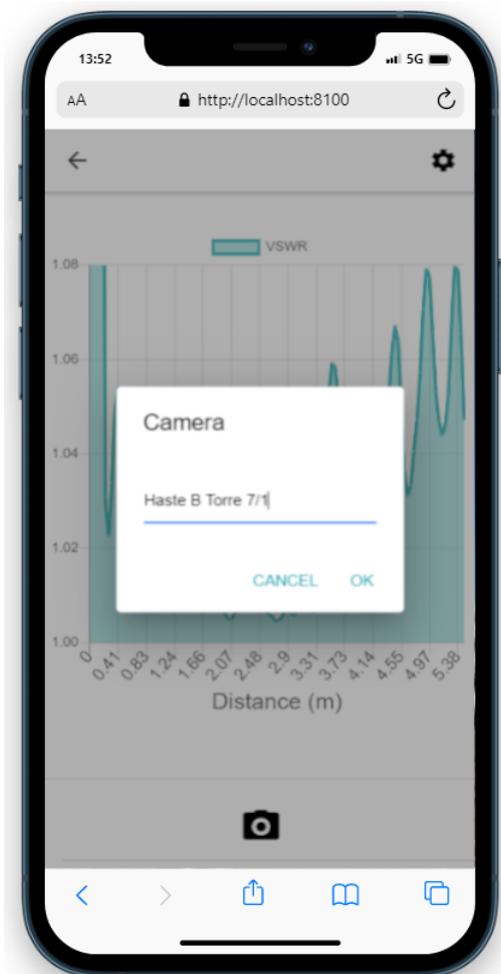
(c)



(d)

Fonte: O Autor, 2023.

Figura 44 - Função Camera que permite salvar o resultado do gráfico VSWR por distância



Fonte: O Autor, 2023.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi demonstrado que levando em conta as considerações aqui apresentadas, FDR pode ser usada para localizar falha e quantificar o seu grau em hastes de âncora, mesmo quando outras estruturas estão presentes ao longo da haste.

Além disso, o desempenho do método FDR pode ser avaliado através de um modelamento analítico, ao invés, do uso de softwares de alto custo de simulação de onda completa disponíveis no mercado.

O modelo analítico mostrou que o método FDR é capaz de detectar falhas, por ventura causadas por efeitos corrosivos, em hastes de âncora. Contudo, a análise da reflectometria é complexa já que, com o uso de uma banda de frequência discreta, imagens repetitivas são exibidas no resultado final da reflectometria. E ainda se torna mais complexa quando estruturas auxiliares, usadas na fixação das hastes ao solo, envolvem a haste.

Apesar disso, tanto a técnica apresentada em [26], que considera a relação entre as frequências máxima e mínima, como a metodologia do subtrator linear podem ser utilizadas para tornar a reflectometria mais prática de ser analisada.

A redução de efeitos indesejados se tornaria ainda mais eficiente se as empresas do setor elétrico adotassem uma padronização da posição e do tamanho do espaçador, da luva hexagonal e do tubo de PVC nas hastes.

Desse modo, a técnica da reflectometria demonstrada, cuja imprecisão é de apenas 12%, poderia ser aplicada, sem a preocupação com possíveis influências em torno da haste de âncora.

Vale mencionar que, o método apresentado não é eficiente em terrenos úmidos, nos quais a propagação de sinais eletromagnéticos é afetada devido a presença de material dielétrico no meio de propagação.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Entretanto, algumas outras melhorias no método proposto podem ser feitas. Uma delas trata-se do aumento dos valores de VSWR em regiões mais propícias ao surgimento de corrosão na superfície da haste de âncora.

Tal aumento de valores de VSWR poderia ser feito através de um amplificador linear, que já está disponível no analisador da Keysight N9952A. O aumento dos valores de VSWR seriam uma consequência do casamento de impedância entre a porta de 50Ω do analisador e de 188Ω da impedância característica das TRTLs vistas neste trabalho.

Tanto o método da relação das frequências máxima e mínima, quanto o subtrator linear podem ser incorporados no aplicativo Oxi Point. O aplicativo foi idealizado para tornar o método FDR mais prático de ser utilizado por qualquer operador.

Essas melhorias devem ser consideradas para a aplicação futura deste trabalho na medição de hastes de âncora em operação, que estão enterradas e localizadas em regiões remotas.

Além da economia de dinheiro e recursos, a adoção do método aqui demonstrado faz com que a inspeção em hastes de âncora seja mais rápida, prática e segura.

