

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

LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO

**DESENVOLVIMENTO DE MÉTODO PARA DETECÇÃO DE
DESGASTE OU CORROSÃO EM HASTES DE ÂNCORA DE
TORRES ESTAIADAS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Recife

2015

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

LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO

**DESENVOLVIMENTO DE MÉTODO PARA DETECÇÃO DE
DESGASTE OU CORROSÃO EM HASTES DE ÂNCORA DE
TORRES ESTAIADAS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica
Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph. D.

Recife

2015

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

N945d Novo, Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço.
Desenvolvimento de métodos para detecção de desgaste ou corrosão em hastes de âncora de torres estaiadas de linha de transmissão de energia elétrica / Lauro Rodrigo gomes da Silva Lourenço Novo. - Recife: O Autor, 2015.
152 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Marcos Tavares de Melo, Ph.D.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Linhas de Transmissão Estaiadas. 3. Hastes de Âncora. 4. Corrosão. 5. Conector para Altas Frequências. 6. Analisador de Redes. 7. Reflectometria. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO DE

LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO

TÍTULO

**“DESENVOLVIMENTO DE MÉTODO PARA DETECÇÃO DE DESGASTE
OU CORROSÃO EM HASTES DE ÂNCORA DE TORRES ESTAIADAS
DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE; JOSÉ MAURÍCIO DE BARROS BEZERRA, DEE/UFPE; LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS, DEE/UFPE; ALFREDO GOMES NETO, IFPB e IGNACIO LLAMAS GARRO, CTTC/Espanha, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO APROVADO.**

Recife, 12 de novembro de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS
Membro Titular Externo

JOSÉ MAURÍCIO DE BARROS BEZERRA
Membro Titular Interno

IGNACIO LLAMAS GARRO
Membro Titular Externo

ALFREDO GOMES NETO
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me concedido paz, saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento deste trabalho de Tese.

Faço um agradecimento especial aos meus pais, Manuel da Silva Lourenço Novo e Marinalva Gomes da Silva Lourenço, à minha namorada, à minha irmã, e à minha família, amigos e colegas em geral pelo apoio e compreensão nos momentos de ausência.

Ao professor e orientador Marcos Tavares de Melo, pertencente ao corpo docente do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE, por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis, e pela oportuna parceria no desenvolvimento deste trabalho de Tese, contribuindo assim para meu crescimento profissional. Além disso, agradeço ao referido professor pela oportunidade ímpar de ser membro do Laboratório de Rádio e Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da Universidade Federal de Pernambuco, no qual desenvolvo pesquisas desde o ano de 2005.

Ao professor José Maurício de Barros Bezerra, pertencente ao corpo docente do Departamento de Engenharia Elétrica e Sistemas de Potência da UFPE, pela coordenação do P&D intitulado “Desenvolvimento de Processo de Diagnóstico e Equipamento para Detecção de Defeitos em Hastes de Torres de Linhas de Transmissão” cujo conteúdo é correlato a este trabalho de Tese.

Aos professores Luiz Henrique Alves de Medeiros, Ronaldo Ribeiro B. de Aquino e Otoni Nóbrega Neto, pesquisadores do P&D supracitado, pelo apoio e experiência fornecidos durante este P&D, os quais refinaram o desenvolvimento deste trabalho de Tese.

Aos colegas do Laboratório de Micro-Ondas e do Grupo de Pesquisa em Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica pelo ambiente agradável e cordial de trabalho que me foi proporcionado nesses anos de pesquisa e labor, em especial aos estagiários do referido P&D.

À Empresa Sistema de Transmissão Nordeste S.A., em especial aos seus engenheiros Márcio B. Fontan e Paulo R. R. Britto, pelo apoio financeiro e gerencial ao referido P&D, contribuindo para a implementação real deste trabalho de Tese.

Finalmente, ao PPGEE pelo indispensável apoio financeiro, principalmente durante participação em eventos nacionais e internacionais que serviram para troca oportuna de experiências e promoção da divulgação dos resultados deste trabalho de Tese nos meios científico e tecnológico. Especial agradecimento aos docentes e funcionários do PPGEE pelo ensino de excelência proferido aos seus estudantes e também por toda colaboração prestada.

Resumo da Tese apresentado à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

DESENVOLVIMENTO DE MÉTODO PARA DETECÇÃO DE DESGASTE OU CORROSÃO EM HASTES DE ÂNCORA DE TORRES ESTAIADAS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO

Novembro/2015

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: Linhas de Transmissão Estaiadas, Hastes de Âncora, Corrosão, Conector para Altas Frequências, Analisador de Redes, Reflectometria.

Número de Páginas: 152.

RESUMO: Companhias transmissoras de energia elétrica têm utilizado torres de transmissão cuja fixação ao solo é feita por meio de estais. Estais são cabos de aço fixados ao solo através de estruturas, como: *vari-grip*, olhal e haste de âncora. A haste é fincada ao solo ora diretamente engastada em rocha; ora encapsulada em tubo de PVC, ambos preenchidos com nata de cimento. As hastes têm apresentado corrosão por oxidação devido às falhas no processo de instalação delas ao solo, sendo a principal delas a descentralização da haste em relação ora ao orifício da rocha, permitindo o contato direto da haste com a rocha, ora ao encapsulamento em PVC, inviabilizando assim a sua proteção através da nata de cimento com entrada de umidade e formação de pilha galvânica, iniciando, portanto, processo corrosivo. O nível de corrosão na haste pode levar a seu rompimento já que se encontra normalmente sob forte tração mecânica para equilibrar a torre. Rotinas de manutenção preventiva são aplicadas nas estruturas estaiadas, às quais envolvem onerosas escavações, onde cada haste sofre inspeção visual para se conhecer seu estado. A falta de fornecimento de energia elétrica gera multas milionárias por parte dos órgãos fiscalizadores, e a criação de uma imagem negativa da companhia frente à sociedade. Um método de diagnóstico foi desenvolvido para detectar as corrosões ou desgastes nas hastes o qual utiliza sinais de alta frequência. Um conector, chamado CHAAF, foi projetado para conectar o instrumento de medição, analisador de redes, às estruturas medidas. A compatibilidade eletromagnética deste conector garante a condução dos sinais de alta frequência ao longo da linha de transmissão (LT) formada pela da haste e o fio de referência oriundo do CHAAF. Análises no domínio da frequência sobre os sinais obtidos das medições permitem detectar a presença de corrosão ou desgaste na haste, através da comparação das medições entre as hastes desgastadas e aquelas sem desgaste.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

DEVELOPMENT OF A METHOD TO DETECT ABRASION OR CORROSION ON ANCHOR RODS OF GUYED POWER TRANSMISSION TOWERS

LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO

November/2015

Supervisor: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Concentration Area: Fotonica.

Keywords: Guyed Power Transmission Towers, Anchor Rods, Corrosion, High Frequency Connector, Network Analyzer, Reflectometry.

Number of Pages: 152.

ABSTRACT: Power transmission companies have used guyed towers whose fixing in soil is carried out through steel cables, called guyed cables. The ones are fixed in soil using steel structures, as vari-grip, lifting eye and anchor rod. The rod is buried directly encased in rock; or embedded in a resistant PVC tube, both filled up with cement paste. Anchor rods have presented corrosion by oxidation due to failures in the installation process of them in soil. The main failure is because of their positioning not centered, during the rod embedding process either in the PVC tube or in the role of rock, allowing a direct contact between rod and rock. Therefore, the environmental humidity will cause a galvanic corrosion process in the anchor rods. The levels of corrosion can lead to rupture of the rod and therefore the guyed tower is about to fall. To avoid this accident and therefore electric power outage, penalties as millionaire mulcts applied by the Brazilian control agencies, and a poor image of the power transmission company shown by the customers, these companies have carried out prevent maintenance on their steel structures using the visual inspection technique on each anchor rod. This maintenance is ever too expensive. A non-destructive method (NDT) has being developed which uses high frequency signals to detect corrosion and abrasion on the anchor rod surface. A high frequency connector, named CHAAF, was designed to connect the network analyzer instrument to the structures under testing. The CHAAF electromagnetic compatibility ensures an electrically conductor medium between the instrument and the transmission line composed by the anchor rod and the reference wire attached to the connector. Frequency response analysis, applied on the measurements data, allows compare these responses with those obtained using free-damage anchor rods (rods without corrosion or abrasion). Finally, this comparison allows detect corrosion or abrasion on the anchor rods.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

STN	Sistema de Transmissão Nordeste
CHAAF	Conector Haste-Analisador para Altas Frequências
LT	Linha de Transmissão
RIMT	<i>Reflectometric Impulse Measurement Technique</i>
NDT	<i>Nondestructive Technique</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
GPU	<i>Graphical Processing Unit</i>
TDR	<i>Time Domain Reflectometry</i>
FDR	<i>Frequency Domain Reflectometry</i>
SSTDR	<i>Spread Spectrum Time Domain Reflectometry</i>
OWDR	<i>Optical Wavelet Domain Reflectometry</i>
OFDR	<i>Optical Frequency Domain Reflectometry</i>
OTDR	<i>Optical Time Domain Reflectometry</i>
EDS	Espectroscopia de Energia Dispersiva
MEV	Microscopia Eletrônica de Superfície
NCHRP	<i>National Cooperative Highway Research Program</i>
<i>X-Ray</i>	Raios X
ETDR	<i>Electrical Time Domain Reflectometric</i>
SMA	<i>SubMiniature version A Connector</i>

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. <i>Esboço bidimensional de uma torre estaiada em V. Cortesia CHESF.</i>	14
Fig. 2. <i>Fotografias do sistema de ancoragem dos estais de torres estaiadas.</i>	14
Fig. 3. <i>Fotografias da evolução da corrosão em hastes de âncora. Cortesia STN S.A.</i>	16
Fig. 4. <i>Fotografia de acidente envolvendo a queda de torres estaiadas.</i>	18
Fig. 5. <i>Inspeção técnica visual em haste de âncora. Cortesia da STN SA.</i>	19
Fig. 6. <i>Efeitos da onda de tensão incidente em um ponto de descontinuidade da linha.</i>	21
Fig. 7. <i>Resposta ao impulso e ao degrau de uma linha de transmissão.</i>	24
Fig. 8. <i>Fotografias do cenário de testes do método RIMT.</i>	28
Fig. 9. <i>Gráfico de resposta do teste RIMT sobre haste de âncora.</i>	29
Fig. 10. <i>Amostra de aço exposta às intempéries litorâneas. Formação de carepas.</i>	38
Fig. 11. <i>Diagrama de Pourbaix ou Diagrama Simplificado de E-pH.</i>	46
Fig. 12. <i>Trecho infinitesimal de LT formada por dois condutores e dielétrico.</i>	51
Fig. 13. <i>Representação do trecho infinitesimal de LT por parâmetros concentrados.</i>	51
Fig. 14. <i>Representação esquemática de uma LT finita terminada por uma carga Zl.</i>	55
Fig. 15. <i>Diagrama esquemático do transformador de quarto de onda entre carga e linha.</i> ...	58
Fig. 16. <i>Diagrama esquemático do circuito contendo o stub projetado.</i>	60
Fig. 17. <i>Carta de Smith com os cálculos e procedimentos do stub projetado.</i>	61
Fig. 18. <i>Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.</i>	62
Fig. 19. <i>Fotografias de estruturas estaiadas e seus pontos de estaiamento e ancoragem.</i>	66
Fig. 20. <i>Vistas 2D do conector olhal utilizado.</i>	68
Fig. 21. <i>Vistas 2D da haste (tirante) de âncora para montagem de fixação ao solo.</i>	68
Fig. 22. <i>Esboços 1A do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.</i>	69
Fig. 23. <i>Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 22 (a).</i>	69
Fig. 24. <i>Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 22 (b).</i>	70
Fig. 25. <i>Esboços 2A do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.</i>	71
Fig. 26. <i>Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 25(a).</i>	71
Fig. 27. <i>Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 25(b).</i>	72
Fig. 28. <i>Esboços 1B do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.</i>	73
Fig. 29. <i>Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $a = 1,3 \text{ cm}$ e $r = 0,5 \text{ cm}$.</i> ...	73
Fig. 30. <i>Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $a = 1,3 \text{ cm}$ e $h = 0,5 \text{ cm}$.</i> ..	73
Fig. 31. <i>Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $r = h = 0,5 \text{ cm}$.</i>	74
Fig. 32. <i>Resultado da simulação do esboço da Fig. 28(a). $a = 1,3 \text{ cm}$ e $r = h = 0,5 \text{ cm}$.</i>	74
Fig. 33. <i>Esboços 2B do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.</i>	75
Fig. 34. <i>Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 33(b).</i>	75
Fig. 35. <i>Vistas 2D do conector CHAAF para sua fabricação.</i>	76
Fig. 36. <i>Fotografia do conector CHAAF.</i>	77
Fig. 37. <i>Esquema de medições para as utilizando o conector CHAAF.</i>	78
Fig. 38. <i>Fotografia do cenário de medições de bancada.</i>	79
Fig. 39. <i>Resultados das medições para os cenários montados.</i>	79
Fig. 40. <i>Versão A para esboço melhorado do conector CHAAF.</i>	81
Fig. 41. <i>Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão A.</i>	81
Fig. 42. <i>Versão B para esboço melhorado do conector CHAAF.</i>	81
Fig. 43. <i>Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão B.</i>	82
Fig. 44. <i>Versão C para esboço melhorado do conector CHAAF.</i>	82
Fig. 45. <i>Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão C.</i>	83
Fig. 46. <i>Versão D para esboço melhorado do conector CHAAF.</i>	84
Fig. 47. <i>Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão D.</i>	84

Fig. 48. Resultado da simulação do CHAAF versão D, fio de referência de 20 cm e olhal.	84
Fig. 49. Resultados simulado e medido para o cenário da Fig. 38 com haste de 1 m.	85
Fig. 50. Gráfico comparativo dos resultados das medições das hastes normais.	86
Fig. 51. Gráfico comparativo dos resultados das medições das hastes corroídas.	86
Fig. 52. Fotografia do cenário de testes de bancada sobre a haste corroída HIC.	87
Fig. 53. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.	88
Fig. 54. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.	88
Fig. 55. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.	89
Fig. 56. Esboço do stub para a soluções 1 e 2.	92
Fig. 57. Carta de Smith para a solução 1 do stub.	94
Fig. 58. Carta de Smith para a solução 2 do stub.	95
Fig. 59. Esboço de uma linha de transmissão projetada em uma placa de microfita.	96
Fig. 60. Esboço da placa de microfita do stub projetado.	97
Fig. 61. Esboço de simulação do stub.	98
Fig. 62. Respostas das simulações para a placa do stub projetado.	98
Fig. 63. Esboço do cenário de testes com o stub projetado e o experimento.	99
Fig. 64. Fotografia da placa do stub fabricado.	100
Fig. 65. Resultados dos testes experimentais sobre o casador stub.	100
Fig. 66. Esboço de simulação do stub com presença dos pinos dos conectores SMA.	101
Fig. 67. Resultados das simulações do casador stub ilustrado na Fig. 66.	101
Fig. 68. Esquema elétrico do casador por trecho de linhas entre uma LT e uma carga.	103
Fig. 69. Esboço realizado no CST design studio para o projeto inicial do casador.	105
Fig. 70. Resultados da simulação do projeto inicial do casador por trecho de linha.	106
Fig. 71. Esboço de simulação da placa do casador por trecho de linha.	107
Fig. 72. Resultados da simulação do casador por trecho de linha da Fig. 70.	108
Fig. 73. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (durante).	108
Fig. 74. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (após).	109
Fig. 75. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (após).	109
Fig. 76. Fotografia da placa do casador totalmente fabricado.	110
Fig. 77. Resultados medidos do casador de $L = 19,4 \text{ mm}$ e $w = 0,8 \text{ mm}$	111
Fig. 78. Esboço melhorado de simulação da placa do casador por trecho de linha.	112
Fig. 79. Resultados medidos e simulados do casador de $L = 19,4 \text{ mm}$ e $w = 0,8 \text{ mm}$	112
Fig. 80. Resultados da simulação do projeto final casador por trecho de linha.	114
Fig. 81. Resultados medidos e simulados do casador de $L = 23,0 \text{ mm}$ e $w = 0,8 \text{ mm}$	115
Fig. 82. Resultado da medição do casador $L = 23,0 \text{ mm}$ conectado ao experimento.	116
Fig. 83. Fotografia dos testes com o casador de $L = 23,0 \text{ mm}$ com o experimento.	116
Fig. 84. Resultados das simulações do casador final com $L = 40,6 \text{ mm}$	117
Fig. 85. Fotografia do casador versão final, fabricado e montado na caixa.	118
Fig. 86. Fotografia do casador versão final, fabricado e montado na caixa.	119
Fig. 87. Resultados das medições do casador final com $L = 40,6 \text{ mm}$	119
Fig. 88. Resultados das medições do casador final com $L = 40,6 \text{ mm}$	120
Fig. 89. Fotografias dos testes de validação da placa do casador final.	120
Fig. 90. Fotografia dos testes de validação da placa do casador final.	121
Fig. 91. Resultados medidos do casador $L = 40,6 \text{ mm}$ conectado ao experimento.	121
Fig. 92. Fotografia dos testes de validação da versão final do casador com o experimento.	122
Fig. 93. Fotografia dos testes de validação da versão final do casador com o experimento.	122
Fig. 94. Esquema de realização dos desgastes nas hastes de âncora.	127
Fig. 95. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 1 m de comprimento.	127
Fig. 96. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 1 m de comprimento.	127
Fig. 97. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 2 m de comprimento.	128

Fig. 98. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 2 m de comprimento.	128
Fig. 99. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 3 m de comprimento.	128
Fig. 100. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 3 m de comprimento.	129
Fig. 101. Resultados dos testes experimentais para as hastes normais.	129
Fig. 102. Resultados dos testes experimentais para as hastes normais.	129
Fig. 103. Resultados dos testes experimentais para as hastes desgastadas.	130
Fig. 104. Resultados dos testes experimentais para as hastes desgastadas.	130
Fig. 105. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1N.	131
Fig. 106. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1N.	131
Fig. 107. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1D.	132
Fig. 108. Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe da conexão do casador.	132
Fig. 109. Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe da conexão do casador.	133
Fig. 110. Fotografia dos testes de bancada com a haste H1N.	133
Fig. 111. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1D.	134
Fig. 112. Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe do desgaste realizado.	134
Fig. 113. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H2N.	135
Fig. 114. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H2D.	135
Fig. 115. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H3N.	136
Fig. 116. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H3D.	137
Fig. 117. Planta da vista aérea da área do campo experimental.	138
Fig. 118. Resultados dos testes experimentais de campo com as hastes HC1 e HC2.	139
Fig. 119. Resultados testes experimentais de campo com as hastes HC1, HC2 e H3N.	140
Fig. 120. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1, HC2, H3N e H3D.	140
Fig. 121. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1 variando a referência.	140
Fig. 122. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1 variando a referência.	141
Fig. 123. Resultados dos testes de campo com as hastes HC2 variando a referência.	141
Fig. 124. Resultados dos testes de campo com as hastes HC2 variando a referência.	141
Fig. 125. Fotografia dos testes de campo. Calibração do instrumento.	142
Fig. 126. Fotografia dos testes de campo. Conexão: experimento, casador e instrumento.	142
Fig. 127. Fotografia dos testes de campo. Ajustes da medição.	143
Fig. 128. Fotografia dos testes de campo. Medição.	143
Fig. 129. Fotografia dos testes de campo. Medição.	144

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução	13
Capítulo 2 – Técnicas e Métodos Desenvolvidos para Detecção de Corrosão em Estruturas Metálicas – Atualização do Estado da Arte	25
2.1 Artigos relacionados a técnicas e métodos para detecção de corrosão em estruturas metálicas	25
2.1.1. Corrosão em hastes de âncora em torres estaiadas 500 KV: causas e soluções adotadas	26
2.1.2. Método de avaliação da corrosão de tirantes em rocha	27
2.1.3. Inspeção de hastes de âncora utilizando avaliação não destrutiva	30
2.1.4. Simulação de hastes de âncora baseada em dispersão característica por meio de ondas guiadas de ultrassom	32
2.1.5. A fissura invisível: uma análise crítica da utilização da reflectometria para localização de pequenas fissuras	33
2.1.6. Reflectometria ótica no domínio wavelet	34
2.1.7. Medição da constante dielétrica de materiais inseridos em concreto pelos métodos TDR e modelagem wavelet	35
2.1.8. Investigação e comparação dos principais processos de corrosão em diferentes subestações de energia elétrica do Estado do RS	36
2.1.9. Métodos não destrutivos para avaliação da condição de cabos metálicos utilizados em pontes de concreto	39
2.1.10. Testes de proteção catódica para tubos enterrados e tanques metálicos em plantas industriais	43
Capítulo 3 - Teoria de Ondas Viajantes em Linhas de Transmissão	49
3.1. Linhas de transmissão em altas frequências	49
3.2. Casamento de impedância em altas frequências.	57
3.3. Parâmetros de espalhamento em redes de micro-ondas	62
Capítulo 4 - Projeto do Conector CHAAF: Compatibilidade Magnética (Simulações Computacionais e Confecção)	65
Capítulo 5 - Testes e Medições Utilizando o Conector CHAAF.	78
Capítulo 6 - Projeto do Circuito Acoplador: Desenvolvimento Teórico-Computacional e Confecção	90
6.1 Projeto do circuito casador	91
6.1.1 Cálculo das dimensões da placa do acoplador <i>stub</i> , e simulações de validação	93
6.1.2 Confecção do <i>stub</i> projetado	99
6.2 Projeto do circuito casador por trecho de linha	102
6.2.1 Casador por trecho de linha – versão 1	104
6.2.2 Casador por trecho de linha – versão 2	113
6.2.3 Casador por trecho de linha – versão final	117
Capítulo 7 - Testes Experimentais sobre as Hastes de Âncora	123
7.1 Testes experimentais de bancada	124
7.2 Testes experimentais de campo	137
Capítulo 8 - Considerações Finais	145
Publicações do Autor	149
Referências Bibliográficas	151

Capítulo 1

Introdução

A utilização de estruturas estaiadas para suporte de cabos condutores de linhas aéreas de transmissão de energia elétrica tem sido uma prática crescente na engenharia de sistemas de potência. Essas estruturas possuem um padrão estrutural o qual incorpora um projeto prioritariamente de baixo consumo de material, neste caso o aço, barateando assim o custo de instalação e manutenção da linha de transmissão.

A viabilidade econômica e a segurança operacional no emprego dessas estruturas ratificam o uso expansivo delas, não obstante as diversidades de geometria de torres de transmissão que normalmente recorrem à sua fixação em solo por meio de estais garantindo uma sustentação estrutural segura e de mais simples instalação. A Fig. 1 esboça uma torre estaiada típica em forma de V.

A fixação da torre vista na Fig. 1 é feita a partir do uso de duas estruturas: i) Tubulão: conexão do mastro central da torre ao tubulão subterrâneo, construído em concreto logo abaixo deste mastro; ii) Estai: normalmente quatro estais são conectados à parte superior da torre, igualmente dispostos para prover o desejado equilíbrio da estrutura estaiada e conseqüentemente a sustentação mecânica dela. A fixação desses estais ao solo, porém, se utiliza de hastes de âncora ou ancoragem que por vezes sofrem desgastes (perdas de material) mecânicos devido a processos corrosivos presentes ao meio envolvente e/ou imperfeições durante o processo de instalação/fixação das hastes no solo.

A Fig. 2 apresenta duas fotografias que registraram os processos de inspeção e ancoragem dos estais de torres em V pertencentes à empresa STN S.A., por meio de hastes de âncora. Na fotografia (a) é observado o sistema de ancoragem, antes da realização da escavação, aparentando perfeita normalidade; porém com poça d'água nas proximidades. A fotografia (b) mostra a haste parcialmente exposta para ser submetida à inspeção visual.

As fundações de linhas de transmissão geralmente são instaladas em terrenos bastante heterogêneos quanto às características e propriedades físico-químicas e biológicas. Dentre elas, são identificadas: resistividade elétrica, nível de pH, capacidade de retenção de água, grau de aeração, acidez total, alcalinidade, teor de cloretos, sulfatos, sulfuretos e bactérias.

Essa constatação levou à adoção de processos específicos para a fixação segura das hastes de âncora e demais estruturas metálicas ao solo utilizadas nessas linhas.

Fig. 1. Esboço bidimensional de uma torre estaiada em V. Cortesia CHESF.

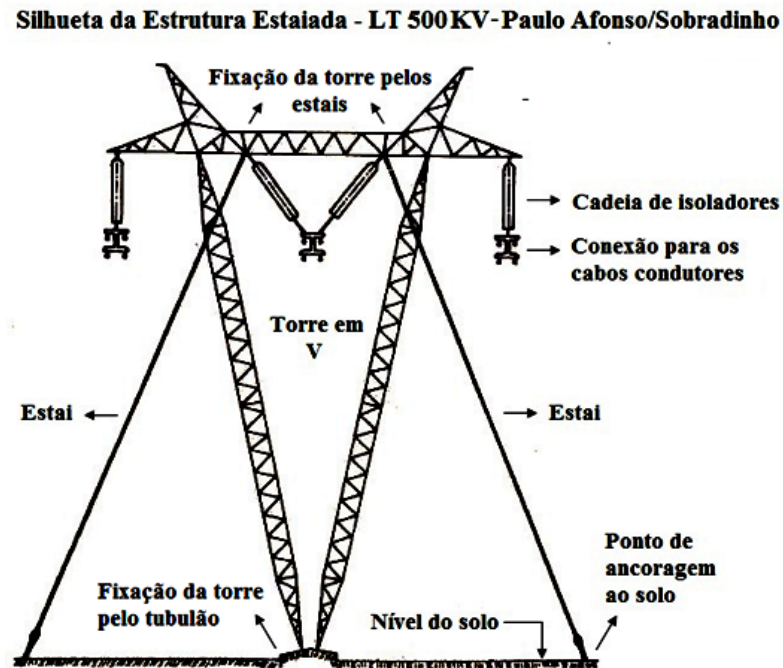


Fig. 2. Fotografias do sistema de ancoragem dos estais de torres estaidas.



Fonte: Modificada de (Fontan et al, 2009).

Dois tipos de fixação das hastes de âncora ao solo são, portanto, normalmente empregados pelas companhias transmissoras: i) Engaste em rocha: para solos que apresentam formação rochosa com profundidade mínima de 1,8 m, limitando a utilização do tubo de PVC apenas à parte da haste fora do material consolidado; ii) Encapsulamento em PVC: fixação por sapata subterrânea de concreto armado, onde para isto a haste é encapsulada em tubo de PVC resistente, preenchido por pasta de cimento e, na parte superior externa, é coberta por betume para impedir infiltração, por exemplo, de água pluvial, e também de micro-organismos corrosivos. Os tubos de PVC utilizados possuem diâmetro de 100 mm.

As hastes de âncora tanto as que são engastadas em rocha quanto aquelas encapsuladas em PVC e fixadas ao solo por sapata, sofrem atualmente rotinas de manutenção preventiva que utilizam a técnica de inspeção visual. Esta técnica possui custo elevado, demanda bastante tempo de execução e mobiliza expressivos recursos humanos.

No caso das hastes engastadas em rocha, sua completa escavação danifica irremediavelmente o engaste, exigindo a adoção de outra solução para esta fundação. Para as hastes encapsuladas em PVC e fixadas ao solo por sapata, quando ocorre defeito construtivo em dado trecho do encapsulamento da haste, normalmente na camada formada pela pasta de cimento, esse trecho, por conseguinte, apresenta revestimento vulnerável e assim pode permitir contato com o meio corrosivo.

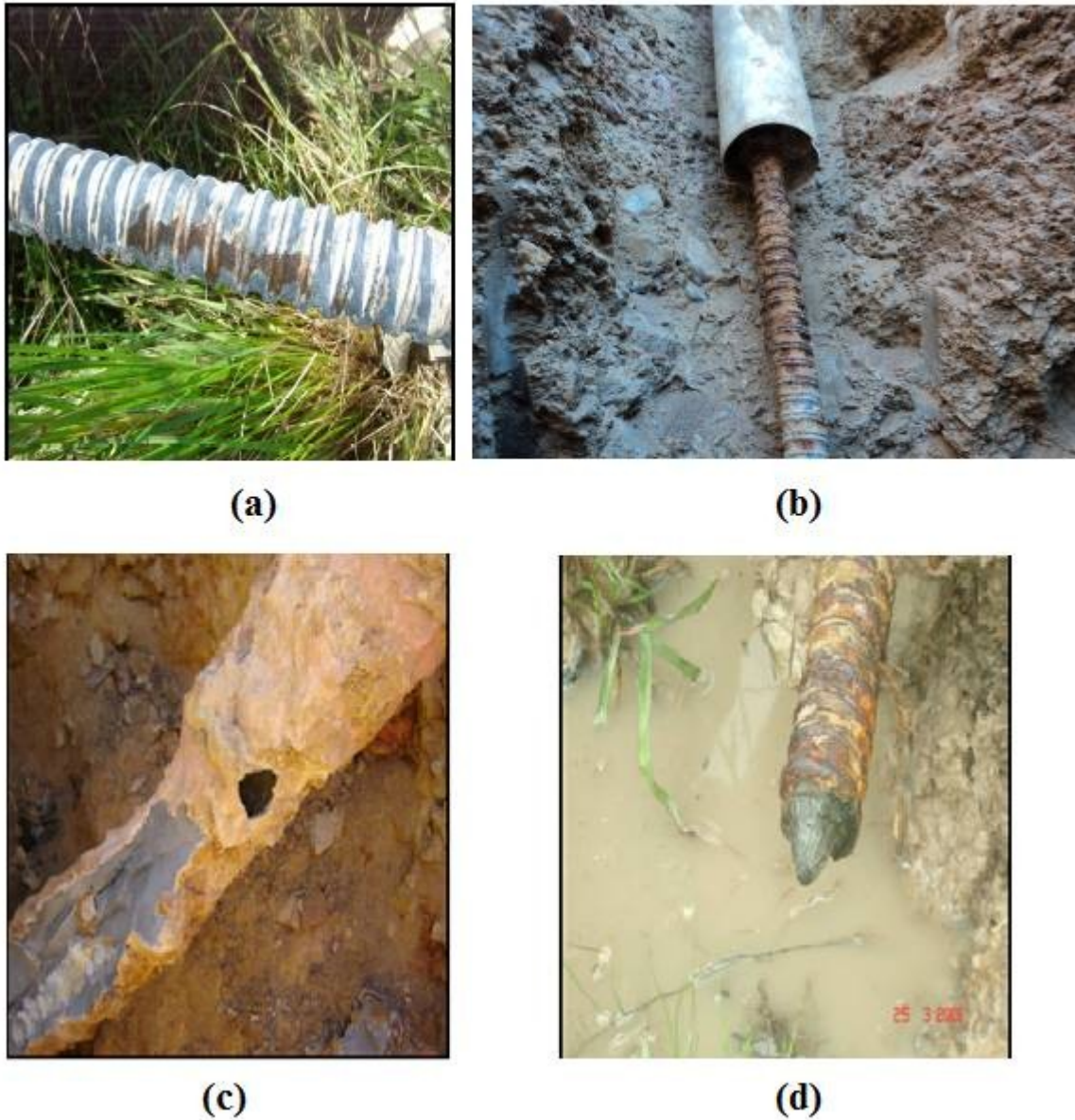
Este cenário permite o surgimento de uma pilha galvânica potencialmente ativa por força da diferença de potencial entre os diferentes materiais presentes, e assim provoca a aceleração do desgaste da parte desprotegida do tirante (haste). Dependendo da agressividade do meio em que se encontra essa haste, o fenômeno pode culminar no indesejável rompimento precoce dela, comprometendo a estabilidade estrutural da torre e podendo levá-la à queda.

Dentre algumas causas para a ocorrência de oxidação no tirante tem-se o efeito de aeração diferencial na região de afloramento e posteriormente também identificada em camadas subterrâneas heterogêneas [1]. Além disso, bolhas de ar, descentralização da haste ou irregularidades similares que ocorrem no processo de preenchimento dos tubos de PVC vêm causando oxidações que já provocaram a ruptura das hastes.

A Fig. 3 ilustra a evolução da oxidação em hastes de âncora da empresa STN S.A., encapsuladas em tubo de PVC preenchido por pasta de cimento. Como se observa, a corrosão se inicia pontualmente em (a) e continua se espalhando superficialmente em (b). Em região com maior agressividade do meio, a oxidação avança radialmente na haste como visto em (c), e por fim, em (d) é visto fotografia do rompimento da haste metálica devido também ao

estresse mecânico sofrido por ela, imposto pelo seu respectivo estai, para assim manter o equilíbrio da torre estaiada.

Fig. 3. *Fotografias da evolução da corrosão em hastes de âncora. Cortesia STN S.A.*



Fonte: *Modificada de (Fontan et al, 2009).*

As rupturas nas hastes deixam, por vezes, estruturas estaiadas na iminência de queda que pode conduzir a linha de transmissão (LT) ao colapso no fornecimento da energia elétrica, através de um acidente de graves proporções. Por exemplo, nas LTs Teresina II - Sobral III e Sobral III - Fortaleza II, ambas em circuito de 500 KV, pertencentes à empresa Sistema de

Transmissão Nordeste S.A. (STN S.A.) e que utilizam estruturas típicas estaiadas tipo VX6 com quatro estais cada uma, ocorreram duas situações de rompimento de hastes, devido à corrosão galvânica. Este incidente desqualificou, porém, a garantia de isolamento do revestimento realizado nas hastes das torres daquelas linhas que sofreram o mesmo processo e época de instalação. Sendo assim, a empresa teve de realizar novas inspeções visuais nessas hastes elevando, portanto, consideravelmente os custos de manutenção dessas linhas [2].

A Fig. 4 mostra duas LTs e suas respectivas torres caídas ilustrando o que pode ocorrer caso as corrosões não sejam devidamente monitoradas. É importante ressaltar que essas quedas não ocorreram por oxidação das hastes e sim por ações criminosas, as quais levaram as hastes de âncora a serem cortadas.

A falta de energia, em uma ocorrência desta magnitude, se repercute por várias horas, ou talvez dias, conduzindo a sociedade utilitária desse serviço ao sacrifício pela ausência de um bem essencial: a energia elétrica. Igualmente, a empresa transmissora é penalizada com o pagamento de PVI (Parcela Variável por Indisponibilidade) que é imposto pelos órgãos reguladores e fiscalizadores brasileiros, como ANEEL e ONS, com a qual a empresa possui contrato de disponibilização do passivo para a operação do sistema interligado. Outro efeito negativo seria a queda de prestígio da empresa frente à sociedade utilitária de energia elétrica, e às empresas parceiras, tais como as geradoras e distribuidoras.

Métodos para detecção de corrosão por oxidação ou desgaste em estruturas metálicas têm sido desenvolvidos por empresas e centros de pesquisas para auxiliar na avaliação dessas estruturas quando encapsuladas em concreto e enterradas. Pretende-se, portanto, prever seguramente a substituição ou reparo do sistema de ancoragem em tempo hábil dentro de uma rotina de manutenção preventiva técnica e economicamente viável.

Sabe-se, por exemplo, que a corrosão eletroquímica do aço empregado nas armaduras pode apresentar, principalmente, as formas de corrosão uniforme, puntiforme, intragranular, transgranular e fragilização pelo hidrogênio [3]. A corrosão registrada é do tipo puntiforme, com desgaste localizado sob a forma de pites ou alvéolos. Os riscos para essas situações são maiores, pois a corrente eletrolítica de um ampère durante um ano pode destruir cerca de 9 kg de ferro. Embora essa massa pareça pequena não se deve esquecer que este desgaste se verifica em pequena área [3].

Existem várias formas de avaliar a corrosão em hastes de âncoras. Os métodos mais convencionais, utilizados há décadas, incluem [4]:

Fig. 4. Fotografia de acidente envolvendo a queda de torres estaiadas.



Fonte: Cortesia da STN S.A.

- Previsões baseadas nas condições do solo: Através da análise da resistividade do solo, tenta-se prever a vida útil remanescente da haste de âncora. É um método impreciso quando fatores externos influenciam o acoplamento elétrico das conexões;
- Mapas de corrosão: São mapas baseados nas propriedades eletrolíticas do solo. Este método não considera o contato elétrico com as demais instalações;
- Inspecção visual e exposição completa da haste: A corrosão é identificada com base na medição do diâmetro da haste à determinada distância do solo. Pode levar a erros devido à variação da taxa de corrosão ao longo da haste. A taxa de corrosão é avaliada através da visualização da haste, onde para isso há a remoção do solo que envolve a haste. É um método de alta confiabilidade, porém seu custo é bastante elevado caso aplicado em todas as estruturas estaiadas da linha [5]. A

- **Fig. 5** ilustra a inspeção técnica em uma haste de âncora.
- **Medição de potencial:** Quantifica a taxa de corrosão da haste através da medição do potencial da superfície metálica em relação a um eletrodo de referência. Não detecta corrosão pontual e os equipamentos utilizados são de difícil calibração.

Fig. 5. *Inspeção técnica visual em haste de âncora. Cortesia da STN SA.*



Fonte: *cortesia da STN S.A.*

A necessidade de utilizar técnicas não invasivas ou não destrutivas, conhecidas como NDT (*Nondestructive Technique*), capazes de fornecer resultados mais precisos, impulsionou o desenvolvimento de novas tecnologias no tocante à detecção de corrosão em estruturas metálicas em meios corrosivos [6]. Parte dessas técnicas é baseada na propagação de ondas acústicas na haste de âncora, seja por impacto ou aplicação de ultrassom. Para hastes de comprimento inferior a seis metros essas técnicas são úteis, porém para hastes maiores a essas se verificam intensas atenuações e dispersão do sinal.

A extensão de uma corrosão na haste pode ser classificada basicamente em três grupos: corrosão em excesso, corrosão moderada e ausência de corrosão. O sistema de avaliação desenvolvido, caracterizado por ser leve e compacto, consiste de um transceptor de ultrassom associado a um computador para processamento do sinal [7].

As primeiras tentativas de utilizar as técnicas convencionais de ultrassom na detecção do processo corrosivo em hastes de âncora comparavam as respostas entre hastes novas e

hastes em uso. As diferenças entre os sinais eram associadas à corrosão. Nas hastes enterradas, porém, quando submetidas à inspeção visual nem sempre se encontrava corrosão.

Com a utilização de técnicas de ultrassom mais avançadas foi possível desenvolver métodos de inspeção mais eficientes, entre eles a técnica de ondas guiadas cilíndricamente, conhecida por CGWT (*Cylindrically Guided Wave Technique*) [8]-[9]. Anteriormente à existência da CGWT, só era possível aplicar o ultrassom em hastes de pequeno comprimento, pois não eram consideradas as reflexões da onda em suas paredes. Apesar destes avanços, o comprimento das hastes ainda era um fator limitante.

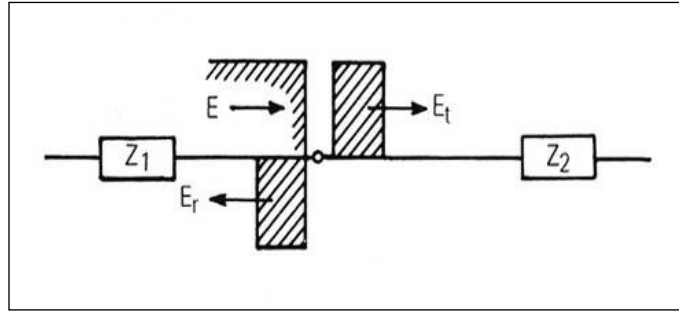
Os métodos que utilizam a metodologia de reflectometria são os mais comumente empregados em testes de cabos e fiações nos mais diversos locais de aplicações, tais como verificação de curto-circuito em fiações de aeronaves [10] e, também, na avaliação dos tirantes em fundações de estruturas de transmissão de energia elétrica [2].

O princípio básico da reflectometria está associado ao envio de um sinal elétrico de alta frequência ou curto intervalo de tempo sobre o objeto em estudo. Na iminência, portanto, de qualquer descontinuidade observada, ocasionada por qualquer variação da linha de transmissão formada pelo objeto, como no caso de uma corrosão, surgem reflexões e refrações proporcionais ao sinal de tensão injetado (incidente) [11]-[12]. Numa posterior avaliação destes sinais, podem-se observar características representativas dos locais problemáticos e sua respectiva gravidade o que possibilita um indicador da necessidade de manutenção desses materiais avaliados.

Na utilização do método de reflectometria, uma onda de tensão é aplicada na estrutura em teste cujo corpo representa parcial ou totalmente uma linha. Ao atingir um ou mais pontos desgastados ou corroídos da estrutura, a onda incidente denominada E se divide em duas outras componentes, respectivamente: uma onda transmitida (refratada) e outra refletida, respectivamente representadas por E_r e E_t [11]-[12].

Para ilustrar sucintamente o comportamento do sinal elétrico neste método, Fig. 6 mostra o comportamento da onda de tensão E ao atingir um ponto de descontinuidade de uma dada linha de transmissão. Eq. 1 e Eq. 2 apresentam as quantidades $E_r(E, Z_1, Z_2)$ e $E_t(E, Z_1, Z_2)$, onde: Z_1 , Z_2 , Γ e T são, respectivamente, as impedâncias características dos meios incidente e refratado, e os coeficientes de reflexão e transmissão no ponto de descontinuidade da estrutura [11]-[12]-[20]-[21].

Fig. 6. Efeitos da onda de tensão incidente em um ponto de descontinuidade da linha.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

$$E_r = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \cdot E = \Gamma \cdot E; \quad \text{Eq. 1}$$

$$E_t = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \cdot E = T \cdot E; \quad \text{Eq. 2}$$

O coeficiente de reflexão para um meio de refração em circuito aberto, onde $Z_2 \rightarrow \infty$, Γ é igual à unidade, porém o coeficiente de reflexão para este meio em curto-circuito, onde $Z_2 = 0$, é dado por $\Gamma = -1$. Das Eq. 1 e Eq. 2, se conclui que $T - \Gamma = 1$, logo: quando $\Gamma = 1$, então $T = 2$; e $\Gamma = -1$, então $T = 0$.

Em outras palavras, para $Z_2 \rightarrow \infty$, $\Gamma = 1$, situação de circuito aberto, a tensão neste ponto é máxima, ou seja, o sinal refletido (E_r) é igual em módulo ao sinal incidente (E) e estes se somam resultando em uma onda de tensão (E_t) cujo valor é $E_t = E_r + E = E + E = 2E$ ($T = 2$); Para $Z_2 = 0$, porém, $\Gamma = -1$, um ponto de curto-circuito, resultando em $E_r = -E$, logo $E_t = E_r + E = -E + E = 0$ ($T = 0$), ocorre assim reflexão e transmissão nulas [20]-[21].