Fica aqui atestado uma contribuição voltada para companhias do setor elétrico brasileiro, feita com o intuito de prover uma nova tecnologia para um problema conhecido, e dessa forma, apoiá-las no desenvolvimento econômico que é almejado por todos.

6.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA E PATENTES

Durante o curso de doutorado, várias produções científicas foram realizadas em conjunto com demais colaboradores do Projeto e Desenvolvimento intitulado “Desenvolvimento de Dispositivo Cabeça de Série De Detecção de Desgaste ou Corrosão em Hastes de Âncora Utilizadas no Estaiamento de Torres de Linhas de Transmissão de Energia Elétrica”. Como pode ser visto nas seções futuras, as contribuições acadêmicas desenvolvidas incluem autoria e coautoria em três periódicos de alto fator de impacto e outros trabalhos aceitos em conferências nacionais e internacionais. Além disso, também são apresentadas as patentes outorgadas durante esse período.

6.2.1 Trabalhos publicados em periódicos

ALVES, M. M.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; L. H. A.; DE MELO; COUTINHO, M. S.; BARBOSA, D. C. P.; TARRAGÔ, V. L.; DOS SANTOS, R. G. M.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. Improvements in reflectometry analysis for detecting faults on anchoring systems using particle swarm optimization. **Measurement**, v. 187, p. 110290. 2022.

BARBOSA, Douglas Clemente Pimentel; MEDEIROS, Luiz Henrique Alves de; de Melo, M. T.; Lauro R. G. S. L. Novo; M. S. COUTINHO; ALVES, M. M.; R. G. M.; TARRAGO, V. L.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. Artificial Neural Network-Based System for

Location of Structural Faults on Anchor Rods Using Input Impedance Response. **IEEE Transactions On Magnetics**, vol. 57, n. 7, p. 1-4, 2021.

BARBOSA, D. C. P.; DE MEDEIROS, L. H. A.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; COUTINHO, M. S.; **ALVES, M. M.**; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P.; DOS SANTOS, R. G. M.; TARRAGÔ, V. L. Machine learning approach to detect faults in anchor rods of power transmission lines. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 18, n. 11, p. 2335-2339, 2019.

M. S. COUTINHO; L. R. G. S. L. NOVO; M. T. DE MELO; L. H. A. de MEDEIROS; D. C. P. BARBOSA, V.L. TARRAGO; R. G. M. SANTOS; **M. M. ALVES**; H. B. D. T. LOTT NETO; P. H. R. P. GAMA. Machine learning-based system for fault detection on anchor rods of cable-stayed power transmission towers. **Electric Power Systems Research**, vol. 194, p. 107106. 2021.

TARRAGÔ, V. L.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, Lauro R.G.S; BARBOSA, Douglas C. P.; COUTINHO, Marcelo S.; DE MEDEIROS, Luiz H. A.; **ALVES, Marcelo M.**; DOS SANTOS, Renan G. M.; LOTT NETO, Henrique B. D. T.; GAMA, Paulo H. R. P. Cascade modeling of the measuring system used to assess s-parameters of anchor rods on power transmission lines guyed towers. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, vol. 21. p. 35-47, 2022.

6.2.2 Trabalhos publicados em anais de conferências

ALVES, M. M.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; COUTINHO, M. S.; BARBOSA, D. C. P.; DE MEDEIROS, L. H. A.; DOS SANTOS, R. G. M.; TARRAGÔ, V. L.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. **A non-destructive inspection of anchor rods based on frequency domain reflectometry**. SBMO/IEEE MTTT International Microwave And Optoelectronics Conference (IMOC). Aveiro, Portugal, 2019.

ALVES, MARCELO M.; de Melo, M. T. ; LOURENCO NOVO, L. R. G. S. ; DE MEDEIROS, L. H. A. ; M. S. COUTINHO; BARBOSA, D. C. P. ; DOS SANTOS, R. G. M. ; TARRAGO, V. L. ; LOTT NETO, H. B. D. T. ; GAMA, P. H. R. P. **A novel iterative method to estimate the soil complex permittivity from measurement and simulation modeling**. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). San Diego, CA, 2021.

ALVES, M. M.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; DE MEDEIROS, L. H. A.; M. S. COUTINHO; BARBOSA, D. C. P.; DOS SANTOS, R. G. M.; TARRAGÔ, V. L.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. **Otimização da técnica de reflectometria pelo algoritmo PSO na localização de falhas em haste**. SBMO – Simpósio Brasileiro De Micro-Ondas E Optoeletrônica; CBMAG – Congresso Brasileiro De Eletromagnetismo (MOMAG). Niterói, Brasil, 2020.