A impedância característica típica medida em fundações de estruturas de linhas de transmissão estaiadas, onde os tirantes são fixados ao solo por fundações de concreto, se situa entre 75 e 300 Ω . Neste caso, estas impedâncias podem ser representadas, nas Eq. 1 e Eq. 2, por Z_1 e Z_2 , sendo esta última, a impedância encontrada nos pontos de descontinuidade da LT representada pela estrutura, ou seja, em seus pontos de corrosão ou desgaste.

O atraso de fase ou temporal entre as ondas incidente e refletida pode localizar o ponto de descontinuidade de impedâncias, isto é, o local problemático (corroído) no objeto avaliado. Igualmente a magnitude observada nos coeficientes de reflexão pode medir qual o valor da impedância do ponto de descontinuidade em relação à impedância observada na estrutura sem corrosão, e assim classificar os níveis de corrosão verificados [11]-[12].

Um dos métodos de detecção e localização de corrosão em estruturas metálicas, baseado na técnica de reflectometria elétrica, é o método RIMT (*Reflectometric Impulse Measurement Technique*). Neste método, é possível conhecer a localização e as respectivas impedâncias em um dado ponto de descontinuidade da LT representada pelo objeto em teste. A Fig. 7 esboça um trecho compreendido por três LTs cujos valores de impedância característica são Z_0 , $Z_0/2$, e Z_0 , respectivamente à posição da LT no trecho considerado.

Os valores das tensões nos planos 1 e 2 de descontinuidade da impedância característica do meio foram determinados a partir da obtenção dos respectivos coeficientes de reflexão, apresentados nas Eq. 7 e Eq. 8, e são dados pelas Eq. 3, Eq. 4, Eq. 5 e Eq. 6 para os sinais incidentes do tipo impulso e degrau:

$$V_{i1}(t) = k_1 V_e(t) = -V_e(t)/3; \quad \text{Eq. 3}$$

$$V_{i2}(t) = k_2 V_e(t) = V_e(t)/3; \quad \text{Eq. 4}$$

$$V_{d1}(t) = V_e(t) + k_1 V_e(t) = 2V_e(t)/3; \quad \text{Eq. 5}$$

$$V_{d2}(t) = V_e(t) + k_2 V_e(t) = V_e(t); \quad \text{Eq. 6}$$

$$k_1 = \frac{\frac{Z_0}{2} - Z_0}{\frac{Z_0}{2} + Z_0} = \frac{-1/2}{3/2} = -1/3; \quad \text{Eq. 7}$$

$$k_2 = \frac{Z_0 - \frac{Z_0}{2}}{\frac{Z_0}{2} + Z_0} = \frac{1/2}{3/2} = 1/3; \quad \text{Eq. 8}$$

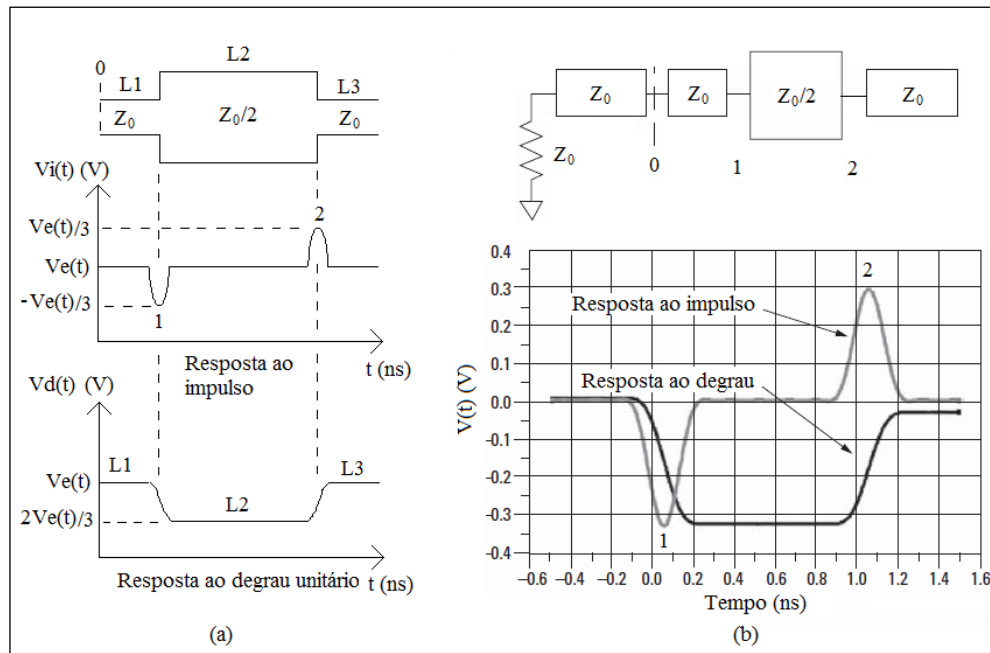
O método de análise dos sinais e obtenção dos valores dos coeficientes de reflexão, além das tensões refletidas nos pontos 1 e 2 tanto para resposta ao impulso quanto para resposta ao degrau podem ser visualizados na Fig. 7, onde se encontram a linha de transmissão de três trechos distintos e seus respectivos parâmetros.

Como pode ser vista na Fig. 7, a referida linha de transmissão possui dois pontos de descontinuidade (pontos 1 e 2), o ponto de incidência do sinal (ponto 0), e três trechos de linhas: L1, L2 e L3 de impedâncias características conhecidas. Em (a) são apresentadas as tensões nos pontos de descontinuidade para as excitações de entrada por meio de impulsos elétricos (reposta ao impulso), e também são esboçadas as tensões resultantes nos trechos de linhas para tensões de entrada do tipo degrau (resposta ao degrau). Em (b), há uma representação esquemática dessa linha transmissão de três trechos por parâmetros de circuito elétricos, onde cada trecho está representado por sua impedância característica. Os trechos L1 e L3 possuem impedância cujo valor é $Z_0 \Omega$, e L2 possui $Z_C = Z_0/2 \Omega$. O ponto de aplicação dos sinais de entrada, ponto 0, está conectado à esquerda por um trecho de linha de transmissão de valor $Z_0 \Omega$ e uma carga resistiva de mesmo valor de impedância, ambos representando, respectivamente, o cabo coaxial utilizado na medição e o instrumento. Este instrumento de medição é normalmente um analisador de redes.

A medição das constantes eletromagnéticas de materiais fornece importantes informações sobre as propriedades desses materiais. A grande incidência de multirreflexões, porém, causada pelos diversos contaminantes ao redor do objeto avaliado, acarreta uma alta probabilidade de erro no cálculo do espectro do material analisado. Esta problemática pode ser resolvida, por exemplo, pela seleção adequada da banda de frequência e da própria transformada wavelet utilizada nas análises.

A transformada wavelet faz uso de um janelamento retrátil, característica interessante para análises de sinais estacionários ou não, o que permite extrair do objeto estudado as características intrínsecas do sinal nos domínios do tempo e da frequência [11]-[13]-[14].

Fig. 7. Resposta ao impulso e ao degrau de uma linha de transmissão.



Fonte: Modificada de (Fontan et al, 2009)

O desenvolvimento do sistema de diagnóstico do estado de âncoras de estais de estruturas de linha de transmissão proposto contempla técnicas de análise de sinais de alta frequência em LTs e reflectometria elétrica através da propagação de ondas eletromagnéticas, além da utilização futura de técnicas avançadas de processamento de sinais, como as transformadas wavelet e o reconhecimento de padrões por redes neurais.

Este trabalho de Tese, porém, se limita a apresentar os passos realizados para a realização da detecção de corrosão ou desgaste, provocado por oxidação, em hastes de âncora utilizadas na fixação de linhas de transmissão de energia elétrica cujas torres são fixadas ao solo por meio de estais ancorados por essas hastes.

Diante do exposto sobre a ocorrência de corrosão nas hastes de âncora por oxidação de sua superfície foi inicialmente realizada uma atualização do estado da arte sobre os métodos e técnicas de detecção de corrosão em estruturas metálicas, particularmente aquelas envoltas em concreto e enterradas. A seguir, é apresentada esta atualização para um conjunto de técnicas desenvolvidas, disponíveis na literatura técnica.

Capítulo 2

Técnicas e Métodos Desenvolvidos para Detecção de Corrosão em Estruturas Metálicas – Atualização do Estado da Arte

A aceleração do uso de estruturas metálicas por parte das indústrias de construção civil e mecânica para fins principalmente de suporte e sustentação nas mais diversas aplicações, em especial quando encapsuladas em concreto e enterradas, gerou uma problemática devido aos processos corrosivos que essas estruturas estão naturalmente sujeitas.

As estruturas metálicas utilizadas em linhas de transmissão de energia elétrica, como parte da fundação ou sustentação das torres e da linha, por vezes sofrem com o surgimento de processos corrosivos. Por exemplo, em estruturas de aterramento foi verificado o surgimento de corrosão galvânica devida ao contato entre dois metais diferentes que gerava um processo de oxirredução. Além disso, o contato dessas estruturas com o solo, umidade e/ou contaminantes, principalmente devido às imperfeições nas rotinas de encapsulamento e construção as quais envolviam as estruturas metálicas, resultavam em corrosões por oxidação.

A seguir será apresentado um levantamento sucinto sobre algumas técnicas e métodos conhecidos para detecção e localização de corrosão, especialmente por oxidação, em estruturas metálicas, a partir de publicações relacionadas ao objeto de pesquisa deste trabalho de Tese evidenciando os vários procedimentos adotados.

2.1. Artigos relacionados a técnicas e métodos para detecção de corrosão em estruturas metálicas

Um conjunto de artigos relacionados a técnicas de diagnóstico, especialmente aquelas desenvolvidas para monitoração de corrosão em hastes encapsuladas em concreto, é então registrado, trazendo o resumo da contribuição de cada um deles e uma análise crítica à luz da metodologia proposta neste trabalho de pesquisa.

2.1.1. Corrosão em hastes de âncora em torres estaiadas 500 KV: causas e soluções adotadas

O artigo tem o mérito de levantar pioneiramente o problema de oxidação em hastes de ancoragem de estruturas estaiadas e propor soluções alternativas. Tais soluções foram relacionadas como: revestimento por pintura, proteção catódica e encapsulamento da haste com argamassa de cimento. Dentre as alternativas propostas foi recomendada a terceira, diante das vantagens econômicas associadas à sua implantação em campo [1].

Este trabalho foi desenvolvido pela CHESF e motivado após queda de uma torre estaiada nas proximidades da cidade de Paulo Afonso-BA, devido ao rompimento de uma haste de âncora atingida por forte corrosão. As estruturas analisadas foram: a haste corroída, uma haste semelhante, porém em condições perfeitas, e o solo onde se encontrava a estrutura caída. Algumas análises foram então realizadas, dentre elas:

1. Inspeção visual: a haste rompida apresentava corrosão intensa próximo ao bloco de concreto subterrâneo (sapata, onde houve o rompimento) e na região desde a superfície até 1,5 m de profundidade. Nas partes da haste, exposta à atmosfera e em contato com a sapata havia oxidação pouco pronunciada;
2. Análise do revestimento de zinco: a medição da espessura do revestimento de zinco da haste na parte não corroída e na haste em condições perfeitas, mostrou diâmetros com valores respectivamente de 150 μm e 190 μm , dentro dos valores especificados. A análise metalográfica mostrou camadas de zinco e ligas de Fe/Zn dentro das especificações em termos de microestrutura, espessura e aderência;
3. Análise química do aço: as concentrações encontradas de carbono, por exemplo, nas hastes corroída e perfeita, e a especificada pelo fabricante para o aço SAE 1045, componente da haste de âncora, foram respectivamente: 0,35, 0,40 e 0,43-0,50, todas medidas em percentual do peso da haste. As tensões de escoamento encontradas para os três casos acima, medidas em Kgf/mm^2 , foram respectivamente: 62,4, 66,3 e 29,5, mostrando maior segurança que a especificada pelo fabricante;
4. Análise dos produtos da corrosão: os produtos da corrosão, aderidos à haste rompida, foram removidos e analisados por dispersão de energia, difração de raios-x, espectroscopia de infravermelho e microscopia de varredura eletrônica. Verificou-se a ocorrência de $\beta\text{-Fe-00H}$ (akaganeita), produto típico da oxidação do ferro em locais com alta concentração de cloretos, sendo este o agente acelerador da corrosão na haste;

5. Análise química de amostras do solo: amostras aquosas do solo, onde se encontravam o mastro central e cada uma das hastes de âncora conectadas a seu respectivo estai, foram coletadas. Elas mostraram que no solo da haste rompida, a resistividade elétrica era bem inferior aos demais solos analisados, indicando assim maior umidade deste solo e conseqüentemente alta agressividade aos metais. Além disso, pilhas de aeração diferencial e o contato dos estais e hastes aos fios contrapesos de cobre aceleraram o referido processo corrosivo na haste rompida.

Deduziu-se, por exemplo, que a região pouco oxidada, localizada entre a superfície do solo e 1,5 m de profundidade, apresentou oxidação tipicamente provocada por aeração diferencial na qual a diferença de oxigenação acelera o processo de corrosão na região deareada. Além disso, houve a contribuição nesta região da haste por meio do contato do fio contrapeso de cobre à haste, formando assim uma célula de eletrodos distintos, e conseqüentemente um processo de oxirredução cujo corpo de sacrificio foi o aço da haste de âncora. Os autores, porém, supuseram que a forte oxidação próximo à sapata subterrânea e causadora do rompimento da haste, deveu-se à provável alta agressividade do solo circundante ao aço rompido da haste devido à baixa resistividade deste solo, explicado pela presença e proximidade de um lençol freático à região.

O questionamento gerado, não obstante ter sido apresentada nenhuma técnica de diagnóstico, é sobre a possibilidade da existência de materiais mais modernos que substituam as hastes metálicas utilizadas, à luz de toda a evolução tecnológica experimentada desde a concepção da solução proposta. Ligas e produtos poliméricos devem ser pesquisados tais quais não viessem a reproduzir os problemas de corrosão, dispensando, inclusive, a técnica de encapsulamento utilizada.

2.1.2. Método de avaliação da corrosão de tirantes em rocha

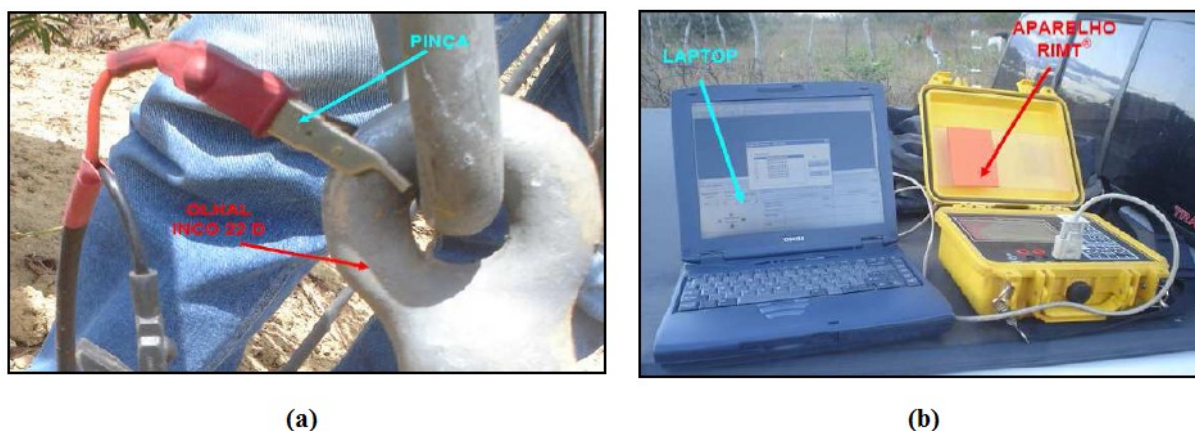
O trabalho do referido artigo discorre sobre a utilização do método reflectométrico, conhecido por RIMT (*Reflectometric Impulse Measurement Technique*), de tradução Técnica de Medição por Impulsos Reflectométricos, como um recurso valioso, de custo relativamente baixo, que permite avaliar o estado de corrosão dessas fundações, sem a necessidade de realizar escavações para inspeção visual

[2].

São apresentadas as características das fundações ensaiadas, os fundamentos do método escolhido, os custos comparativos envolvidos e os resultados específicos da obra em apreço. Trata-se, portanto, de um artigo importante por apresentar uma forma não destrutiva, não invasiva, de avaliar a condição física das hastes.

Os testes desenvolvidos proveram a aplicação de um sinal de tensão numa haste de âncora do tipo Incotep 22 D por meio da conexão de pinça ao olhal. Para isso, o olhal foi devidamente polido garantindo o desejado contato elétrico. O fio de antena foi lançado horizontalmente sobre o solo e, portanto, com inclinação padrão à haste de 35°. Os dados referentes às medições foram devidamente armazenados no instrumento e com a ajuda de um *laptop*, eles sofreram tratamento específico. A Fig. 8 exhibe duas fotografias referentes à montagem para os ensaios do método aplicado. Em (a) é visto ampliadamente a conexão da pinça ao olhal para aplicações dos sinais de teste; na fotografia (b) são apresentados dois equipamentos: o aparelho RIMT, responsável pela aplicação e recebimento dos sinais de teste; e um *laptop* para tratamento dos sinais oriundos do aparelho RIMT.

Fig. 8. *Fotografias do cenário de testes do método RIMT.*

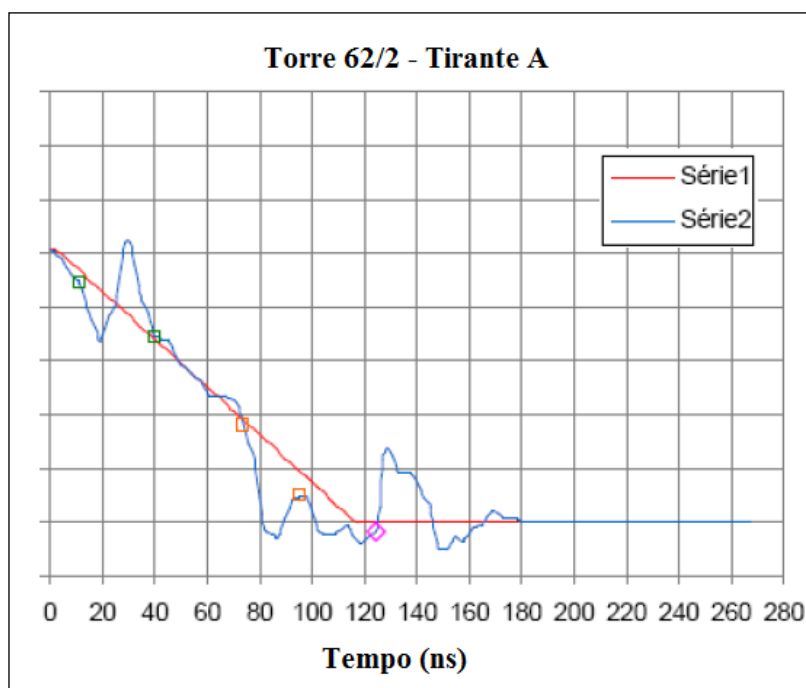


Fonte: *Modificada de (Fontan et al, 2009).*

A Fig. 9 apresenta o gráfico de resposta dos sinais aplicados pelo método RIMT à haste de âncora A pertencente à torre 62/2 da LT Teresina II/Sobral III/Fortaleza II de 500 KV. A série em azul se trata do sinal recebido (refletido) do tirante, o qual traduz o comportamento deste sinal na barra testada. Entre os dois primeiros quadriláteros esverdeados se encontra a primeira zona de defeito, tempos de 11 ns a 40 ns do lançamento do sinal de teste (incidente ao experimento). Entre os dois quadriláteros alaranjados, 74 ns e 96 ns, há a segunda zona de defeitos. O losango de cor lilás, porém, indica o fim da haste a 124 ns. Ou

seja, a barra da fundação “A”, torre 62/2, tem no mínimo 8,7 m e no máximo 9,3m de extensão em relação ao ponto de envio do sinal (olhal). A velocidade de propagação do sinal à barra foi de 0,15 m/ns.

Fig. 9. Gráfico de resposta do teste RIMT sobre haste de âncora.



Fonte: *Modificada de (Fontan et al, 2009).*

O método RIMT já é bastante utilizado pela engenharia civil na Europa para verificação da condição da estrutura de ferro nas vigas. Ficam, entretanto, os seguintes questionamentos:

- Não foi identificado casamento de impedância nas conexões;
- O valor e a forma de determinação da permissividade elétrica, além do cálculo da velocidade de fase ou de grupo, não foram devidamente apresentados;
- As curvas teóricas da “62/2-Barra A” não são claras e bastante diferentes. Isso pode ter várias razões, portanto, fica a sugestão de uma simulação eletromagnética usando software de simulação eletromagnética completa;
- O aparelho RIMT trata-se de um gerador de pulso e um osciloscópio de varredura integrado que pode ler sinais transmitidos e refletidos;
- Não ficou evidenciada a forma de se obter a gravidade/nível da corrosão;

- f. Um dos cabos utilizados é chamado de antena; trata-se na verdade de um condutor de referência proveniente da parte coaxial do cabo de RF;
- g. A propagação dos sinais ao longo da LT formada pela haste e fio antena divide-os, fazendo-os interferir uns aos outros. Tal fenômeno de reflexão mútua dos sinais não foi considerado. Há a possibilidade, porém, de este aparelho possuir algum tipo de circuito isolador que permita mitigar os efeitos dessas reflexões;
- h. O artigo define o fenômeno de eco de fundo como tudo que o sinal encontra pela frente (além das efetivas anomalias) e que deve ser filtrado. Afirma que podem ser interferências do sistema de aterramento, diferentes materiais em contato com o aço, umidade, etc. O comprimento medido é obtido a partir do programa de análise que processa e lê o tempo desses ecos de fundo. Assim, obtém um valor médio que multiplicado por cada tempo do eco de fundo, dá o valor do comprimento medido do cabo. Os autores apontam o eco de fundo como a causa das possíveis discordâncias entre o valor teórico e medido, contudo o problema é bem mais complexo, pois envolvem muitos descasamentos de impedâncias e outros problemas de compatibilidade eletromagnética. A margem de tolerância apresentada foi de 8% na detecção, localização e gradação de processos corrosivos em cabos e tirantes, porém sem apresentação de resultados de testes ou ensaios comprobatórios.