BARBOSA, D. C. P.; DE MEDEIROS, L. H. A.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; COUTINHO, M. S.; ALVES, M. M.; DOS SANTOS, R. G. M.; TARRAGÔ, V. L.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. **An electromagnetic multi-parameter strategy to detect faults in anchor rods using neural networks**. SBMO/IEEE MTTT International Microwave And Optoelectronics Conference (IMOC). Aveiro. Portugal, 2019.

BARBOSA, D. C. P.; DE MEDEIROS, L. H. A.; DE MELO, M. T.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; COUTINHO, M. S.; ALVES, M. M.; MARTINS, T. G. S.; DOS SANTOS, R. G. M.; TARRAGÔ, V. L.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. **Arquitetura de rede neural artificial para detecção de falhas estruturais em hastes de âncora de torres estaiadas de linhas de transmissão de energia elétrica**. Encontro Regional Íbero-Americano Do Cigré (ERIAC). Foz do Iguaçu, Brasil, 2019.

COUTINHO, M. S.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P.; DE MEDEIROS, L. H. A.; DE MELO, M. T.; BARBOSA, D. C. P.; ALVES, M. M.; TARRAGÔ, V. L.; DOS SANTOS, R. G. M. **A novel methodology to detect faults on anchor rods using reflectometry and machine learning**. SBMO/IEEE MTTT International Microwave And Optoelectronics Conference (IMOC). Aveiro, Portugal, 2019.

COUTINHO, M. S.; TARRAGÔ, V. L.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; DE MELO, M. T.; DE MEDEIROS, L. H. A.; BARBOSA, D. C. P.; ALVES, M. M.; DOS SANTOS, R. G. M.; PONTES, L. P.; GAMA, P. H. R. P.; LOTT NETO, H. B. D. T. **Modelagem eletromagnética da ancoragem de torres transmissoras de energia elétrica**. SBMO – Simpósio Brasileiro De Micro-Ondas E Optoeletrônica; CBMAG – Congresso Brasileiro De Eletromagnetismo (MOMAG). Niterói, Brasil, 2020.

COUTINHO, M. S.; LOURENÇO NOVO, L. R. G. S.; DE MELO, M. T.; DE MEDEIROS, L.

H. A.; BARBOSA, D. C. P.; **ALVES, M. M.**; MARTINS, T. G. S.; TARRAGÔ, V. L.; DOS SANTOS, R. G. M.; LOTT NETO, H. B. D. T.; GAMA, P. H. R. P. **Sistema diagnóstico da integridade de hastes de âncora de torres estaiadas de linhas de transmissão de energia elétrica**. Encontro Regional Iberoamericano Do Cigré (ERIAC). Foz do Iguaçu, Brasil, 2019.

COUTINHO, M. S.; NOVO, L. R. G. S. L.; BARBOSA, D. C. P.; DE MEDEIROS, LUIZ H. A.; de Melo, M. T.; **ALVES, M. M.**; DOS SANTOS, R.G.M.; TARRAGÔ, V. L.; LOTT NETO, H. B. T. D.; GAMA, P. H. R. P. **Sistema Embarcado para Inspeção Preditiva de Tirantes de Ancoragem de Torres de Linhas de Transmissão Aéreas**. Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Rio de Janeiro, Brasil, 2022.

6.2.3 Patentes de propriedade intelectual

LOTT NETO, H. B. D. T. ; S/A, S. S. T. N. ; de Melo, M. T. ; MEDEIROS, Luiz Henrique Alves de ; Novo, Lauro R. G. S. L. ; GAMA, P. H. R. P. ; M. S. COUTINHO; **ALVES, M. M.** ; TARRAGO, V. L. ; SANTOS, R. G. M. ; BARBOSA, D. C. P. . Dispositivo de Micro-ondas de Suporte e Conexão. 2019, Brasil.

Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR10201902584, título: "Dispositivo de Micro-ondas de Suporte e Conexão" , Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Depósito: 06/02/2019. Instituição(ões) financiadora(s): STN

DE MELO, M. T.; LOTT NETO, HENRIQUE BAPTISTA DUFFLES TEIXEIRA; MEDEIROS, Luiz Henrique Alves de; Lauro R. G. S. L. Novo; GAMA, PAULO HENRIQUE RAMALHO PEREIRA; M. S. COUTINHO; **ALVES, MARCELO MACEDO**; TARRAGO, V. L.; BARBOSA, Douglas Clemente Pimentel; SANTOS, R. G. M. Sistema com Software Embarcado e Processo para Inspeção de Falhas Estruturais em Hastes Metálicas. 2020, Brasil.

Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR10202002500, título: "Sistema com Software Embarcado e Processo para Inspeção de Falhas Estruturais em Hastes Metálicas", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Depósito: 08/12/2020 Instituição(ões) financiadora(s): SISTEMA DE TRANSMISSÃO DO NORDESTE S.A. E ANEEL.

DE MELO, M. T.; LOTT NETO, HENRIQUE BAPTISTA DUFFLES TEIXEIRA ; MEDEIROS, Luiz Henrique Alves de ; Lauro R. G. S. L. Novo ; GAMA, PAULO HENRIQUE

RAMALHO PEREIRA ; M. S. COUTINHO; **ALVES, MARCELO MACEDO** ; BARBOSA, D. C. P. ; TARRAGO, V. L. . Anchor Rod Classifier L2m. 2019.

Registro: Programa de Computador. Número do registro: 512020002628-1, data de registro: 10/06/2019, título: "Anchor Rod Classifier L2m", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

DE MELO, M. T.; LOTT NETO, HENRIQUE BAPTISTA DUFFLES TEIXEIRA; MEDEIROS, Luiz Henrique Alves de; Lauro R. G. S. L. Novo; M. S. COUTINHO; **ALVES, MARCELO MACEDO**; TARRAGO, V. L.; SANTOS, R. G. M.. Anchor Rod Analyzer. 2019.

Registro: Programa de Computador. Número do registro: 512020002602-8, data de registro: 01/05/2019, título: "Anchor Rod Analyzer", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

REFERÊNCIAS

- [1] Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), 2023. Disponível em: <http://www.ons.org.br/Paginas/Noticias/20211230-ons-divulga-acoes-de-planejamento-para-o-setor-eletrico-ate-2026.aspx>. [Acesso em 07/08/2023].
- [2] V. V. B. Barros, *Optimization of guyed transmission line towers with geometric nonlinearity*, Universidade Federal de Santa Catarina: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Civil, 2021.
- [3] T. Matos, K. Portella, S. Henke, M. Bragança, M. Galvão, B. Dias, L. Lagoeiro, L. Almeida, “Analysis of anchor rod failure in a guyed transmission tower: Influence of microstructures and corrosion mechanisms”, in *Engineering Failure Analysis*, vol. 121, pp. 105166, 2021.
- [4] L. R. G. S. L. Novo, *Desenvolvimento de método para detecção de desgaste ou corrosão em hastes de âncora de torres estaiadas de linhas de transmissão de energia elétrica*, Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
- [5] E. Pasquetti, *Estabilidade Estática e Dinâmica de Torres Estaiadas*, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Civil, 2003.
- [6] W. Jing, H. Junke, Y. Fang, Q. Wenyan, Y. Jinshan, W. Peng and X. Haijun, “Structural Optimization and Experimental Research of High-rise Guyed Tower,” in *5th International Conference on Advances in Energy, Environment and Chemical Science (AEECS)*, 2021.
- [7] E. H. Guimarães, *Análise do Comportamento de Torres de Aço Estaiadas sob a ação do vento*, Universidade Federal de Uberlândia: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2008.
- [8] J. M. B. Bezerra, L. H. A. de Medeiros, R. R. B. Aquino, O. N. Neto, L. R. G. S. L. Novo, M. T. De Melo, D. S. Santos, M. A. B. Fontan e P. R. R. Britto, “Localization and diagnosis of stay rod of V guyed towers corrosion,” in *ICHVE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, pp. 1-5, 2014.
- [9] D. C. P. Barbosa, *Diagnóstico de falhas estruturais em hastes de âncora por meio da análise de sinais eletromagnéticos por ferramentas de inteligência artificial*,

Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

- [10] C. Furse, P. Smith and M. Diamond, "Feasibility of Reflectometry for Nondestructive," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 11, pp. 1322-1329, 2009.
- [11] L. R. G. S. L. Novo, V. L. S. Dias, M. T. de Melo, J. M. B. Bezerra, L.H. A. de Medeiros, R. R. B. Aquino, O. N. Neto, M. A. B. Fontan e P. R. R. Britto, "Design of a complex impedance matching circuit in microstrip used to detect corrosion in anchor rods," in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 1-5, 2015.
- [12] M. Shoji and A. Hirata, "Ultrasonic guided wave testing of anchor rods embedded in soil," in *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, pp. 1-4, 2016.
- [13] E. Medfouni, S. Kodjo, P. Rivard, S. Kaveh and M. Quirion, "Assessment of corroded rock bolts with pulse echo tests," in *Journal of Infrastructure Systems*, vol. 23, p. 04017007, 2017.
- [14] A. Foudazix, A. Mirala, M. Ghasr and K. Donnell, "Active Microwave Thermography for Nondestructive Evaluation of Surface Cracks in Metal Structures," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, pp. 576-585, 2019.
- [15] R. Sutthaweekul e G. Y. Tian, "Steel Corrosion Stages Characterization Using Open-Ended Rectangular Waveguide Probe," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, pp. 1054-1062, 2018.
- [16] W. Di, X. Sun, M. Wang, H. Xing and J. Liu, "Recognition of Bolt Quality Base on Elman Neural Network by Ant Colony Optimization Algorithm," in *International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC)*, pp. 210-214, 2018.
- [17] X. Sun, S. Gong, G. Han, M. Wang and A. Jin, "Pruning Elman neural network and its application in bolt defects classification," *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, vol. 10, p. 1847-1862, 2019.
- [18] H. Zheng, S. Zhang and X. Sun, "Classification recognition of anchor rod based on PSO-SVM," in *29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, pp. 2207-2212, 2017.
- [19] J. C. Uruchurtu, J. M. T. Malo and J. A. P. Hernández, "Artificial intelligence for the assessment on the corrosion conditions diagnosis of transmission," *Recent Patents on Corrosion Science*, vol. 2, pp. 98-111, 2012.

- [20] H. Zheng, Y. Yang, X. Sun and C. Wen, "Nondestructive Detection of Anchorage Quality of Rock Bolt Based on DS-DBN-SVM," in International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC), pp. 288-293, 2018.
- [21] Distance to Fault Measurements for Cable & Antenna Installation & Maintenance (Anritsu), 2023. Disponível em: <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/solutions/en-us/distance-to-fault/>. [Acesso em 07/08/2023].
- [22] D. C. P. Barbosa, L. H. A. de Medeiros, M. T. De melo, L. R. G. S. L. Novo, M. S. Coutinho, M. M. Alves, H. B. D. T. L. Neto, P. H. R. P. Gama, R. G. M. dos Santos and V. L. Tarragô, "Machine Learning Approach to Detect Faults in Anchor Rods of Power Transmission Lines," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, pp. 2335-2339, 2019.
- [23] Y. Shin, E. Powers, T. Choe, C. Hong, E. Song, J. Yook and J. Park, "Application of time-frequency domain reflectometry for detection and localization of a fault on a coaxial cable," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 54, pp. 2493-2500, 2005.
- [24] Y. Ohki and N. Hirai, "Detection of abnormality occurring over the whole cable length by frequency domain reflectometry," IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 25, pp. 2467-2469, 2018.
- [25] M. M. Alves, M. T. De melo, H. B. D. T. L. Neto, L. R. G. S. L. Novo, L. H. A. de Medeiros, P. H. R. P. Gama, M. S. Coutinho, D. C. P. Barbosa and V. L. Tarragô, "A Non-destructive Inspection of Anchor Rods based on Frequency Domain Reflectometry," in SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp. 1-3, 2019.
- [26] M. M. Alves, M. T. De melo, L. R. G. S. Novo, L. H. A. de Medeiros, M. S. Coutinho, D. C. P. Barbosa, V. L. Tarragô, R. G. M. Dos santos, H. B. L. Neto e P. H. P. Gama, "Improvements in reflectometry analysis for detecting faults on anchoring systems using particle swarm optimization," Measurement, vol. 187, p. 110290, 2022.
- [27] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: John Wiley and Sons, 2011.
- [28] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*. New Jersey: Prentice Hall, 1989.
- [29] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*. Piscataway: Sophocles J. Orfanidis, 2016.

- [30] F. Gustrau, *RF and Microwave Engineering: Fundamentals of Wireless Communications*. Chichester: John Wiley and Sons, 2012.
- [31] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Norwood: Artech House, 1991.
- [32] V. L. Tarragô, M. T. De melo, L. R. G. S. L. Novo, D. C. P. Barbosa, L. H. A de Medeiros, M. S. Coutinho, M. M. Alves, R. G. M. dos Santos, H. B. D. T. L. Neto and P. H. R. P. Gama, "Cascade Modeling of the Measuring System Used to Assess S-Parameters of Anchor Rods on Power Transmission Lines Guyed Towers," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 21, 2022.
- [33] J. P. Dunsmore, *Handbook Of Microwave Component Measurements With Advanced Vna Techniques*. Hoboken: John Wiley and Sons, 2020.
- [34] Time Domain Measurements using Vector Network Analyzer ZVR (Rohde&Schwarz), 2023. Disponível em: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ez44/1ez44_0e.pdf. [Acesso em 07/08/2023].
- [35] Time Domain Analysis Using a Network Analyzer Application Note (Keysight), 2023. Disponível em: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-01451/application-notes/5989-5723.pdf>. [Acesso em 07/08/2023].
- [36] Scikit-rf Object Oriented RF Engineering (Scikit-RF), 2023. Disponível em: <https://scikit-rf.readthedocs.io/en/latest/>. [Acesso em 07/08/2023].
- [37] The fundamental package for scientific computing with Python (Numpy), 2023. Disponível em: <https://numpy.org/>. [Acesso em 07/08/2023].
- [38] Fieldfox Handheld Analyzers 4/6.5/9/14/18/26.5/32/44/50 GHz (FieldFox), 2023. Disponível em: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-03314/data-sheets/5990-9783.pdf>. [Acesso em 07/08/2023].
- [39] MegaPhase RF Orange Flexible Cable to 110 GHz (Megaphase), 2023. Disponível em: <https://www.megaphase.com/wp-content/uploads/2017/01/MegaPhase-RF-Orange-110-Cable-Data-Sheet-v5.pdf>. [Acesso em 07/08/2023].
- [40] M. S. Coutinho, *Dispositivo de micro-ondas para análise e detecção de falhas em hastes de âncora de torres estaiadas*, Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2021.

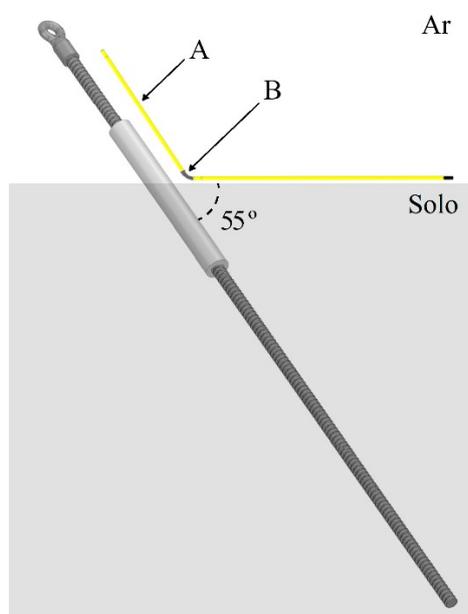
- [41] R. S. Sangam and R. S. Kshetrimayum, "Linear Tapers: Analysis, Design and Applications," in IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), pp. 1-4, 2018.

APÊNDICE A – PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA EM HASTES NÃO PARALELAS

Aqui é abordado o caso em que as hastes não estão necessariamente paralelas umas às outras ao longo da suposta linha de transmissão. Esse tipo de configuração é mais prática e mais fácil de ser montada, do que aquela onde as hastes são sempre paralelas, principalmente, quando a haste de âncora está enterrada abaixo do solo.

O diagnóstico estrutural e não destrutivo de uma haste de âncora enterrada no solo é abordado, neste trabalho, como sendo uma linha de transmissão formada pela haste de âncora e por uma haste metálica indicada por A, conforme mostrado na Figura A1. As duas hastes são inseridas em meio dielétrico formado ora pelo ar ora pelo solo, que por vezes, tem um tubo de PVC entre as hastes. Além disso, a haste metálica não é aterrada e procura-se manter o paralelismo desde o olhal, na haste de âncora, até o solo. Para manter a haste metálica rente ao solo, uma luva de 125° é usada para conectar a estrutura metálica horizontal, conforme indicado por B. Forma-se, então, uma linha de transmissão de dois condutores.

Figura A1 - Esquema representativo da linha de transmissão formada pela haste de âncora enterrada e a haste de referência indicada por A



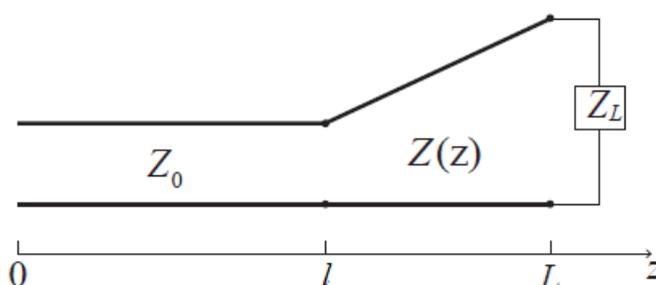
Fonte: O Autor, 2023.