A metodologia adotada neste trabalho de pesquisa e de Tese tem conduzido a se obter resultados mais consistentes e precisos, visto que tem sido realizada uma análise crítica de compatibilidade eletromagnética do cenário de medições, através de exaustivas simulações computacionais com ajuda de programas computacionais de simulações eletromagnéticas e de *hardware* de alto desempenho, respectivamente o CST Studio 2011 e placas de aceleração de processamento computacional conhecidas como GPU (*Graphical Processing Unity*) cards, por meio da técnica conhecida por GPU *Computing*.

2.1.3. Inspeção de hastes de âncora utilizando avaliação não destrutiva

Muitas estruturas de linhas aéreas de transmissão são suportadas por estais ancorados em solo por hastes metálicas. Estas hastes, sob certas condições, irão sofrer corrosão ao longo

do seu comprimento e não existe nenhum método via inspeção visual que detecte a presença da corrosão sem a escavação da ancoragem. A preocupação com a integridade dos tirantes promoveu projetos de pesquisas como o intuito de desenvolver métodos de avaliação não invasivos (NDE) para detectar a corrosão em estruturas metálicas de ancoragem [6].

Os estudos visaram adaptar a tecnologia NDE de ultrassom, utilizada na detecção do estado de corrosão dos parafusos utilizados nos vasos de pressões nucleares, para os tirantes de ancoragem utilizados nas estruturas de 500 KV.

As duas linhas de 500 KV estudadas pertencem à *Montana Power Company* (Butte, USA) e possuem extensão de aproximadamente 800 km. Além disso, passam por terrenos tanto planos como montanhosos, onde há 1.639 estruturas estaiadas e 401 autoportantes, totalizando aproximadamente 6400 ancoragens. Dois tipos diferentes de ancoragem são utilizados nessas estruturas: i) a primeira configuração possui 1,75 polegadas de diâmetro e comprimento entre 6 e 7 metros, com terminações tipos olhal e pino; ii) a segunda configuração possui 1,5 polegadas de diâmetro e 5,5 m de comprimento, com terminações do tipo rosca e tipo olhal. Todas as fundações das ancoragens foram engastadas com concreto.

Um total de 97 ancoragens foi testado pela metodologia proposta, a qual leva em consideração as condições do sinal de ultrassom recebido pelo dispositivo desenvolvido. Três categorias foram utilizadas para descrever as condições do sinal de ultrassom adquirido para cada tirante avaliado, são elas: i) nenhum sinal; ii) sinal fraco; iii) sinal bom.

A condição indicativa de nenhum sinal está associada ao indicativo do tirante estar extremamente corroído. A condição de sinal fraco significa que há corrosão generalizada (entre 10 e 20 % de corrosão), mesmo assim, pouco percentual de energia de ultrassom percorre até o fim do tirante e retorna até o transdutor. A categoria sinal bom está relacionada com a condição de não corrosão do tirante ou corrosão leve/desprezível do mesmo.

Os dados adquiridos das análises realizadas apontaram que das 97 ancoragens inspecionadas, 26 tirantes foram enquadrados como não possuindo corrosão, 19 possuindo corrosão generalizada e 52 como tendo corrosão excessiva. Das 97 ancoragens avaliadas apenas 10 foram escolhidas para realizar a escavação, onde 2 delas possuíam corrosão generalizada, 1 possuía corrosão extrema e o restante sem corrosão significativa. O resultado das escavações indicaram que 9 das 10 ancoragens inspecionadas tiveram avaliação correta do dispositivo desenvolvido.

O protótipo desenvolvido foi aplicado também em estruturas de 230 KV e 115 KV, realizando um total de 171 testes nas suas ancoragens e avaliado o resultado com a escavação de 20 delas. O resultado da proposta indicou um percentual de acerto de 98%. O sistema

desenvolvido necessita ser calibrado adequadamente dependendo da aplicação ao qual se designa (115 KV, 230 KV e 500 KV).

Apesar do indicativo promissor do sistema desenvolvido o artigo não apresenta maiores informações sobre o desenvolvimento do algoritmo para uma avaliação criteriosa de sua formulação, e seu universo de testes, 10 hastes inspecionadas visualmente frente à 97 delas testadas pelo método de ultrassom, ainda representa um quantitativo de apenas 10% do total de amostras sendo necessário uma nova etapa de inspeções em uma maior quantidade de tirantes para melhorar o nível de confiança no referido método.

2.1.4. Simulação de hastes de âncora baseada em dispersão característica por meio de ondas guiadas de ultrassom

Pesquisa e análise sobre hastes metálicas de ancoragem (utilizadas como guia de ondas) foram realizadas baseadas na teoria de guia de ondas GWT (*Guided Wave Testing*). São apresentados resultados considerando sinais cuja frequência possui valores altos e baixos. A qualidade da ancoragem é resultado da amplitude da onda refletida e da área da terminação, fornecendo assim um teste não destrutivo para avaliação da condição da haste de âncora [9].

Neste artigo foram realizados testes não destrutivos em hastes metálicas, através da análise das características de dispersão de guias de ondas: i) Análise em baixa frequência, entre 20 kHz a 100 kHz; ii) Análise em alta frequência: entre 1,8 MHz a 2,5 MHz

A análise em baixa frequência possibilitou se inferir o comprimento efetivo da haste até a sua ancoragem por meio da onda refletida e velocidade de propagação dela. Foram realizados vários testes para escolha da melhor frequência para determinação destas características.

A análise em alta frequência, porém, possibilita identificar o coeficiente de atenuação da onda, inferindo-se a qualidade da ancoragem, uma vez que a atenuação está diretamente relacionada com o meio envolvente ao guia de onda e à área da terminação da haste.

O equipamento opera em uma configuração pulso-eco. Transdutores são usados para geração e detecção dos sinais. O local onde ocorre uma mudança na seção transversal da haste ou uma mudança local da largura da haste gera um sinal de retorno (refletido). Medindo-se o tempo de retorno do sinal e a velocidade de propagação da onda, em uma determinada frequência é possível se inferir com precisão a localização do defeito.

Para o projeto de pesquisa atual, metodologia similar pode ser empregada para a determinação de pontos de defeito ao longo dos estais correspondendo a alterações nas características de propagação da onda. Ondas eletromagnéticas, em vez de ultrassom, serão utilizadas. Testes em laboratório poderão determinar qual a frequência de trabalho a ser utilizada para determinação dos parâmetros necessários, em relação às características e comprimento das hastes. O estudo poderá determinar como e quando uma alteração nas características do guia de onda (neste caso, o estai) irá afetar a onda refletida.

2.1.5. A fissura invisível: uma análise crítica da utilização da reflectometria para localização de pequenas fissuras

Esforços internacionais significantes em pesquisas e desenvolvimento têm sido feitos em métodos e equipamentos para localização de faltas ou falhas em objetos metálicos [10].

Métodos de reflectometria os quais enviam sinais de alta frequência e, por conseguinte, analisam o sinal refletido, propiciaram o surgimento das diversas técnicas baseadas em reflectometria. Enquanto está demonstrado, que esses métodos são precisos para a localização de falhas severas (trecho em curto-circuito ou circuito aberto), a localização, porém, de faltas suaves como aranhões e fios desencapados não é conclusiva.

Este artigo analisa a impedância de vários tipos de faltas (fissuras) suaves e os resultados obtidos pelos métodos de reflectometria, os quais mostram resultados com módulos menores que aqueles obtidos por outras fontes de ruídos do sistema físico e elétrico.

A partir de simulações numéricas verificadas por medições, foi visto que as faltas suaves são virtualmente impossíveis de serem localizadas usando os métodos atuais de reflectometria, incluindo o TDR (*Time Domain Reflectometry*), o FDR (*Frequency Domain Reflectometry*), e o SSTDR (*Spread Spectrum Time Domain Reflectometry*, Espalhamento Espectral no Domínio do Tempo).

A modelagem matemática da impedância “FRAY” (de desgaste) foi realizada por meio da equação de Laplace a qual descreve a variação da distribuição de tensão dentro do sistema de medição. Vários casos, exemplos, para as simulações foram criados, onde essas foram resolvidas pelas equações de Laplace. Ensaios e análises através dos métodos da reflectometria também foram realizados.

A observação mais significativa deste artigo é que as falhas suaves (*frays*, arranhões, problemas no isolamento) em fios, possuem uma assinatura dada pela reflectometria que são inferiores às mudanças habituais do sistema. Dentre essas mudanças, há aquelas decorrentes do uso normal, devido vibrações e pequenos deslocamentos dos cabos. Essas falhas, porém, permanecem invisíveis pelos métodos atuais de reflectometria.

2.1.6. Reflectometria ótica no domínio wavelet

O título acima pertence a um artigo o qual propõe o uso do método reflectométrico óptico conhecido por OWDR (*Optical Wavelet Domain Reflectometry*), tanto para detecção de falhas/corrosões quanto na caracterização de fibras óticas. A ideia se baseia na técnica OTDR (*Optical Time Domain Reflectometry*) onde se transmite um pequeno pulso de luz através de uma fibra e é feito o exame sobre a dependência temporal da resposta obtida, resultante do retroespelhamento dos sinais refletidos. É mister, portanto, o conhecimento da transformada wavelet. A resolução da técnica OTDR, porém, está limitada pela banda passante do amplificador receptor do sinal e pelo comprimento do pulso do laser.

Na metodologia OFDR (*Optical Frequency Domain Reflectometry*), entretanto, um sinal óptico modulado por uma frequência linear é injetado no material em teste sendo sua resposta correspondente ao espectro da fibra. A transformada inversa de Fourier fornece o mapa das características no domínio do tempo da fibra. Os sinais injetados utilizando a técnica de OFDR são contínuos causando problemas de saturação no sistema devido às grandes reflexões existentes [11].

Os problemas encontrados nas técnicas OTDR e OFDR são minimizados utilizando a técnica de decomposição em multirresolução de sinais, conhecido como OWDR. Portanto neste sistema injetam-se funções wavelet no material/estrutura em teste, e devido a curta duração dos sinais aplicados, a possibilidade de ocorrência de saturação nas medições é convenientemente eliminada.

O emprego da análise em multirresolução de sinais vem crescendo, nos mais diversos sistemas, com um percentual de sucesso bastante elevado. Contudo o artigo não apresenta soluções viáveis para o operador e suas necessidades.

2.1.7. Medição da constante dielétrica de materiais inseridos em concreto pelos métodos TDR e modelagem wavelet

A medição de constantes dielétricas de materiais engastados em concreto é de grande importância no estudo das propriedades eletromagnéticas dos materiais. As medições da permissividade elétrica desses materiais variam com a frequência. Por isso, essas medições são normalmente realizadas no domínio da frequência, onde se deseja analisar a forma de onda do sinal medido. Em seguida estes sinais são mapeados no domínio do tempo para obtenção da permissividade do material analisado.

Sistemas multirreflexivos dificilmente conseguem obter um sinal refletido isoladamente. A análise da forma de onda no domínio do tempo, portanto, traz consigo um elevado índice de erro nos cálculos do espectro do dielétrico utilizando o método de Fourier.

Shi et al propõe o uso da transformada wavelet para analisar a forma de onda obtida pela técnica TDR (*Time Domain Reflectometry*). A seleção adequada da banda de frequência permite extrair informações da constante dielétrica com um baixo índice de erro. Para isso, utiliza-se a wavelet Morlet (sinal de entrada) e obtém-se como resposta ao impulso uma gaussiana cobrindo bandas de frequências específicas [15].

A mudança da frequência central e do fator de escala produz séries de formas de ondas em diferentes bandas de frequências que possuem ruídos e efeitos dispersivos reduzidos. A constante dielétrica dos materiais analisados, portanto, são distinguidas pelas diferentes frequências existentes no sinal resposta, baseado no intervalo de tempo obtido entre as reflexões.

Os métodos TDRs conseguem obter, por exemplo, a permissividade elétrica dos materiais através do tempo de chegada do sinal ao instrumento de medição. A existência de impurezas agregadas ao material testado durante as medições revelam, porém, falhas nesta metodologia. O uso da transformada wavelet consegue superar tal problemática, identificando adequadamente os agregados impregnados no material em avaliação.

Os resultados dos testes realizados, onde transformando a forma de onda medida, em séries de diferentes bandas de frequência, é possível distinguir as reflexões obtidas e assim extrair a permissividade elétrica dependente da frequência dos materiais testados.

A utilização da transformada wavelet vem sendo empregada com eficácia nos mais variados sistemas e aplicações com sucesso. Contudo o artigo não propõe uma metodologia

inteligente para avaliar os dados coletados, para possivelmente indicar o estado do material em teste ao operador das análises.

2.1.8. Investigação e comparação dos principais processos de corrosão em diferentes subestações de energia elétrica do Estado do RS

As análises realizadas no trabalho do referido artigo, foram sobre a superfície dos materiais expostos (experimento). Na análise química de superfície, a composição química dos depósitos formados por processos de oxidação dos materiais metálicos foi realizada por meio da técnica de Espectroscopia de Energia Dispersiva (EDS). Nesta técnica, foi feita uma varredura por uma microsonda acoplada ao microscópio eletrônico sobre as amostras de materiais e que forneceu resultados semiquantitativos dos elementos presentes na superfície. Previamente a esta análise, foi realizada a análise da morfologia superficial das referidas amostras de materiais por meio da Microscopia Eletrônica de Superfície (MEV), cujo objetivo foi visualizar a ação das intempéries sobre as amostras [17].

Os dados de perda de massa de cada amostra foram coletados durante os três primeiros meses de experimento a partir dos quais foram determinadas as taxas de corrosão. Foi verificado qualitativamente que os resultados mostram que as taxas de corrosão foram maiores para as estações do litoral principalmente para o cobre e o aço.

Os resultados da monitoração do potencial zinco-solo foram observados durante três meses, sendo este período pouco expressivo para análise corrosiva sobre o aço galvanizado. Constatou-se que a maior degradação sobre a camada de zinco ocorre quando o potencial zinco-solo está mais positivo, e esta alteração de potencial indicou que a camada de zinco foi atacada pela corrosão e o material-base estava em contato com o meio.

No que se referem à resistividade do solo, os resultados do experimento mostraram que a influência do solo é menor que aquelas das condições atmosféricas. Valores de resistividades do solo maiores que 1000 Ω .cm implicam em baixa atividade corrosiva. Valores abaixo de 100 Ω .cm e estando o solo em um ambiente com umidade alta e pH ácido favorecem a corrosão [23].

A análise química do solo dos experimentos foi realizada sobre os níveis de enxofre total e cloreto. As análises sobre o cloreto do solo indicaram que a subestação ATL

apresentou maiores concentrações dele, o que é explicado pela proximidade da subestação com o mar (300 m). As análises, porém, sobre o enxofre total não foram significantes visto que os valores medidos foram muito baixos com diferença percentual muito pequena.

Na análise da morfologia superficial, onde se empregou a técnica MEV, verificou-se que as amostras de alumínio apresentaram uma fina camada de alumina (Al_2O_3) quando exposto ao ar atmosférico, responsável, por ser um óxido, pela sua resistência à corrosão atmosférica. O alumínio apresenta processos corrosivos localizados e comparativamente aos demais metais experimentados possui menores, velocidade de corrosão e perda de massa.

Um detalhe observado é que as amostras continham partículas (poeira) e manchas associadas à umidade que indiretamente favorecem a retenção de umidade e criam condições de aeração diferencial sobre a superfície de alumina e, com isso, desestabilizam e rompem localizadamente a película de alumina, criando processos corrosivos pontuais sobre o metal. As amostras de alumínio das subestações próximas ao litoral apresentaram processos corrosivos localizados.

O processo corrosivo do aço carbono manifestou-se uniformemente sobre toda a superfície das suas amostras e praticamente independeram da atmosfera onde estavam. As estruturas corroídas se mostraram na forma de grumos, característico de produtos da reação de oxirredução de óxidos de ferro.

O produto dos processos corrosivos sobre o cobre e suas ligas é a formação de uma fina película de óxido de cobre (Cu_2O) de cor castanha que escurece na presença de oxigênio formando CuO . A umidade e o CO_2 atmosférico levam esse óxido à formação de carbonatos básicos e sua cor fica esverdeada. As formações sobre a superfície do cobre são descontínuas e pouco compactas, caracterizando-se uma topografia rugosa e com imperfeições o que favorece a condensação de umidade e retenção de contaminantes (sulfatos e cloretos) em seu interior. Isso facilita a formação de sais básicos e, por conseguinte, o ataque da corrosão sobre a superfície do metal. No caso do experimento realizado, as superfícies expostas do cobre durante três meses apresentaram morfologia similar em todas as amostras observadas através da técnica MEV.

O zinco ou o aço galvanizado em ambientes não poluídos são propensos à formação de óxidos em suas superfícies devido à ação corrosiva. As camadas de óxido formadas sobre as superfícies das amostras desses materiais protegem-nos da ação corrosiva da atmosfera principalmente em locais secos e não poluídos. Em ambientes úmidos e confinados, porém, a taxa de corrosão cresce acentuadamente devido à condensação de umidade saturada de ácido carbônico, atacando assim o material. Através da técnica MEV, verificou-se que as amostras

de zinco expostas durante três meses à atmosfera apresentaram morfologia similar. O processo corrosivo sobre as amostras de zinco na subestação PAL3 em Porto Alegre, no entanto, foi mais agressivo que os demais verificados.

As análises químicas sobre as superfícies das amostras experimentadas foram realizadas através da técnica EDS, sendo esta uma análise superficial complementar à MEV. Para as amostras de alumínio, constatou-se uma pequena contribuição de oxigênio proveniente da fina película do óxido formado.

As amostras de aço carbono, porém, apresentaram produtos do processo corrosivo formados por ferro, oxigênio e óxido de ferro. Esses produtos são constituídos de uma mistura de óxidos e hidróxidos de ferro em estrutura espinel.

Vale lembrar que em regiões próximas ao litoral foi verificado que o cloreto catalisou a corrosão do aço, porém o íon resultante não foi identificado na análise química nos produtos da corrosão por este íon não formar produtos insolúveis com o metal base. A Fig. 10 exibe uma amostra do aço experimentado. Nela são vistas as carepas formadas como os produtos corrosivos na superfície.

Fig. 10. *Amostra de aço exposta às intempéries litorâneas. Formação de carepas.*



Fonte: *Modificada de (Brusamarello et al, 2006)*

Nas amostras de cobre, foi verificada a formação de camada de óxido de cobre, e os espectros ESD, assim como dos demais metais, mostraram picos característicos de oxigênio.

Nas subestações litorâneas, as amostras apresentaram picos característicos de cloro devidos à formação de cloretos básicos de cobre, como a atacamita, em atmosferas marinhas.

Os espectros das amostras de zinco apresentaram picos característicos de oxigênio principalmente na subestação PIN (Pinhal).

A velocidade do processo corrosivo e os produtos de corrosão, portanto, apresentam características peculiares ao tipo de material metálico, meio corrosivo e poluentes presentes. A presença de particulados (areia, poeira) age indiretamente sobre o processo corrosivo, pois cria condições para a corrosão por aeração artificial, além de provocar retenção de umidade o que catalisa a corrosão.

Em ambientes marinhos, a deposição sobre os materiais metálicos de névoa salina, rica em sais como os cloretos de sódio e magnésio, é responsável pela maior ação corrosiva verificada. A subestação de Pinhal (PIN), portanto, foi a mais agredida pela corrosão. Notou-se que em todas as quatro subestações, as amostras de aço galvanizado não trouxeram resultados significantes devido ao curto período de exposição, três meses.

Outra conclusão importante refere-se ao fato de as análises químicas e a resistividade do solo pouco influenciaram os processos corrosivos verificados.

2.1.9. Métodos não destrutivos para avaliação da condição de cabos metálicos utilizados em pontes de concreto

Este artigo faz parte da fase 1 do relatório técnico do Projeto 10-53 do NCHRP (*National Cooperative Highway Research Program*), desenvolvido pelo CTL-Illinois (*Construction Technology Laboratories Inc*) o qual apresenta um estudo sobre as técnicas não invasivas (não destrutivas, NDT, *Nondestructive Technique*) de detecção de corrosão e defeitos de fabricação e também medição dos níveis de corrosão de cabos metálicos alocados dentro de concretos utilizados principalmente em pontes e rodovias [18].

A ideia dessa fase 1 é identificar os métodos já existentes e listar aqueles de maior relevância técnico-operacional e financeira para futura implementação de um NDT para a aplicação desejada.