Como pode ser visto, a linha de transmissão inicia com as duas hastes em paralelo e se prolonga até próximo ao solo, cujo valor representa a distância do olhal até a luva de 125° mostrados na Figura A1.

Após isso, a linha de transmissão se comporta como uma linha afilada, uma tradução livre para *tapered line*, que representa a inclinação da haste de referência e se estende até o comprimento final da linha, onde z é igual a L . O comportamento linear é usado, pois a haste de âncora geralmente é enterrada com uma inclinação de 55° , conforme mostrado na Figura A1. Nessa região, a impedância característica aumenta de forma linear de acordo com o valor z , por isso ela é dada pela função $Z(z)$. Por último, a linha de transmissão é terminada por um circuito aberto cuja impedância é determinada por Z_L [27].

Diante disso, pode-se afirmar que a linha de transmissão apresentada na Figura A1 pode ser modelada de acordo com o esquema representativo mostrado na Figura A2.

Figura A2 - Esquema representativo da linha de transmissão considerada



Fonte: Adaptado de [41].

Uma consideração importante feita com base na equação (30) mostra que β é constante na linha afilada e independe de z . Essa suposição é geralmente válida apenas em linhas TEM [27].

A equação (30) mostra a expressão do coeficiente de reflexão (Γ) somente para a linha afilada linear obtida em função de um comprimento elétrico θ , onde b é definido pela equação (31) [41].

$$\Gamma(\theta) = \frac{e^{\frac{2j\theta}{bL}}}{2} \left(\ln|bL + 1| + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{-2j\theta}{bL} \right)^n \left[\frac{(bL + 1)^n}{n \cdot n!} + \frac{1}{n \cdot n!} \right] \right), \quad (30)$$

$$b = \frac{Z_L - Z_0}{Z_0 L} (m^{-1}). \quad (31)$$

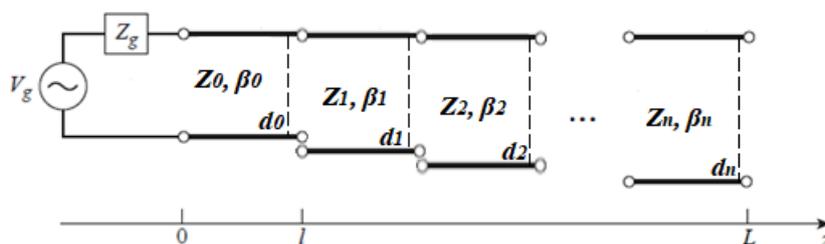
Como se não bastassem as perdas causadas pelo tamanho finito da linha de transmissão e por possíveis desgastes no segundo condutor, como já mencionado, o afilamento (*taper*) entre os condutores também causa perdas na linha de transmissão.

De acordo com a Figura A1, as duas hastes são separadas a partir da luva de 125° por uma inclinação entre elas de 55° . Desse modo, como mostrado na Figura A3, a linha de transmissão afilada é modelada como transformador multisessão, onde a distância entre os dois condutores aumenta linearmente ao longo do comprimento físico da linha de transmissão (L).

Adicionalmente, a distância entre os condutores pode ser expressa de acordo com a equação (32), que especifica o valor dessa distância (d) para uma determinada sessão de índice i cujo comprimento é constante para todas as sessões (l). Essa equação possui uma parcela referente à distância quando as hastes estão em paralelo, que é 50 mm.

Levando em conta a alteração no cálculo da distância entre os condutores, a Figura A4 ilustra os valores de VSWR por distância para uma linha de transmissão afilada linearmente (*linear tapered transmission line*), cujo comprimento é 2 m e que não possui desgaste.

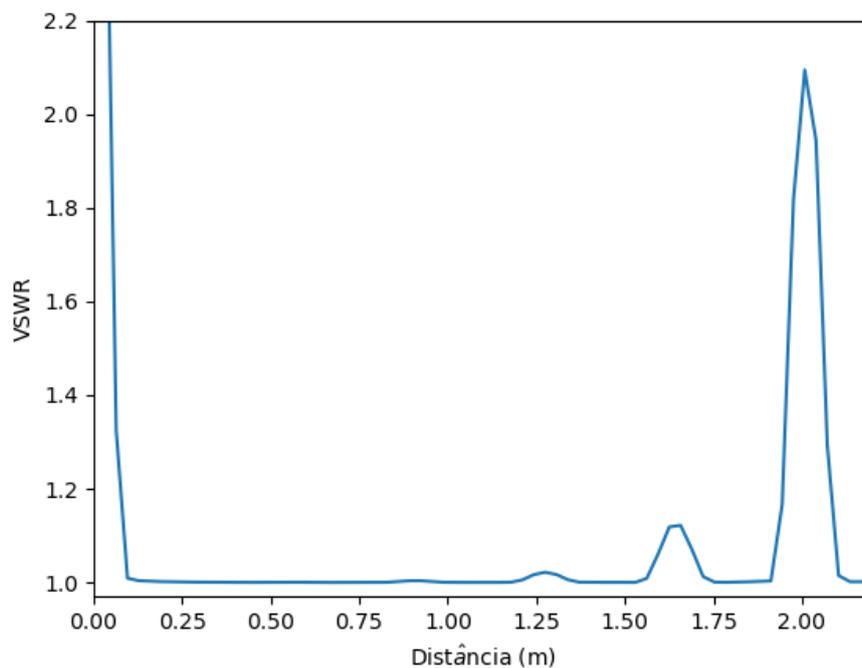
Figura A3 - Modelo composto por multisessões onde a distância entre os condutores aumenta linearmente ao longo do comprimento da linha de transmissão.



Fonte: O Autor, 2023.

$$d_i = il \tan(55^\circ) + 0,05 \text{ (m)}. \quad (32)$$

Figura A4 - Linha de transmissão afilada de comprimento físico de 2 metros e sem desgaste



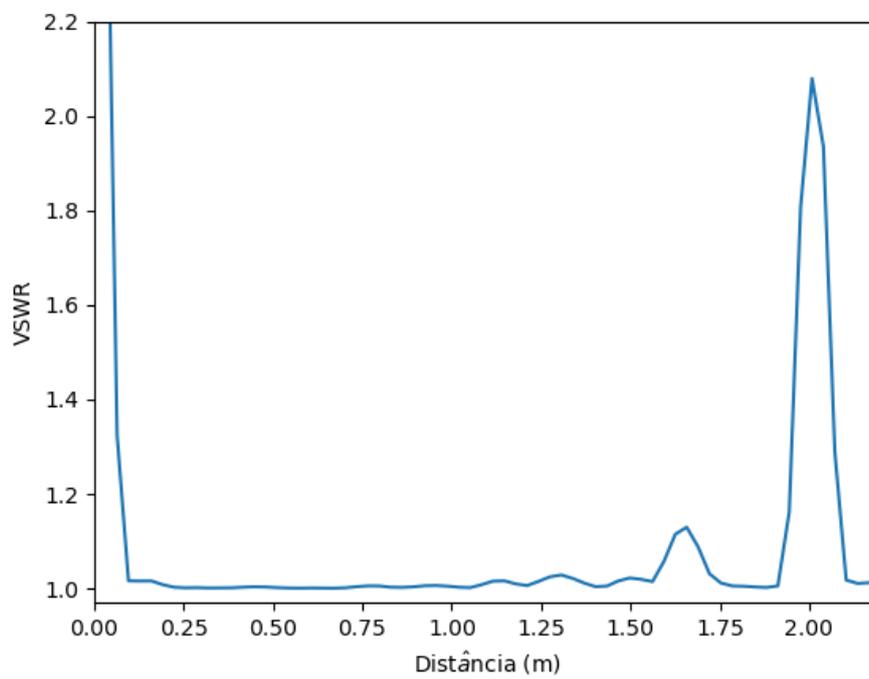
Fonte: O Autor, 2023.

Na Figura A4, é possível notar o surgimento de sinais espúrios a partir de 1,25 m. Esses ruídos podem afetar a análise da reflectometria já que podem ser confundidos com possíveis desgastes na superfície da haste condutora, como mostra um exemplo a seguir.

A Figura A5 ilustra os valores de VSWR por distância para uma linha de transmissão similar àquela apresentada na Figura A4, com a redução no diâmetro pela metade do segundo condutor. Considerando o valor do diâmetro da haste de âncora como 34 mm, conforme mostrado na Tabela 1, o diâmetro desse condutor é, neste caso, 17 mm somente entre 1,5 m e 1,7 m.

Como pode ser notado, a presença do desgaste é indicada pela análise da reflectometria na localização correta. Todavia, sua indicação é influenciada pelo sinal indesejado em decorrência da inclinação entre as hastes.

Figura A5 - Linha de transmissão afilada com 2 metros de comprimento e desgaste entre 1,5 m e 1,7m



Fonte: O Autor, 2023.