A implementação de uma técnica/teste de diagnóstico do estado de corrosão das estruturas metálicas no interior de concreto se torna urgente visto a idade dessas estruturas, o aumento dos esforços sobre elas em função do crescimento populacional, por conseguinte da

maior demanda, além de mudanças nos processos de fabricação dos metais e seus revestimentos as quais influenciam nos processos de corrosão.

As técnicas NDT para a detecção de corrosão devem ser capazes de medir, nas estruturas metálicas, o nível de corrosão, o fenômeno de aparecimento de rachaduras por motivos ambientais e por fadiga, e no caso mais grave prevenir a ruptura do cabo metálico. Além disso, deve ser dado um maior esforço no tratamento dos dados e imagens colhidos das medições usando alguma técnica NDT.

A metodologia aplicada foi revisar a literatura técnica atual e identificar os avanços obtidos pelos métodos NDT de detecção e avaliação de defeitos e corrosão das estruturas metálicas dentro de concreto, para futura escolha de implantação de um método que atenda às necessidades de manutenção dessas estruturas. Além disso, esses métodos e técnicas foram listados para avaliação e alguns deles selecionados para possível implementação.

Os métodos estudados foram: *Induction termography* (termografia por indução), *Time domain reflectometry* (TDR), *Reflectometric impulse measurement technique* (RIMT), *Vibration-based damage detection* (detecção de danos baseado em vibrações), *Microwave radiometry* (radiometria por micro-ondas), *X-ray diffraction* (Difração de Raios-X), *Pulsed Eddy Current* (Corrente parasita pulsada), *Tomography and radiographic imaging* (Imagem radiográfica e Tomográfica), *Acoustic emission* (emissão acústica), *Noncontact ultrasound using lasers* (ultrassom sem contato usando lasers), *Magnetostrictive sensor (MsS) techniques* (técnicas usando sensores MsS), *Nonlinear vibro-acoustics* (vibrações acústicas) e *Ground penetration radar* (GPR).

Depois de estudados os métodos acima, se decidiu aprofundar nas seguintes áreas: Ultrassom convencional, emissão acústica, radar, imagem radiográfica, medições baseadas em vibrações, e técnicas magnéticas. As técnicas, porém, que receberam maior destaque foram: TDR, vibrações acústicas, correntes parasitas pulsadas e medições de impedância. Além disso, foi visto também sistema NDT que usa o efeito de multirreflexões.

No que tange ao *Ultrasonic Defect Detection*, o Instituto de Ciência e Tecnologia da Universidade de *Manchester* gerou um estudo sobre a utilização de ultrassom para a detecção de defeitos e corrosão em estruturas metálicas no interior de concreto. Foram desenvolvidas análises teóricas bem como trabalhos experimentais resultando na construção de um protótipo o qual continha não apenas um transdutor acústico, mas também técnicas avançadas de processamento de sinais.

A pesquisa e os testes sobre o protótipo descobriu que as ondas ultrassônicas podem viajar longas distâncias sobre metais quando estes estão envolvidos por ar atmosférico, porém

no caso específico em que se encontram inseridos em concreto, essas ondas não ultrapassam dois metros de alcance. Verificou-se que tamanhos de metais que são comparáveis aos comprimentos de onda do sinal ultrassônico resultam em grande escala de dispersão.

Os autores da pesquisa mostraram que a resposta em frequência dos cabos de aço pode ser obtida da deconvolução dos sinais ultrassônicos de entrada e saída do transdutor. Concluiu-se também que a resposta em frequência do cabo de aço era muito sensível a pequenos pontos de corrosão, e que o grau de atenuação desse método é bastante grande visto os comprimentos dos cabos existentes e os limites dos transdutores ultrassônicos a altas frequências.

O método de Correntes Parasitas Pulsadas - NDT para detecção de corrosão é usado na inspeção de estruturas metálicas bem como medições de espessura e condutividade dos revestimentos delas. Ele é baseado no princípio de indução eletromagnética, onde falhas introduzem mudanças na corrente induzida por uma bobina.

As correntes parasitas podem penetrar nas subcamadas do metal, podendo detectar perdas do metal em até três camadas e saber distinguir entre perda de metal e da separação entre camadas. Essas características tornam este método mais vantajoso que o método que utiliza ultrassom. A maior vantagem desse método em relação ao método que usa as correntes parasitas não pulsadas é a habilidade para cobrir uma larga faixa de frequência rapidamente, além de usar equipamentos simples e baratos para medição. Uma desvantagem do método é que se vários locais do metal estiverem corroídos, seriam necessários diferentes diâmetros das bobinas de medição para distinguir os vários pontos de corrosão.

Em resumo, os autores concluíram que o método possui restrições em testes em metais no interior de concretos e que as principais questões sobre a aplicabilidade dessa tecnologia em concreto se concentram em: pontas de prova que tolerem maiores potências possam ser feitas para medição em distâncias maiores; e características distintas de cabos de metal individuais ou fios agrupados não podem ser tão bem diferenciadas.

O método acústico convencional linear inclui efeitos de espalhamento, reflexão, transmissão e absorção de energia acústica. A presença de um defeito muda a fase e/ou amplitude do sinal, enquanto a frequência dos sinais recebidos fica inalterada em relação à frequência do sinal emitido.

A técnica não linear, porém, correlaciona a presença e as características de um defeito através de sinais acústicos cujas frequências diferem daquela do sinal emitido. Isto se deve à transformação não linear da energia acústica por um defeito.

Este método se baseia no fato de que os materiais que contenham fissuras, fraturas, e outros defeitos, possam ter uma resposta muito maior quando submetidos a sinais acústicos não lineares. As vantagens dos métodos não lineares incluem alta sensibilidade e aplicabilidade para estruturas altamente heterogêneas, tais como o concreto. O método referido analisa o segundo harmônico do sinal medido cuja variação na amplitude indica a presença e extensão de um defeito.

O método do segundo harmônico tem um problema, pois o gerador de sinais, amplificador de potência e transdutores possuem não linearidades as quais são inseridas nas medições. Para isto, usa-se modulação AM, onde a onda ultrassônica de maior frequência (W) é modulada pela frequência da vibração menor (w) gerando assim ondas de frequências $W+w$ e $W-w$. Se a modulação gerar bandas laterais, a presença e a amplitude delas indicarão a presença e o grau de degradação. Este método é facilmente adaptável a aplicações de campo, porém, a atenuação de sinais elétricos ao trafegarem em concreto é uma condição limitante.

O método ETDR, *Electrical Time Domain Reflectometric*, tem-se definido como "closed loop" radar. Tem sido amplamente utilizado para detecção de falhas em linhas de transmissão de energia. Esta tecnologia também é utilizada em sistemas sensores de aplicações de engenharia geotécnica.

O método envolve o envio de um pulso de frequência elétrica da ordem de gigahertz através do cabo sensor. Descontinuidades de impedância (falhas) ao longo do cabo resultam na geração de sinais refletidos do pulso aplicado os quais são medidos por equipamentos TDR de teste de cabo. A impedância da LT é uma função principalmente de sua indutância (L) e capacitância (C). Um sensor de TDR típico é um cabo coaxial para o qual o parâmetro crítico é a impedância entre o fio central e a blindagem exterior.

Existem dois conceitos distintos TDR que foram sugeridas em relação ao uso em concreto. No primeiro conceito, um sensor de TDR (cabo, por exemplo, coaxial) pode ser desenvolvido para encaixe em concreto para a detecção de fissuras ou corrosão, ou como um medidor de tensão contínua. Comparado com TDR óptico (com base em sensores de fibra óptica), ETDR tem maior resolução espacial e cabos de detecção mais baratos.

Um interessante teste envolvendo testes simples para cabos coaxiais de 75 ohms e comprimento de 3 m no ar, foi realizado. Eles cortaram pouco a pouco o cabo coaxial até parti-lo. No entanto, o equipamento TDR não estava registrando mudanças nas respostas dos testes nas mesmas proporções de crescimento da profundidade dos cortes [24].

Os autores apontam que a impedância é basicamente uma função de L e C e o efeito de mudanças de resistência é pequeno frente às mudanças dos cortes, portanto, a impedância

geral não muda de modo observável. Porém, quando se dobrava o cabo coaxial se alterava consideravelmente a impedância medida.

Vale lembrar que um sistema sensor TDR deve produzir considerável mudança de impedância como resultado de mudanças no parâmetro de interesse. Isso implica que a técnica TDR descrita tem limitações quanto à sua aplicação. Por exemplo, para medições de deformações estruturais, ela seria mais indicada que para a caracterização de materiais.

Um sensor de nível de lençóis freáticos e de detecção de pressão da água foi construído utilizando um cabo coaxial. Para isso, o dielétrico do cabo (teflon) que fica entre o condutor central e o condutor da malha de terra, foi removido. Este espaço do dielétrico será preenchido pela água, o que vai alterar consideravelmente a impedância lida nos terminais superiores do cabo, após a injeção de pulsos TDR[25].

Um segundo método de medição do estado de conservação das estruturas de concreto que possuem cabos metálicos em seu interior, utiliza um cabo como condutor central, e um segundo cabo também já instalado na estrutura do concreto como fio-terra ou malha de terra, simulando assim um cabo coaxial cujo dielétrico é o próprio concreto que se deseja conhecer o estado de conservação através de medições da impedância.

2.1.10. Testes de proteção catódica para tubos enterrados e tanques metálicos em plantas industriais

Esse artigo mostra como fazer um diagnóstico seguro e econômico sobre a corrosão das tubulações enterradas, tanques metálicos enterrados e fundos dos tanques (parte externa) com base apoiada. O diagnóstico proposto é feito com base na interpretação dos valores das resistividades elétricas e pH do solo e na análise dos potenciais eletroquímicos tubo/solo e tanque/solo, que podem ser medidos em qualquer época, sem a necessidade de escavações e com a fábrica em operação [19].

O estudo permite verificar as condições de corrosão a que estão sujeitos os tanques e as tubulações e definir a necessidade ou não da instalação de um sistema de proteção catódica, que permite eliminar por completo a corrosão, sem interferir na operação normal da fábrica, mesmo que o processo corrosivo já esteja adiantado.

O comportamento do solo como meio corrosivo em estruturas metálicas depende de muitas variáveis, entre elas: aeração, umidade, pH, presença de micro-organismos, condições

climáticas, heterogeneidades, presença de bactérias redutoras de sulfato, presença de fertilizantes e despejos industriais, melhor ou pior qualidade do revestimento, contato bimetalico devido à malha de aterramento elétrico de cobre e correntes de fuga.

Essa grande quantidade de variáveis faz com que o solo seja considerado um dos meios corrosivos mais complexos que existem, sendo praticamente impossível de se determinar com exatidão sua ação agressiva para os materiais metálicos nele enterrados, normalmente o aço e o ferro fundido, comuns em plantas industriais.

A agressividade do solo e os problemas de corrosão podem, entretanto, ser diagnosticados com boa precisão, mediante a determinação e análise das seguintes variáveis: resistividade elétrica do solo, pH do solo, valores dos potenciais das instalações de aço ou ferro fundido, medidos em relação ao próprio solo e conhecimento das características de instalação das tubulações enterradas e malhas de aterramento elétrico (*layout*, comprimentos, diâmetros, tipo de revestimento e desenhos de instalação).

As resistividades elétricas do solo em locais onde existem estruturas metálicas aterradas podem ser medidas pelo conhecido Método de Wenner. Sabe-se, porém, que menores os valores de resistividade do solo mais intenso será o processo corrosivo instalado em função das micropilhas e macropilhas presentes nas superfícies enterradas do aço e do ferro fundido, por exemplo, devido principalmente a: variação da composição química, presença de inclusões não metálicas e tensões internas distintas, nas estruturas metálicas enterradas, sendo esses fatores causados por imperfeições nos processos de fabricação, conformação e soldagem das estruturas.

Existem três faixas de resistividades elétricas do solo que determinam o tipo de agressividade de corrosão eletroquímica de um solo. A relação entre o tipo de agressividade corrosiva e a faixa de resistividade elétrica do solo (ρ) são, respectivamente: alta e $\rho < 10.000 \Omega \cdot \text{cm}$, média e $10.000 \Omega \cdot \text{cm} < \rho < 50.000 \Omega \cdot \text{cm}$, e baixa e $\rho > 50.000 \Omega \cdot \text{cm}$.

O potencial metal-solo é a diferença de potencial medida entre uma estrutura metálica aterrada e um eletrodo de referência em contato com o solo. Para essas medições, são utilizados voltímetros de impedância e sensibilidade altas, e também eletrodo de Cu/CuSO₄.

O conhecimento adquirido das medições realizadas sobre estruturas metálicas enterradas, em seus mais diversos estados de corrosão, gerou uma classificação da agressividade do processo corrosivo em função de faixas de tensão medida entre as estruturas metálicas e o solo. Esses valores e faixas seguem abaixo:

- a. Valores entre -0,50V e -0,60V: fixos e sem flutuações, significam os potenciais naturais de corrosão do aço ou do ferro fundido enterrados.

- b. Valores da ordem de -0,20V: fixos e sem flutuações, significam o potencial natural do cobre enterrado, material usado nos sistemas de aterramento elétrico.
- c. Valores entre -0,20V e -0,50V: muito comuns de ocorrer em plantas industriais, podem significar a presença de corrosão galvânica, causada pelo par galvânico aço/cobre, devido às ligações elétricas diretas (caso de tanques que são aterrados eletricamente mediante ligação direta com a malha de aterramento) ou indiretas (caso das tubulações que são ligadas indiretamente à malha de aterramento, através dos motores das bombas e outros equipamentos elétricos aterrados ou através de ligações com os próprios tanques).
- d. Valores iguais ou mais negativos que -0,70V: podem significar que os tanques ou as tubulações estão recebendo corrente de uma fonte externa de corrente contínua, que pode ser um sistema de proteção catódica ou um sistema de aterramento elétrico construído com anodos galvânicos de zinco, solução algumas vezes adotadas especialmente em tanques com o objetivo de evitar a corrosão galvânica causada pelo par aço/cobre. Eletrodutos galvanizados enterrados principalmente quando novos costumam apresentar potenciais dessa ordem ou até mais negativos devidos à influência do zinco usado no processo de galvanização.
- e. Potenciais flutuantes com a ocorrência de valores positivos ou menos negativos que -0,20V: significam a ocorrência de correntes de fuga com corrosão eletrolítica grave, forçada, causada pela influência de uma ou mais fontes externas de corrente contínua, tais como proximidade com estrada de ferro eletrificada (trem ou metrô), operação de máquinas de solda ou proximidade com um sistema de proteção catódica de outra instalação.
- f. Potenciais iguais ou mais negativos que -0,85V: significam que as tubulações ou tanques que operam nessas condições estão protegidos catodicamente e, portanto, livres de qualquer tipo de corrosão. Essa condição pode ser conseguida em todos os pontos dos tanques ou das tubulações mediante a instalação de um sistema de proteção catódica.

Por outro lado, a influência do pH só pode ser vista depois de análise em laboratório de várias amostras do solo onde se encontram as estruturas metálicas enterradas. O cruzamento das informações de pH e potencial metal-solo geram uma classificação da agressividade corrosiva do solo em três faixas: corrosão, passividade e imunidade.

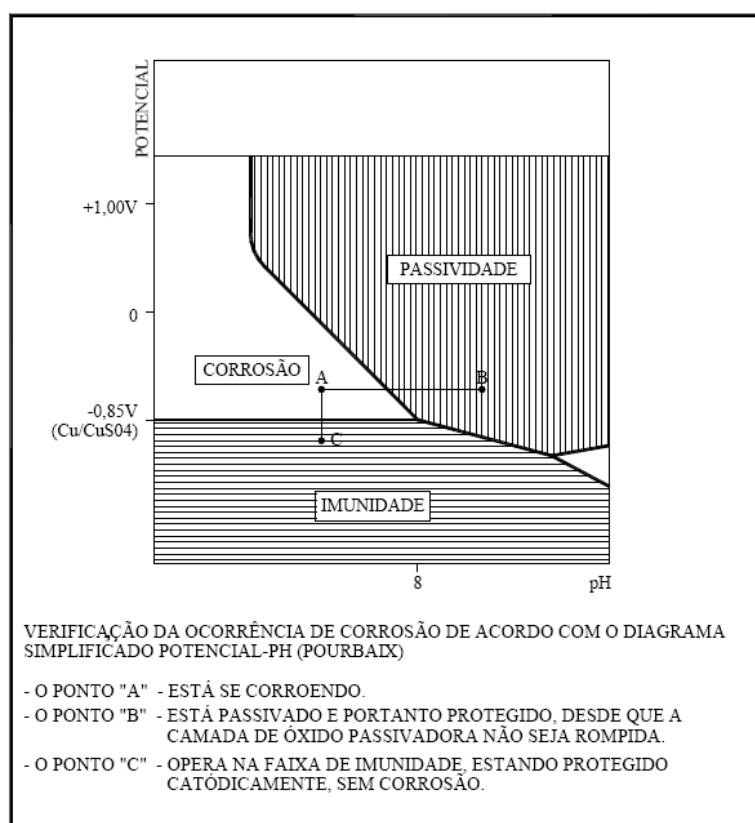
A Fig. 11 apresenta um gráfico conhecido por diagrama simplificado de E-pH ou Diagrama de Pourbaix que explica a relação entre os níveis de potencial metal-solo e de pH do solo para cada uma das três faixas de classificação citadas. Explicando-se as faixas de classificação, tem-se:

a. Corrosão: $\text{pH} < 8$ e potencial $> -0,85 \text{ V (Cu/CuSO}_4\text{)}$. Essa é a situação normalmente encontrada em plantas industriais.

b. Passividade: $\text{pH} > 8$ e potencial $> -0,85 \text{ V (Cu/CuSO}_4\text{)}$. O metal está passivado por um filme de óxido estável. A proteção, nesses casos normalmente é imperfeita, ocorrendo corrosão nos pontos deficientes do filme, e com isso podendo haver corrosão localizada principalmente em meios contendo íons cloreto os quais são comuns em solos.

c. Imunidade: qualquer valor de pH e potencial $< -0,85 \text{ V (Cu/CuSO}_4\text{)}$. O metal ou estrutura metálica encontra-se protegida catodicamente, e por isso, não havendo corrosão. A finalidade de se usar proteção catódica é exatamente manter as estruturas metálicas enterradas operando com potenciais mais negativos que $-0,85 \text{ V (Cu/CuSO}_4\text{)}$ qualquer que seja o valor do pH do solo.

Fig. 11. Diagrama de Pourbaix ou Diagrama Simplificado de E-pH.



Fonte: Modificada de (Gomes, 1989).

Quanto à influência do revestimento da estrutura metálica enterrada existe uma crença generalizada, mesmo entre os técnicos, que os revestimentos usados nas tubulações e tanques enterrados ou nas camadas betuminosas usadas nos fundos (parte externa) dos tanques de armazenamento são suficientes para proteger aquelas instalações contra a corrosão.

Os especialistas em corrosão sabem, entretanto, que essa crença é totalmente infundada, uma vez que os revestimentos externos aplicados nos tanques e tubulações enterrados possuem poros, falhas, absorvem umidade e envelhecem com o passar do tempo, permitindo o funcionamento das pilhas de corrosão.

Dessa maneira, todas as instalações enterradas, mesmo as bem revestidas, estão sujeitas à corrosão pelo solo e se corroem em pontos localizados, nas falhas e nos poros do revestimento, com maior ou menor intensidade, dependendo, como já se viu, das características do solo, dos valores dos potenciais tubo/solo e tanque/solo, da existência dos pares galvânicos aço/cobre (malhas de aterramento elétrico) e da ocorrência de correntes de fuga (corrosão eletrolítica).

Sabe-se, porém, que quanto melhor a qualidade do revestimento, entretanto, menores serão os problemas de corrosão e mais simples os sistemas de proteção catódica, que podem ser dimensionados, nesses casos, para densidades de correntes mais baixas do sistema de proteção catódica.

Portanto, uma vez diagnosticada a ocorrência de corrosão em tubulações enterradas e tanques de armazenamento de plantas industriais recomenda-se sempre, qualquer que seja o tipo de corrosão (pelo solo, galvânica, por correntes de fuga ou todas ao mesmo tempo), a instalação de um sistema de proteção catódica, única solução capaz de eliminar o problema, com baixo custo.

O sistema de proteção catódica, largamente utilizado em plantas industriais, por corrente impressa, consiste na instalação de um ou mais retificadores e anodos inertes de titânio ativado distribuídos dentro da planta e enterrados na profundidade de até 3,0 metros. Os potenciais tubo/solo nessas condições são mantidos com valores iguais ou mais negativos que $-0,85V$ (Cu/CuSO₄) e a corrosão é totalmente eliminada.

Diante dessas considerações o autor recomenda que em plantas industriais em construção ou já existentes, mesmo que os furos por corrosão ainda não tenham surgido, providenciar os procedimentos seguintes:

- a. Execução dos serviços de medições de campo (conforme descrito acima): a análise dos valores medidos e o diagnóstico sobre a ocorrência de corrosão nas tubulações enterradas e tanques de armazenamento enterrados ou com base apoiada;

- b. Instalação de um sistema de proteção catódica: desde que recomendado com base no relatório de diagnóstico;
- c. Providenciar a inspeção dos fundos dos tanques: com a tecnologia do fluxo magnético de alta resolução, para que se possa conhecer com precisão o estado de corrosão de 100% das superfícies externas dos fundos dos tanques, o que permite definir a necessidade e programar a execução de reparos, garantindo a segurança operacional do parque de armazenamento.

O método de diagnóstico de processos corrosivos em estruturas metálicas de plantas industriais e o sistema de proteção catódica, aqui apresentados, foram instalados e testados, e seu uso foi satisfatório. O autor recomenda adotá-los nas situações que forem pertinentes em plantas industriais visando interromper ou evitar processos corrosivos sobre suas estruturas e peças metálicas.

Capítulo 3

Teoria de Ondas Viajantes em Linhas de Transmissão

O presente trabalho de Tese se desenvolve a partir de um cenário de testes e medições contendo uma LT, conexões e instrumento de medição, no qual há a aplicação de sinais de tensão de frequências elevadas, da ordem de gigahertz.

A LT citada refere-se à haste de âncora e ao fio de referência dispostos paralelamente entre si. As conexões utilizadas são o conector CHAAF (Conector Haste-Analisador para Altas Frequências) e o circuito casador de impedâncias. O referido instrumento de medição se trata de um analisador de redes vetorial portátil cujo modelo é Agilent Fieldfox NA9923A para aplicações que envolvem sinais elétricos que operam numa banda de 2 MHz até 6 GHz.

O cenário de testes supracitado envolve alguns conceitos e configurações de circuitos de micro-ondas, exigindo assim uma breve e estratégica explanação desses conceitos e apresentação dos circuitos envolvidos. A seguir, portanto, serão apresentados sucintamente estes conceitos e configurações de circuitos de micro-ondas.

3.1. Linhas de transmissão em altas frequências

Linhas de transmissão de energia elétrica são estruturas por onde trafegam sinais elétricos partindo de um dado ponto ou plano de referência e chegando a outro. Na engenharia elétrica de sistemas de potência, as linhas de transmissão são responsáveis por transportar os blocos de energia elétrica que surgem nas geradoras e que chegam às distribuidoras por meio dessas linhas. Igualmente, essa energia elétrica é distribuída aos consumidores finais por meio das linhas de distribuição, sendo, portanto, uma modalidade de linhas de transmissão de energia elétrica.

Na engenharia de micro-ondas, porém, os elementos que compõem um circuito elétrico possuem dimensões mecânicas em ordens de grandeza próximas aos comprimentos elétricos dos sinais que por eles fluem. As análises de tensão e corrente neste circuito devem considerar não apenas as variações temporais, mas também as variações espaciais dos elementos da linha. Estas análises sugerem, portanto, introduzir a componente espacial nas

formulações de tensão e corrente, e assim utilizar a Teoria Eletromagnética em vez de a Teoria de Circuitos como era conveniente.

Todavia, podem-se utilizar convenientemente as Leis de Kirchoff de Tensão e Corrente para caracterizar e parametrizar LTs com dimensões mecânicas e elétricas próximas. A seguir serão apresentadas as referidas formulações para uma linha de transmissão clássica.

3.1.1. Equações telegráficas de linhas de transmissão

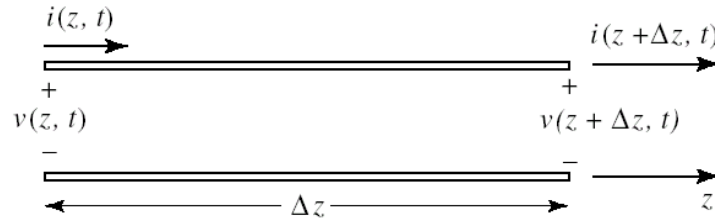
A obtenção das equações telegráficas de uma linha de transmissão é feita a partir do uso conveniente da Teoria de Circuitos aplicada a um trecho infinitesimal de uma linha de transmissão clássica formada por dois condutores separados por um meio dielétrico garantindo assim o modo TEM de propagação nesta linha. Esta reconfiguração permite, portanto, utilizar a Teoria de Circuitos, desenvolvida apenas para circuitos de elementos concentrados (discretos) numa estrutura de parâmetros distribuídos, como o caso da linha de transmissão considerada.

As Fig. 12 e Fig. 13 apresentam, respectivamente, o trecho infinitesimal da linha de transmissão formada por dois condutores elétricos dispostos paralelamente e a sua representação por parâmetros elétricos concentrados conhecidos. As quantidades apresentadas nas Fig. 12 e Fig. 13 são, respectivamente:

- a. $v(z, t)$ e $i(z, t)$: tensão [V] e corrente elétrica [A] no instante t [s] e no ponto z [m];
- b. $v(z + \Delta z, t)$ e $i(z + \Delta z, t)$: tensão e corrente elétrica no instante t e no ponto $z + \Delta z$;
- c. Δz : variação infinitesimal do parâmetro espacial z ;
- d. R : resistência distribuída por unidade de comprimento [Ω/m];
- e. L : indutância distribuída por unidade de comprimento [H/m];
- f. G : condutância distribuída por unidade de comprimento [S/m];
- g. C : capacitância distribuída por unidade de comprimento [F/m].

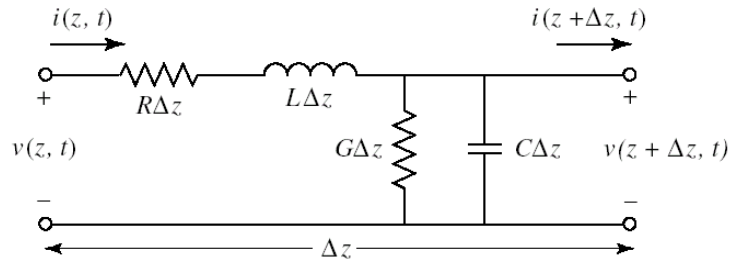
A representação do trecho infinitesimal da linha de transmissão da Fig. 12 por parâmetros elétricos discretos conhecidos permite o uso das conhecidas Leis de Kirchoff tornando a análise da LT mais conveniente.

Fig. 12. Trecho infinitesimal de LT formada por dois condutores e dielétrico.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

Fig. 13. Representação do trecho infinitesimal de LT por parâmetros concentrados.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

Aplicando-se a Lei de Kirchoff das Tensões no circuito da Fig. 13, e realizando algumas manipulações, obtêm-se as Eq. 9, Eq. 10 e Eq. 11.

$$-v(z, t) + R\Delta z i(z, t) + L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} + v(z + \Delta z, t) = 0 \quad \text{Eq. 9}$$

$$-\frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad \text{Eq. 10}$$

$$-\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad \text{Eq. 11}$$

Similarmente, aplicando a Lei de Kirchoff das Correntes no nó superior do circuito da Fig. 13 e realizando devidas manipulações são obtidas as Eq. 12, Eq. 13 e Eq. 14.

$$-i(z, t) + G\Delta z v(z + \Delta z, t) + C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} + i(z + \Delta z, t) = 0 \quad \text{Eq. 12}$$

$$-\frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} = Gv(z, t) + C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad \text{Eq. 13}$$

$$-\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = Gv(z, t) + C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad \text{Eq. 14}$$

As Eq. 11 e Eq. 14 são, portanto, as equações gerais de linhas de transmissão, e são apresentadas nos domínios temporal (t) e espacial (z).

3.1.2. Representação fasorial das equações de linhas de transmissão, constante de propagação e impedância característica

As equações telegráficas, Eq. 11 e Eq. 14, as quais representam o comportamento elétrico dos sinais em cada ponto z e instante de tempo t de uma linha de transmissão são equações diferenciais de ordinárias e a manipulação delas pode ser não conveniente quando se pretende estudar a aplicação, por exemplo, de sinais senoidais (harmônicos) de frequências elevadas. Uma simplificação para este estudo se concentra em modificar o domínio temporal para frequencial das equações apresentadas, a partir do uso da notação fasorial para as componentes de tensão e corrente elétricas. Utilizando assim uma referência fasorial cossenoidal, a tensão e corrente elétricas são reescritas de acordo com as Eq. 15 e Eq. 16:

$$v(z, t) = \text{Re}[\mathbf{V}(z)e^{j\omega t}] \quad \text{Eq. 15}$$

$$i(z, t) = \text{Re}[\mathbf{I}(z)e^{j\omega t}] \quad \text{Eq. 16}$$

$\mathbf{V}(z)$ e $\mathbf{I}(z)$ são funções complexas espaciais e invariantes no tempo. Substituindo-se convenientemente as Eq. 15 e Eq. 16 nas Eq. 11 e Eq. 14 são obtidas, após devidas manipulações, as Eq. 17 e Eq. 18:

$$-\frac{d\mathbf{V}(z)}{dz} = (R + j\omega L)\mathbf{I}(z) \quad \text{Eq. 17}$$

$$-\frac{d\mathbf{I}(z)}{dz} = (G + j\omega C)\mathbf{V}(z) \quad \text{Eq. 18}$$

As Eq. 17 e Eq. 18 são, portanto, as equações fasoriais de linhas de transmissão, utilizadas para análises em regime permanente, por exemplo, quando trafegam sinais senoidais pela linha.

Substituindo-se a derivada temporal da Eq. 18 naquela aplicada à Eq. 17, e vice-versa, são obtidas as Eq. 19 e Eq. 20:

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)\mathbf{V}(z) \quad \text{Eq. 19}$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)\mathbf{I}(z) \quad \text{Eq. 20}$$

Onde: $(R + j\omega L)(G + j\omega C) = \gamma^2$; e $\gamma [m^{-1}]$ é a constante de propagação da linha de transmissão a qual depende dos parâmetros geométricos da linha, representados pelos parâmetros elétricos (R, G, L, C), e também da variável tempo, presente por meio da frequência angular dos sinais que trafegam pela linha.

Resolvendo as Eq. 19 e Eq. 20, são obtidas as Eq. 21 e Eq. 22:

$$\mathbf{V}(z) = \mathbf{V}^+(z) + \mathbf{V}^-(z) = \mathbf{V}_0^+ e^{-\gamma z} + \mathbf{V}_0^- e^{\gamma z} \quad \text{Eq. 21}$$

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{I}^+(z) + \mathbf{I}^-(z) = \mathbf{I}_0^+ e^{-\gamma z} + \mathbf{I}_0^- e^{\gamma z} \quad \text{Eq. 22}$$

Onde: os sobrescritos + e – representam as ondas de tensão e/ou corrente que se deslocam respectivamente na direção + z e – z. As quantidades $e^{-\gamma z}$ e $e^{\gamma z}$ satisfazem, portanto, o princípio de conservação de energia para os sinais que trafegam pela linha de transmissão.

Substituindo-se as Eq. 21 e Eq. 22, nas equações telegráficas fasoriais, Eq. 19 e Eq. 20, são encontradas duas equações as quais obtêm a impedância característica da linha de transmissão. Estes resultados são visualizados nas Eq. 23 e Eq. 24 a seguir.

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = Z_0 \quad \text{Eq. 23}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad \text{Eq. 24}$$

A impedância característica de uma LT infinita é dada pela razão entre os sinais de tensão e corrente que se propagam em um dado sentido ao longo da linha, e depende, como pode ser visto na Eq. 24, dos parâmetros elétricos distribuídos da LT (R, G, L e C) e da frequência angular dos sinais aplicados a esta linha.

De posse das Eq. 21, Eq. 22 e Eq. 23, é possível expressar a tensão e corrente elétrica como funções espaciais e temporais ($v(z, t); i(z, t)$). Para isso, deve-se substituírem estas equações nas Eq. 15 e Eq. 16, e realizando as devidas manipulações são obtidas as quantidades desejadas de tensão e corrente, apresentadas nas Eq. 25 e Eq. 26:

$$v(z, t) = |V_0^+| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) + |V_0^-| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) \quad \text{Eq. 25}$$

$$i(z, t) = \frac{|V_0^+|}{|Z_0|} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+ - \sigma) - \frac{|V_0^-|}{|Z_0|} e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \varphi^- - \sigma) \quad \text{Eq. 26}$$

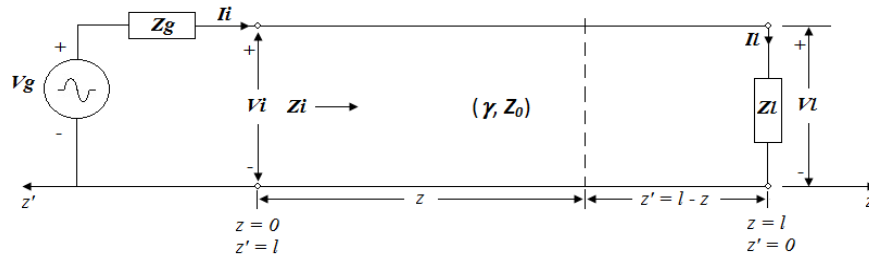
Onde: φ^+ , φ^- e σ são, respectivamente, as fases dos coeficientes das tensões complexas V_0^+ e V_0^- , e da impedância característica Z_0 ; e α e β são, respectivamente, as constantes de perdas e de fase da linha, dadas por: $\gamma = \alpha + j\beta$, $\alpha = \text{Re}(\gamma)$ e $\beta = \text{Im}(\gamma)$.

3.1.3. Impedância de entrada de uma linha de transmissão

O cálculo da impedância de entrada da sugere inicialmente ela ser expressa em qualquer ponto da linha de transmissão, e ao final é encontrado o seu valor pela substituição da posição da entrada da linha em relação ao referencial espacial determinado.

A Fig. 14 apresenta uma linha de transmissão finita terminada por uma impedância de carga Z_L , e excitada por uma fonte de tensão senoidal de valor V_g e impedância interna Z_g . Dois eixos foram traçados z e z' , ambos na mesma direção, porém em sentidos opostos.

Fig. 14. Representação esquemática de uma LT finita terminada por uma carga Z_l .



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

De posse das equações conhecidas e das formulações já desenvolvidas serão iniciados os cálculos para obtenção da impedância em cada ponto da linha de transmissão. Primeiramente, substitui-se a Eq. 23 na Eq. 22, resultando na Eq. 27, a qual exprime a corrente elétrica fasorial em função da tensão e da impedância característica da linha.

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \quad \text{Eq. 27}$$

Tem-se, portanto, as expressões da corrente e tensão elétrica fasorial em função dos parâmetros da linha (γ) e dos coeficientes das tensões complexas V_0^+ e V_0^- , expressas, respectivamente pelas Eq. 21 e Eq. 27.

A análise deve se iniciar pelas condições de contorno da própria linha. Por exemplo, como pode ser visto na Fig. 14, sabe-se que a tensão e corrente elétrica fasorial na carga são, respectivamente, V_l e I_l . Utilizando esta condição nas Eq. 21 e Eq. 27, obtêm-se as Eq. 28 e Eq. 29:

$$V_l = V_0^+ e^{-\gamma l} + V_0^- e^{\gamma l} \quad \text{Eq. 28}$$

$$I_l = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma l} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma l} \quad \text{Eq. 29}$$

Sabe-se que a impedância de carga (Z_l) pode ser expressa pela razão entre a tensão (V_l) e a corrente (I_l) de carga. Substituindo-se o valor de (Z_l) nas Eq. 28 e Eq. 29, e em seguida utilizando estes resultados nas Eq. 21 e Eq. 27 são obtidas as Eq. 30 e Eq. 31:

$$V(z) = \frac{\Pi}{2} [(\mathbf{Zl} + \mathbf{Z}_0)e^{\gamma(1-z)} + (\mathbf{Zl} - \mathbf{Z}_0)e^{-\gamma(1-z)}] \quad \text{Eq. 30}$$

$$I(z) = \frac{\Pi}{2\mathbf{Z}_0} [(\mathbf{Zl} + \mathbf{Z}_0)e^{\gamma(1-z)} - (\mathbf{Zl} - \mathbf{Z}_0)e^{-\gamma(1-z)}] \quad \text{Eq. 31}$$

Realizando, porém, conveniente mudança de variável de z para z' nas Eq. 30 e Eq. 31, obtêm-se as Eq. 32 e Eq. 33:

$$V(z') = \frac{\Pi}{2} [(\mathbf{Zl} + \mathbf{Z}_0)e^{\gamma z'} + (\mathbf{Zl} - \mathbf{Z}_0)e^{-\gamma z'}] \quad \text{Eq. 32}$$

$$I(z') = \frac{\Pi}{2\mathbf{Z}_0} [(\mathbf{Zl} + \mathbf{Z}_0)e^{\gamma z'} - (\mathbf{Zl} - \mathbf{Z}_0)e^{-\gamma z'}] \quad \text{Eq. 33}$$

As relações trigonométricas que relacionam as funções hiperbólicas com duplas exponenciais reais, tais como: $e^{\gamma z'} + e^{-\gamma z'} = 2\cosh \gamma z'$; e $e^{\gamma z'} - e^{-\gamma z'} = 2\sinh \gamma z'$, foram devidamente utilizadas nas Eq. 32 e Eq. 33, e assim são obtidas as Eq. 34 e Eq. 35, tornando tais resultados sem aparente dependência exponencial:

$$V(z') = \Pi(\mathbf{Zl} \cosh \gamma z' + \mathbf{Z}_0 \sinh \gamma z') \quad \text{Eq. 34}$$

$$I(z') = \frac{\Pi}{\mathbf{Z}_0} (\mathbf{Zl} \sinh \gamma z' + \mathbf{Z}_0 \cosh \gamma z') \quad \text{Eq. 35}$$

De posse das funções espaciais da tensão e corrente elétrica fasorial ao longo da linha, e da definição de impedância elétrica como sendo a taxa da tensão pela corrente elétrica, pode-se encontrar a impedância em cada ponto da linha. A Eq. 36 apresenta a impedância elétrica em qualquer ponto z' da linha de transmissão:

$$\begin{aligned} Z(z') &= \frac{V(z')}{I(z')} = \mathbf{Z}_0 \left(\frac{\mathbf{Zl} \cosh \gamma z' + \mathbf{Z}_0 \sinh \gamma z'}{\mathbf{Zl} \sinh \gamma z' + \mathbf{Z}_0 \cosh \gamma z'} \right) \Rightarrow \\ Z(z') &= \mathbf{Z}_0 \frac{\mathbf{Zl} + \mathbf{Z}_0 \tanh \gamma z'}{\mathbf{Z}_0 + \mathbf{Zl} \tanh \gamma z'} [\Omega] \end{aligned} \quad \text{Eq. 36}$$

Finalmente, fazendo $z' = 1$, ou seja, no ponto que corresponde à entrada da linha de transmissão, é encontrada a impedância de entrada da linha de transmissão da Fig. 14 cuja expressão é apresentada na Eq. 37:

$$Z_i = Z|_{\substack{z=0 \\ z'=1}} = Z_0 \frac{Zl + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Zl \tanh \gamma l} [\Omega] \quad \text{Eq. 37}$$

3.2. Casamento de impedância em altas frequências.

Em circuitos elétricos cujos sinais possuem comprimentos de onda muito maiores que os comprimentos dos dispositivos e componentes deste circuito, pouca atenção é dada ao casamento das impedâncias nas conexões ao longo do circuito. Quando, porém, estas grandezas possuem valores próximos, é de imprescindível importância realizar o casamento de impedâncias em todas as partes do circuito garantindo assim a correta condução dos sinais de tensão e corrente que por ele trafega.

Um novo parâmetro é aqui apresentado para realização do estudo do casamento de impedâncias de linhas de transmissão: o coeficiente de reflexão de tensão. Este parâmetro é representado por Γ e é adimensional, sendo dado pela Eq. 38:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Zl - Z_0}{Zl + Z_0} = |\Gamma|e^{j\theta_\Gamma} \quad \text{Eq. 38}$$

O coeficiente de reflexão de tensão apresentado é um número complexo, definido pela razão entre os coeficientes das ondas de tensão refletida (V_0^-) e incidente (V_0^+) na carga, cujo valor pode ser encontrado mais facilmente pela razão entre a diferença e a soma das impedâncias de carga e característica da linha de transmissão de acordo com a Eq. 38.

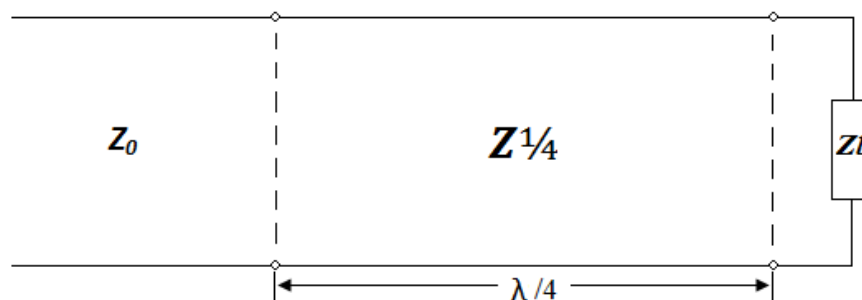
Para um casamento de impedâncias perfeito, o valor do coeficiente de reflexão deve ser nulo. Em situações reais mais comuns, admitem-se módulos para este coeficiente com valores abaixo de -20 dB, sugerindo que as amplitudes das ondas de tensão refletidas sejam menores que 1% do valor das ondas de tensão incidentes.

Dois tipos de estruturas para casamento de impedâncias são utilizados largamente na engenharia de micro-ondas: o transformador de quarto de onda e os *stubs*. No primeiro caso, o

transformador de quarto de onda recebe este nome pelo fato de ele ser uma linha de transmissão cujo comprimento possui valor exatamente igual a $1/4$ do comprimento de onda relativo à frequência do sinal de tensão que trafega pela linha de transmissão. Os *stubs* são estruturas utilizadas para efetuar o casamento de impedâncias entre cargas e ou trechos de linhas que ao menos uma delas possua parte imaginária não nula.

O transformador de quarto de onda é indicado para realizar o casamento de impedâncias entre duas LTs ou entre uma LT e uma carga de impedância puramente real. Por exemplo, pode-se utilizar este transformador de impedâncias entre um instrumento de medição e o circuito que será testado por este, ambos com impedâncias puramente reais. A Fig. 15 esboça o diagrama esquemático do transformador de quarto de onda inserido entre as impedâncias as quais ele deseja realizar o casamento de impedâncias, Z_l e Z_0 , respectivamente as impedâncias da carga (circuito a ser medido, por exemplo) e de fonte (instrumento de medição, por exemplo, um analisador de redes).

Fig. 15. Diagrama esquemático do transformador de quarto de onda entre carga e linha.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

O cálculo para este transformador é relativamente simples: utilizando a Eq. 37, substitui-se o valor de Z_l pela expressão da impedância de entrada de uma linha de transmissão formada pelo próprio transformador de quarto de onda e pela carga discreta que representa o circuito a ser testado; a impedância Z_0 é a impedância característica do cabo que liga o instrumento ao circuito de testes, por exemplo.

Igualando o valor da impedância de entrada do conjunto formado pelo transformador de quarto de onda e a impedância de carga (Z_l), à impedância característica do cabo utilizado nos testes (Z_0), e fazendo o comprimento do transformador igual a um quarto do comprimento

de onda dos sinais aplicados à LT, é obtido o seguinte valor de impedância característica para o transformador utilizado: $Z_{1/4} = \sqrt{Z_l \cdot Z_0}$, onde $Z_{1/4}$ é a impedância característica do transformador de quarto de onda.

O segundo tipo de estrutura de casamento de impedâncias comum são os *stubs*. Os *stubs* são necessários quando pelo menos uma das impedâncias que se deseja efetuar o casamento seja complexa, ou seja, possuir parte imaginária não nula. Transformadores de quarto de onda são indicados para realizar o casamento de linhas ou cargas com impedâncias puramente reais. Os *stubs* são classificados quanto à quantidade, posição e terminação. Os tipos mais comuns de *stubs* são: simples, duplos, séries, paralelos (*shunts*), em aberto e em curto. A seguir, é apresentada a sequência de passos para o projeto de um *stub* simples paralelo com terminação em curto.

A Fig. 16 apresenta o diagrama esquemático do circuito envolvendo o *stub* projetado. Por se tratar de um *stub* paralelo então as impedâncias de interesse estão representadas por suas respectivas admitâncias normalizadas. Esta notação facilita a obtenção dos parâmetros de interesse quando de sua utilização por meio da Carta de Smith.

O projeto do *stub* da Fig. 16 requer uma sequência de passos de maneira a encontrar os parâmetros de interesse para a sua construção, L_{stub} e d_{stub} . Na verdade, o circuito original era formado apenas pela linha de impedância Z_0 real, a qual pode representar o cabo coaxial conectado ao instrumento de testes, e a impedância de carga Z_l , impedância complexa que representa a impedância de uma linha ou carga a qual se deseja conectar ao instrumento de medição, por exemplo. O fato de Z_0 e Z_l serem impedâncias distintas provoca indesejáveis reflexões, que devem ser mitigadas pelo *stub*.

As partes que compõem o *stub* apresentado atuam da seguinte forma: a linha de comprimento d_{stub} em contato com a impedância de carga Z_l resultará numa nova impedância chamada Z_A , representada na Fig. 16 por sua admitância normalizada y_A ; e a linha de comprimento L_{stub} , porém, representa o trecho de linha do *stub* cuja impedância é puramente imaginária.

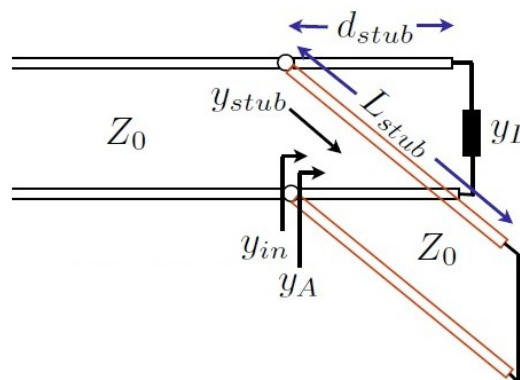
A função da admitância y_A é transformar a impedância de carga numa impedância cuja parte real deve ser igual à parte real da impedância que se deseja realizar o casamento, ou seja: $\text{Re}(Z_A)$ deve ser igual à Z_0 . A linha chamada L_{stub} possui admitância cujo valor deve ser simétrico à $\text{Im}(y_A)$, ou seja, $y_{L_{stub}} = -jb_A$, onde $y_A = 1 + jb_A$.

Em outras palavras, a inserção da linha de comprimento d_{stub} transforma a admitância de carga normalizada, y_l , numa admitância y_A cuja parte real possui mesmo valor da parte real

da linha que se deseja realizar o casamento de impedâncias à carga, onde $\text{Re}(y_A) = y_0 = 1$. Já a presença da linha L_{stub} possui a função de sua admitância, $y_{L_{stub}}$, cancelar a parte imaginária admitância complexa y_A , ou seja: $y_{L_{stub}} = -jb_A$, onde $y_A = 1 + jb_A$.

Dessa forma, a admitância resultante na entrada do *stub*, ou seja, no plano de encontro das linhas L_{stub} e d_{stub} terá exatamente o mesmo valor da admitância do trecho de linha que se deseja realizar casamento, levando a uma impedância resultante de valor Z_0 como desejado.

Fig. 16. Diagrama esquemático do circuito contendo o *stub* projetado.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

Os procedimentos para o cálculo dos parâmetros do *stub* da Fig. 16 estão descritos detalhadamente a seguir. Inicialmente será apresentado o cálculo e procedimentos para encontrar o comprimento d_{stub} , e logo em seguida, serão explicitados os desenvolvimentos para se encontrar a linha L_{stub} .

Quatro componentes de admitância normalizada são vistos na Fig. 16: y_{in} , y_A , $y_{L_{stub}}$ (y_{stub}) e y_0 (representando a impedância Z_0). O objetivo do *stub* é garantir que: $y_{in} = y_A + y_{L_{stub}} = y_0 = 1$. Fazendo $y_A + y_{L_{stub}} = 1$, e $y_{L_{stub}}$ puramente imaginário, então $y_A = 1 + jb_A = 1 - jb_{L_{stub}}$. De acordo com os passos visualizados na Fig. 17, os seguintes procedimentos devem ser realizados na Carta de Smith:

1. Normalizar o valor da impedância de carga Z_L , ou seja, marcar na Carta o ponto correspondente à z_L . Lembrando que a constante de normalização possui valor Z_0 ;
2. Esboçar o círculo SWR relativo à z_L , centrado na origem da Carta, e traçar segmento de reta ligando os pontos z_L e y_L passando pela origem do círculo;

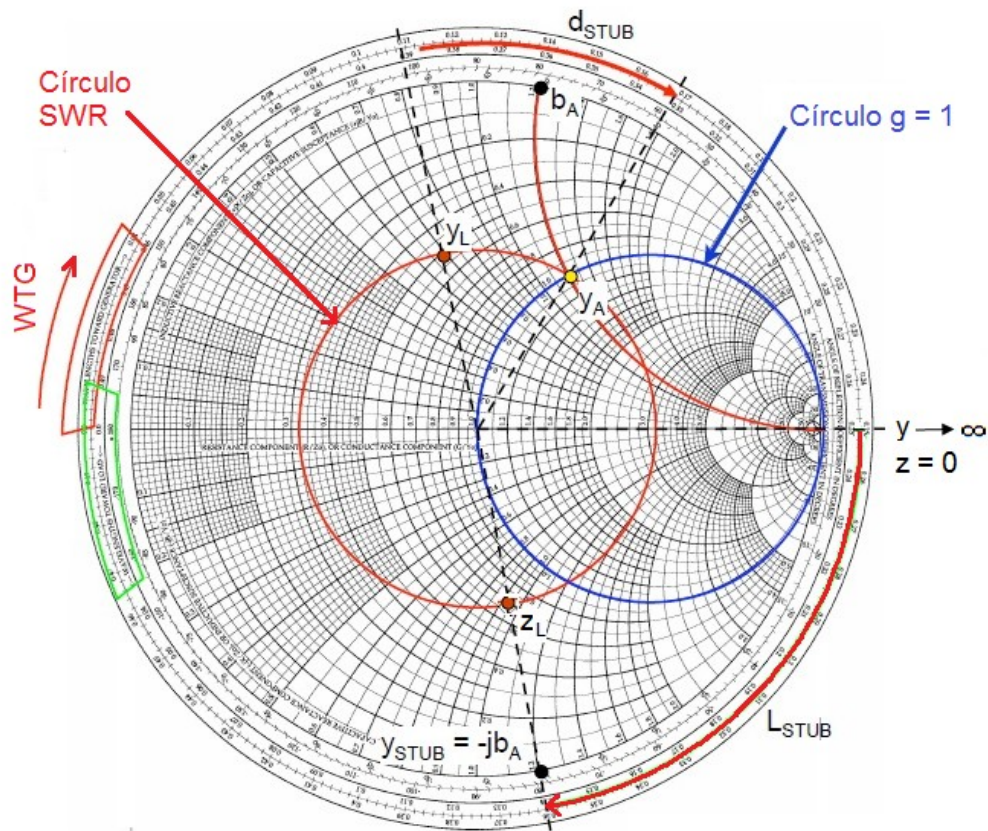
3. Transformar a admitância de carga y_L na admitância de interesse y_A , onde os únicos dois pontos possíveis na Carta (y_{A1} e y_{A2}) são encontrados por meio da interseção do círculo SWR relativo à carga com o círculo $g = 1$;

4. Calcular para o ponto de interseção escolhido ($y_{A1} = y_A$), o comprimento d_{stub} , dado pela comprimento de onda percorrido do ponto y_L ao ponto y_A , no sentido WTG da Carta (sentido horário, da carga y_L ao gerador Z_0). A partir daqui já se tem o valor de d_{stub} ;

5. Marcar o ponto $y_{L_{stub}} = j b_{L_{stub}} = -j b_A$, e calcular o comprimento desde o ponto de curto-circuito na Carta ($z = 0$, y infinito) até o ponto encontrado $-j b_A$ percorrendo o sentido WTG (horário) da Carta. Obs: Este comprimento corresponde à linha L_{stub} .

Os valores dos parâmetros d_{stub} e L_{stub} foram encontrados utilizando a Carta de Smith conforme desejado. A confecção do *stub*, porém, depende da tecnologia a ser empregada: CPS, CPW, linhas de microfita; e seus cálculos serão apresentados brevemente.

Fig. 17. Carta de Smith com os cálculos e procedimentos do *stub* projetado.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

3.3. Parâmetros de espalhamento em redes de micro-ondas

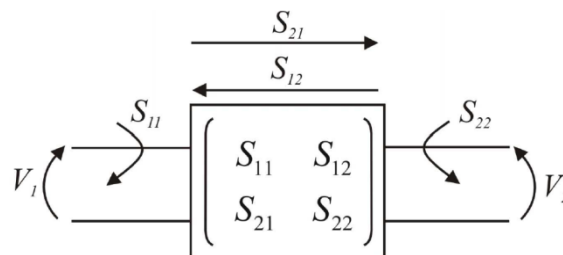
Os parâmetros de espalhamento, do inglês *Scattering parameters* (*S-parameters*), são utilizados para caracterização de circuitos elétricos e redes de circuitos nas situações em que os demais parâmetros, como os parâmetros Impedância (*Z*), Admitância (*Y*) e Híbridos (*H*), por exemplo, são pouco indicados. Essas situações surgem, por exemplo, nas medições de circuitos elétricos que operam em frequências elevadas, ocasionando o surgimento de entidades elétricas parasitas, pouco influentes em baixas frequências.

Além disso, a análise dos parâmetros de espalhamento (parâmetros *S*) não impõe as condições de curto-circuito nem circuito aberto a nenhuma das portas da rede analisada. Em circuitos de altas frequências, circuitos de micro-ondas, por exemplo, pelo menos uma dessas condições pode levar à instabilidade em uma das portas da rede provocando seu indesejável mau funcionamento, e também medições pouco confiáveis. Essas características dos parâmetros *S* explicam sua recorrente adoção nas análises de circuitos que operam com sinais elétricos de frequências elevadas, acima de centena de megahertz.

Os parâmetros *S* relacionam as ondas de tensão refletidas por aquelas incidentes na(s) porta(s) da rede analisada. Por exemplo, o parâmetro S_{ij} é calculado pela razão entre a tensão transmitida na porta *i* devido à tensão incidente na porta *j*. Para este cálculo, deve-se impor que as portas do circuito que não estão sendo analisadas estejam devidamente casadas para não influenciarem o resultado da análise nas portas *i* e *j*.

Para ilustrar a análise de circuitos por parâmetros *S*, a Fig. 18 apresenta uma rede de duas portas a ser representada e analisada por parâmetros *S*. A matriz de parâmetros *S*, também chamada de matriz de espalhamento, referente à rede da Fig. 18, foi devidamente construída e está apresentada na Eq. 39.

Fig. 18. Representação de uma rede de duas portas por parâmetros *S*.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^- \\ \mathbf{V}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^+ \\ \mathbf{V}_2^+ \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 39}$$

A Eq. 39 trata-se da representação matricial da rede de duas portas utilizando parâmetros de espalhamento. Ela é composta de três matrizes, dadas na Eq. 40, onde:

- $[\mathbf{V}^-]$ é a matriz das tensões refletidas em cada porta;
- $[\mathbf{V}^+]$ é a matriz das tensões incidentes em cada porta; e
- $[\mathbf{S}]$ é a matriz de espalhamento, conhecida também por matriz S.

$$[\mathbf{V}^-] = [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{V}^+] \quad \text{Eq. 40}$$

Cada elemento da matriz de espalhamento pode ser encontrado através da relação mostrada na Eq. 41

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq j} \quad \text{Eq. 41}$$

Considerando a rede descrita pela Eq. 39, são obtidas as equações dadas nas Eq. 42 e Eq. 43.

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1^- = \mathbf{S}_{11}\mathbf{V}_1^+ + \mathbf{S}_{12}\mathbf{V}_2^+ \\ \mathbf{V}_2^- = \mathbf{S}_{21}\mathbf{V}_1^+ + \mathbf{S}_{22}\mathbf{V}_2^+ \end{cases} \quad \text{Eq. 42}$$

$$\mathbf{S}_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}; \quad \mathbf{S}_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}; \quad \mathbf{S}_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}; \quad \mathbf{S}_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}; \quad \text{Eq. 43}$$

A Eq. 43 mostra que a obtenção dos parâmetros S, em cada porta, necessita que as demais portas estejam casadas, ou seja, nenhuma reflexão de quaisquer outras portas deve perturbar as medições na porta atual. A descrição de cada tensão e parâmetro S apresentados na Eq. 43 é, portanto:

- \mathbf{V}_1^- e \mathbf{V}_2^- são, respectivamente, as tensões refletidas nas portas 1 e 2;
- \mathbf{V}_1^+ e \mathbf{V}_2^+ são, respectivamente, as tensões incidentes nas portas 1 e 2;
- \mathbf{S}_{11} e \mathbf{S}_{22} são, respectivamente, os parâmetros de reflexão das portas 1 e 2; e
- \mathbf{S}_{12} e \mathbf{S}_{21} são, respectivamente, os parâmetros de transmissão das portas 1 e 2.

Vale lembrar que, por exemplo, $S_{11} = \Gamma_1$ e $S_{22} = \Gamma_2$ quando as portas 2 e 1 estão respectivamente casadas, ou seja, conectada a elas está uma carga com mesmo valor da impedância de entrada da porta (normalmente 50Ω). Mesmo procedimento deve ser realizado para obtenção dos parâmetros de transmissão nas portas 1 e 2 da rede. Em uma rede de apenas uma porta $S_{11} = \Gamma_1$.

Capítulo 4

Projeto do Conector CHAAF: Compatibilidade Magnética (Simulações Computacionais e Confeção)

O projeto do conector CHAAF foi realizado em dois momentos: análise de sua compatibilidade eletromagnética por meio de simulações eletromagnéticas em ferramenta computacional, especificamente o CST Studio; sua confecção mecânica e montagem; e testes laboratoriais para validação do conector para altas frequências.

Antes de prosseguir com o projeto do conector em si, será apresentado o cenário de testes onde se deseja realizar medições do estado das hastes de ancoragem. Este cenário é composto pelas estruturas que fazem parte do estaiamento e ancoragem da torre ao solo. Dentre estas estruturas, se têm: estai, vari-grip, olhal, fio contrapeso, haste de âncora e estruturas de concreto para ancoragem em solo da haste. A Fig. 19 apresenta fotografias de estrutura estaiada de linha de transmissão da empresa STN S.A. no município de Fortaleza, tratando-se de: (a) torre de transmissão estaiada; (b) ponto de estaiamento e ancoragem da haste por meio de olhal e vari-grip; e (c) visualização do olhal para conexão do CHAAF.

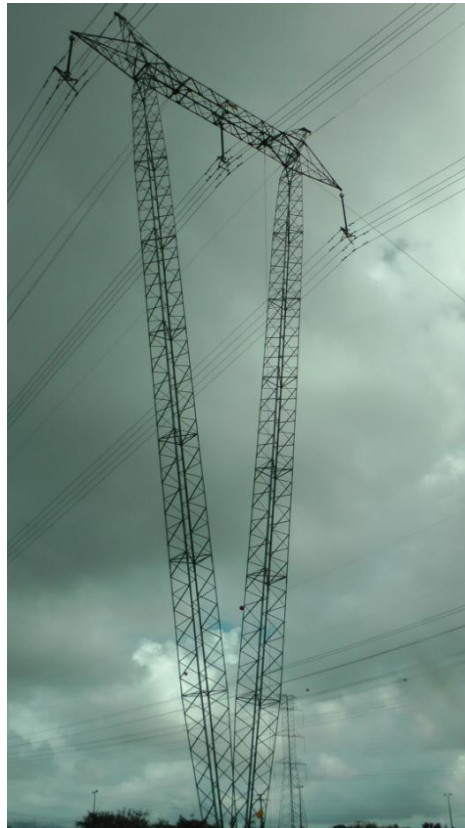
A ideia do método de medição proposto é que ele seja não destrutivo e com a praticidade exigida para este ambiente de medições. Foi desenvolvido então método baseado na reflectometria de sinais de micro-ondas cujas reflexões seriam devidamente analisadas para caracterização do estado da haste de âncora medida. Este método, porém, exige uma estrutura de conexão mecanicamente robusta e com manuseio prático, e eletromagneticamente compatível com o ambiente de medições.

Analisando o ambiente de medições, visualizado nas fotografias da Fig. 19, foi definido que a melhor estrutura para receber uma conexão entre o ambiente de medições (experimento) e o instrumento para efetuar essas medições (no caso o analisador de redes) é o corpo externo cilíndrico do olhal. O olhal pode ser visto com mais nitidez na Fig. 19 (c), e sua função é servir de conexão entre a haste e o conector vari-grip. O conector vari-grip, por sua vez, realiza a conexão entre o olhal e o estai que se encontra preso à torre. As Fig. 20 e Fig. 21 mostram com maiores detalhes os esboços constitutivos do olhal e da haste, respectivamente.

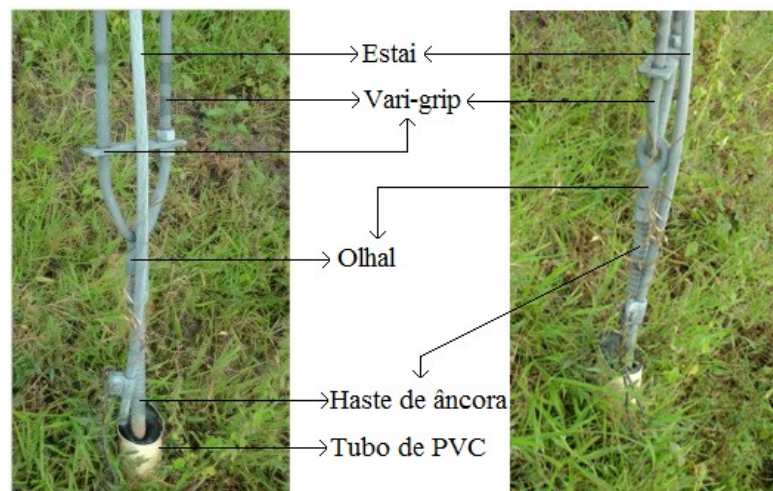
O projeto do conector CHAAF deve, portanto, atender duas necessidades imprescindíveis: sustentação mecânica com praticidade de acesso ao olhal, e boa característica de resposta a pulso senoidal em faixa de frequência de interesse. Nota-se que

além de haver um projeto mecânico de conexão para utilizar dimensões e materiais que tornasse prático e fácil o manuseio do conector, havia também o estudo do comportamento elétrico deste conector frente a sinais de alta frequência.

Fig. 19. *Fotografias de estruturas estaiadas e seus pontos de estaiamento e ancoragem.*



(a)



(b)

(c)

Fonte: *Acervo do autor.*

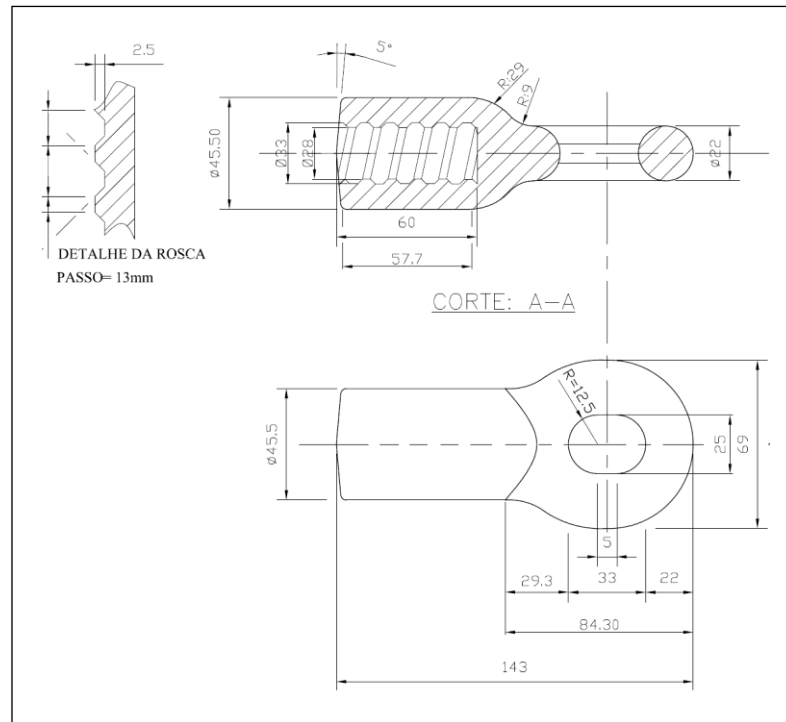
Aplicar sinais senoidais de alta frequência na faixa de micro-ondas em uma estrutura cuja geometria é não convencional torna muito difícil a obtenção analítica do comportamento dos campos eletromagnéticos desta estrutura. Isso requer a utilização de uma ferramenta computacional que permita encontrar as respostas dos parâmetros de alta frequência de interesse de estruturas tridimensionais.

No nosso caso, as simulações foram desenvolvidas no software conhecido por CST Studio versão 2009, onde se procurou obter resultados satisfatórios para frequências cujo valor estivesse abaixo da frequência limite do analisador de redes N9923A sendo esta de 6 GHz (seis gigahertz).

Os parâmetros elétricos que se deseja obter são conhecidos como parâmetros de espalhamento ou parâmetros S (do inglês, *Scattering*) os quais traduzem relações de tensão entre as ondas incidente, refletida e transmitida. Especificamente para este conector, os parâmetros de maior interesse são S11 e S21, os quais significam as proporções das tensões refletida e incidente na porta 1, e transmitida na porta 2 e incidente na porta 1, respectivamente. Lembrando que uma porta é um par de terminais conectado ao condutor central e de referência.

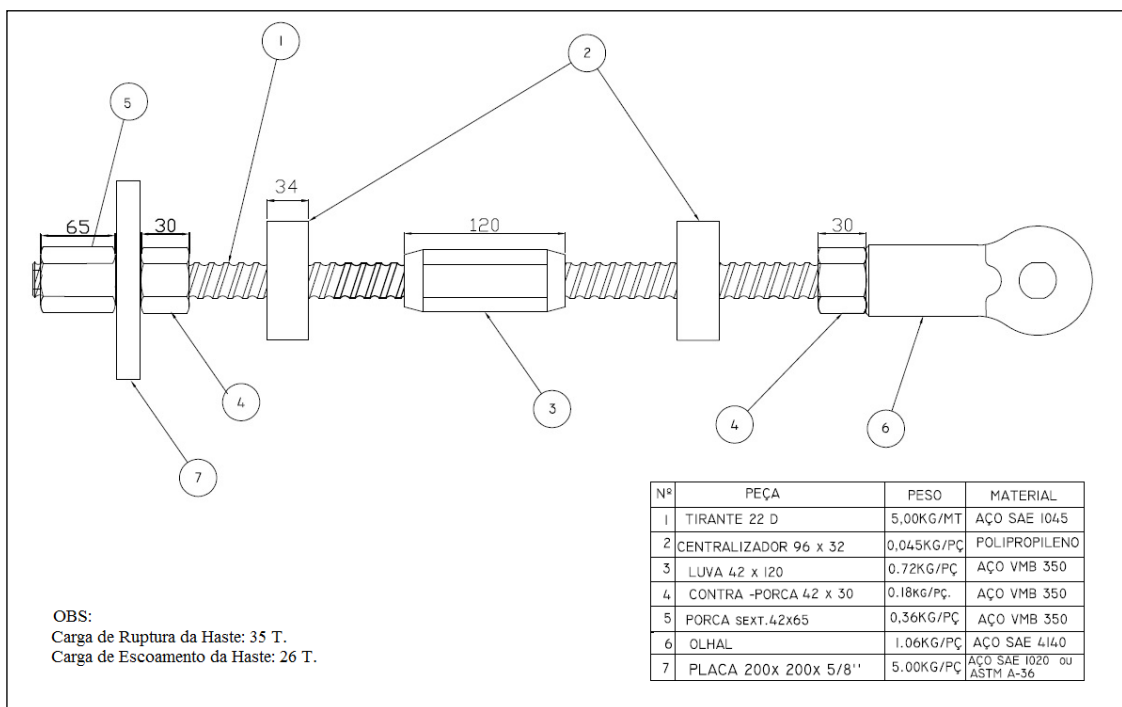
Diante deste cenário, foram propostos alguns esboços para o conector a ser desenvolvido, o qual fará a conexão entre o olhal e o instrumento analisador de redes por meio de um cabo coaxial. Este conector foi então nomeado CHAAF, cuja sigla significa: Conector Haste-Analisador para Altas Frequências, pois ele visa atingir a haste com sinais elétricos de alta frequência oriundos do analisador de redes, e assim receber os sinais de resposta para análise e posterior caracterização do estado dessa haste.

Fig. 20. Vistas 2D do conector olhal utilizado.



Fonte: Cortesia da STN S.A.

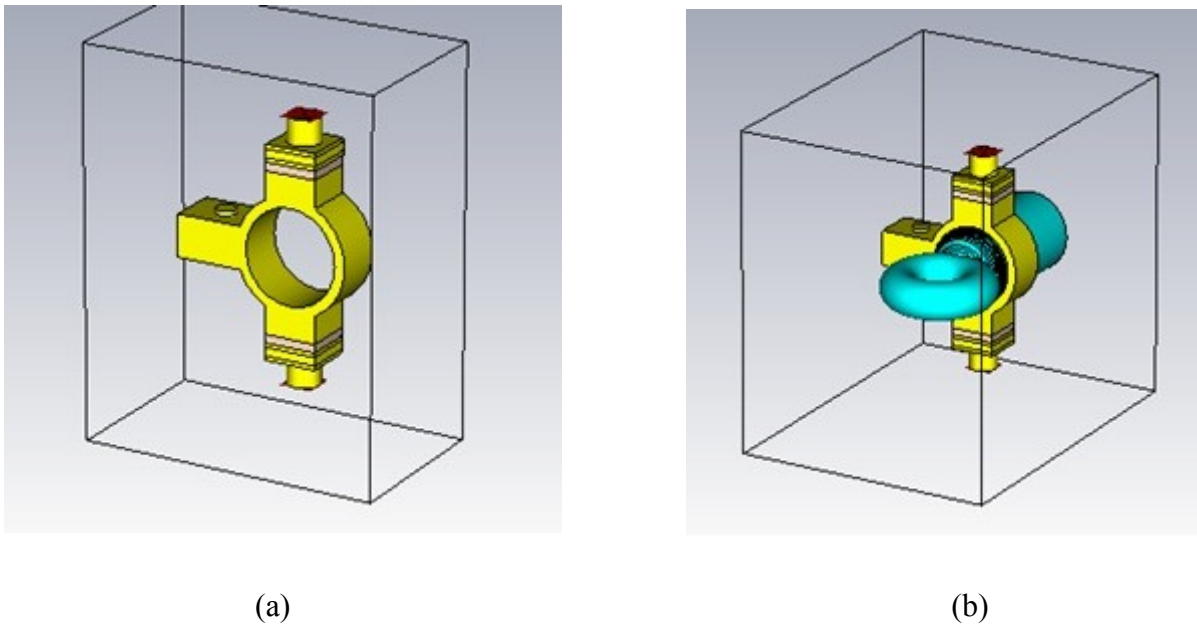
Fig. 21. Vistas 2D da haste (tirante) de âncora para montagem de fixação ao solo.



Fonte: Cortesia da STN S.A.

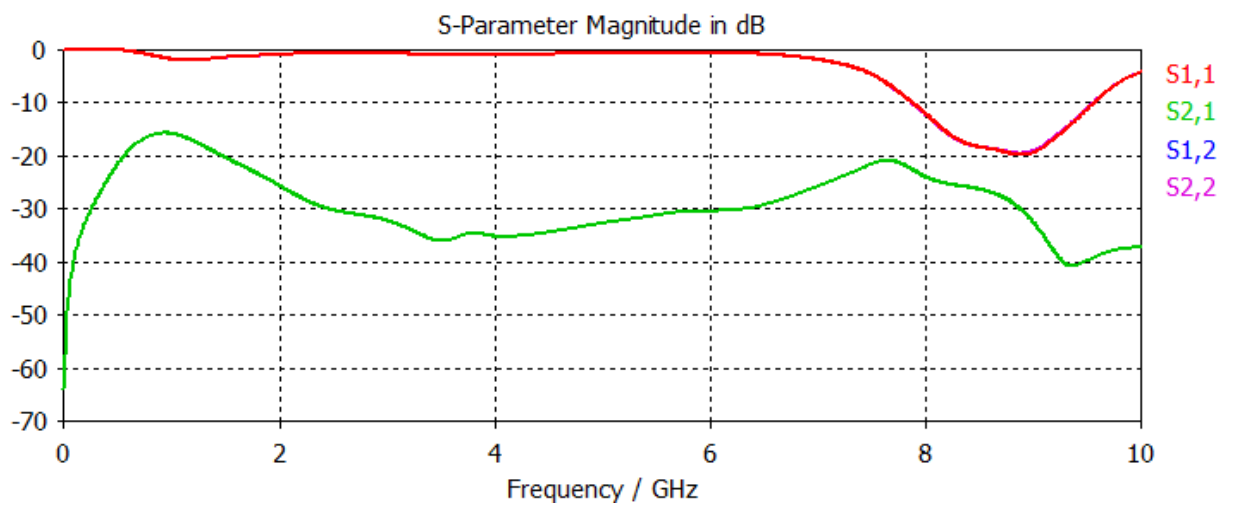
Os esboços desenvolvidos para o CHAAF foram devidamente simulados e suas respostas encontram-se a seguir. A Fig. 22 (a) mostra um esboço do CHAAF, chamado 1A, onde em (b) há a conexão deste esboço do CHAAF com o olhal.

Fig. 22. Esboços 1A do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.



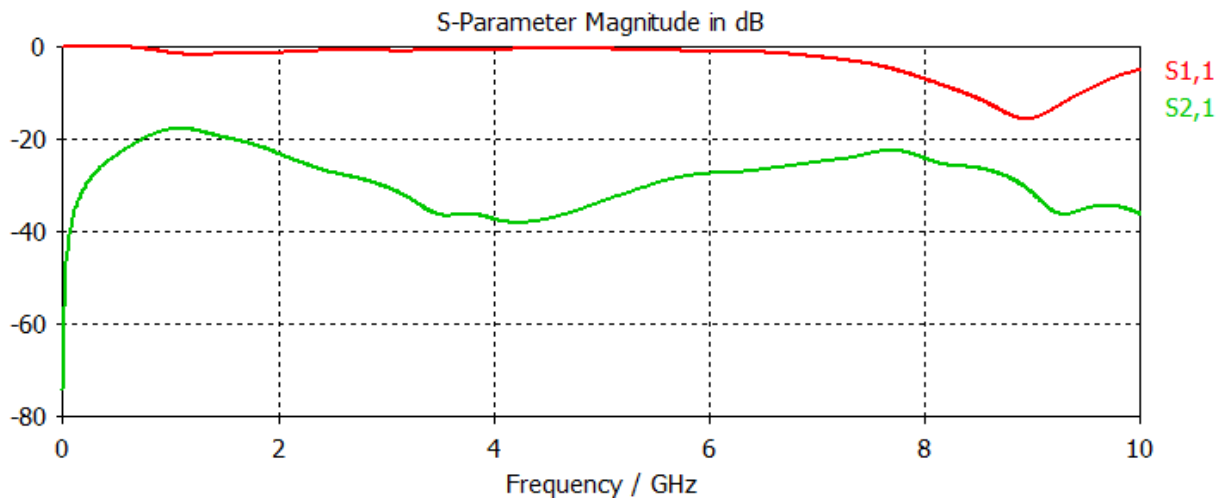
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 23. Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 22 (a).



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 24. Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 22 (b).

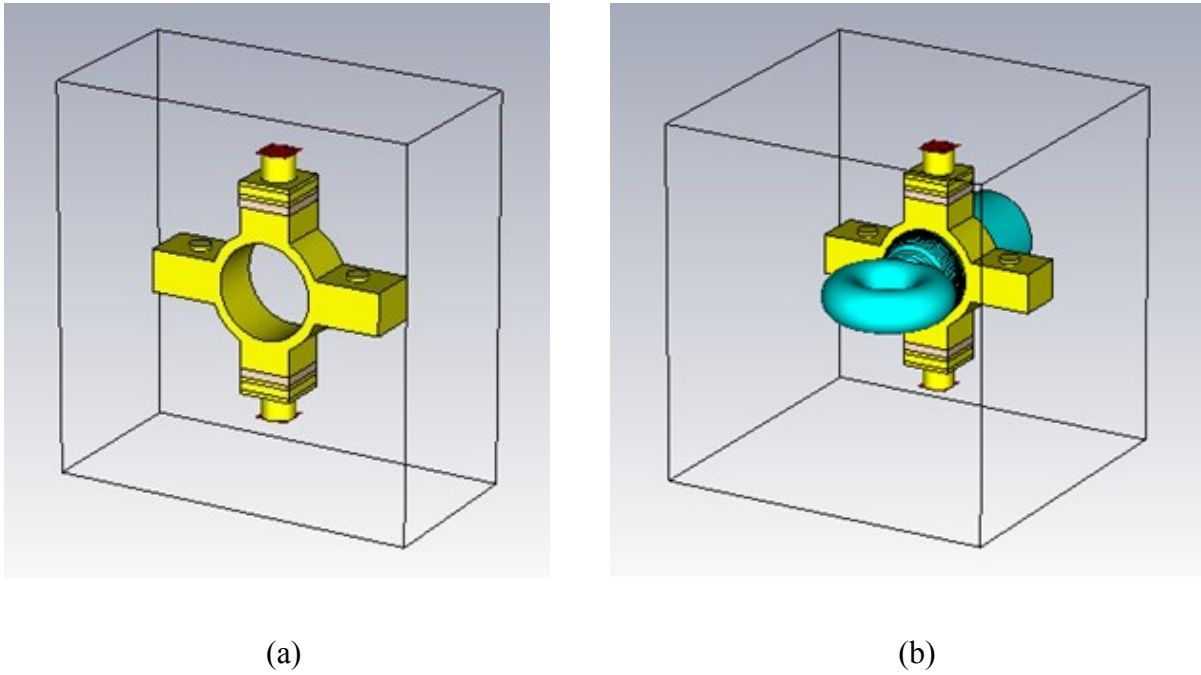


Fonte: Acervo do autor.

A simulação exibida na Fig. 23 foi feita utilizando duas portas, 1 e 2 para o modelo 1A do conector CHAAF. Como pode ser visto, devido à simetria entre as portas do conector, S11 e S21 são iguais a S22 e S12, respectivamente. A faixa de frequências de interesse, isto é, cujo módulo de S11 e S22 seja menor que -10 dB, está entre 7,8 GHz e 9,5 GHz. Esta resposta mostra que é possível se ter uma reflexão aceitável para o conector projetado, porém faz-se necessário alterar a geometria do conector, sem desconsiderar o projeto mecânico dele, para provocar um deslocamento na frequência para uma faixa abaixo de 6 GHz sem, contudo, piorar expressivamente os resultados já alcançados. O limite de 6 GHz é imposto pela escala de frequências do analisador de redes disponível para a realização dos testes laboratoriais.

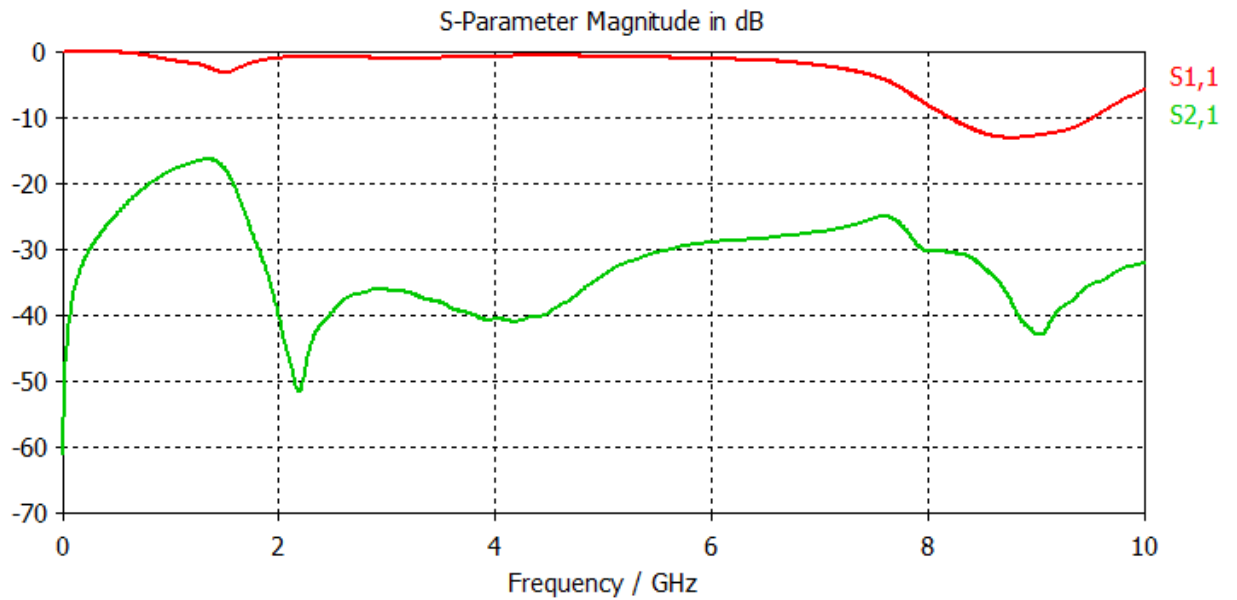
Fig. 26 mostra o comportamento dos parâmetros S para o CHAAF 1A conectado ao olhal. Como se vê, a faixa de frequências com reflexões aceitáveis, vistas pelo parâmetro S11, ficou entre 8,5 GHz e 9,5 GHz, também fora da faixa de interesse do projeto. As simulações foram proveitosas porque foi visto que a resposta de S11 não foi tão afetada pela presença do olhal ao CHAAF-1A, já que na prática o conjunto servirá de conexão entre a haste de ancoragem e o analisador de redes.

Fig. 25. Esboços 2A do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.



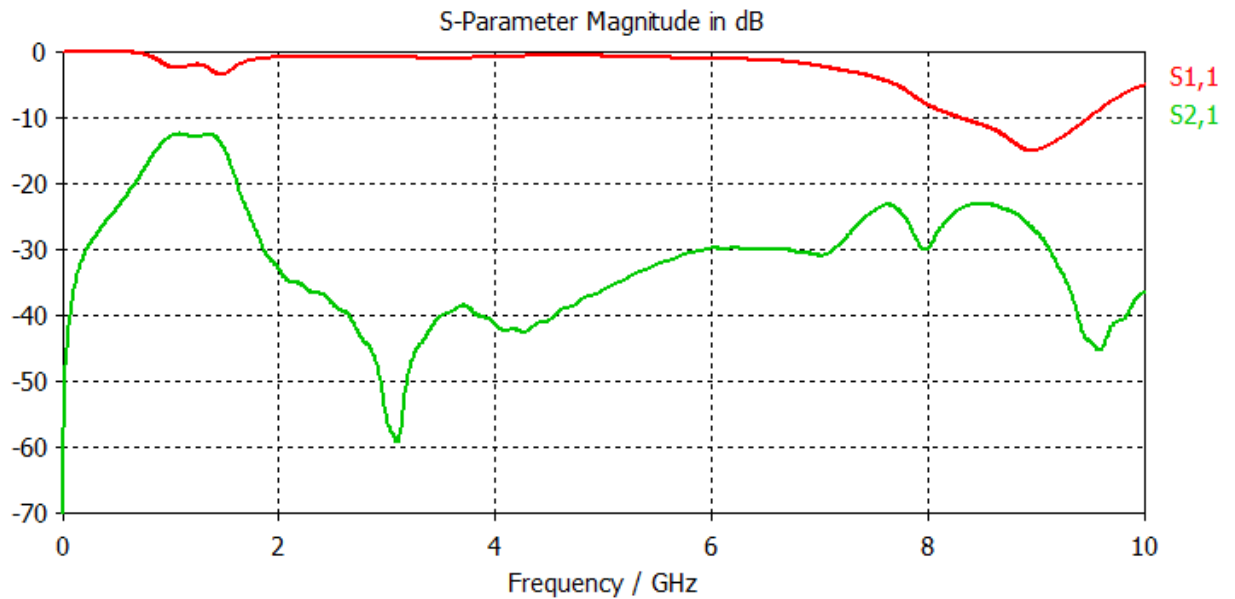
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 26. Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 25(a).



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 27. Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 25(b).



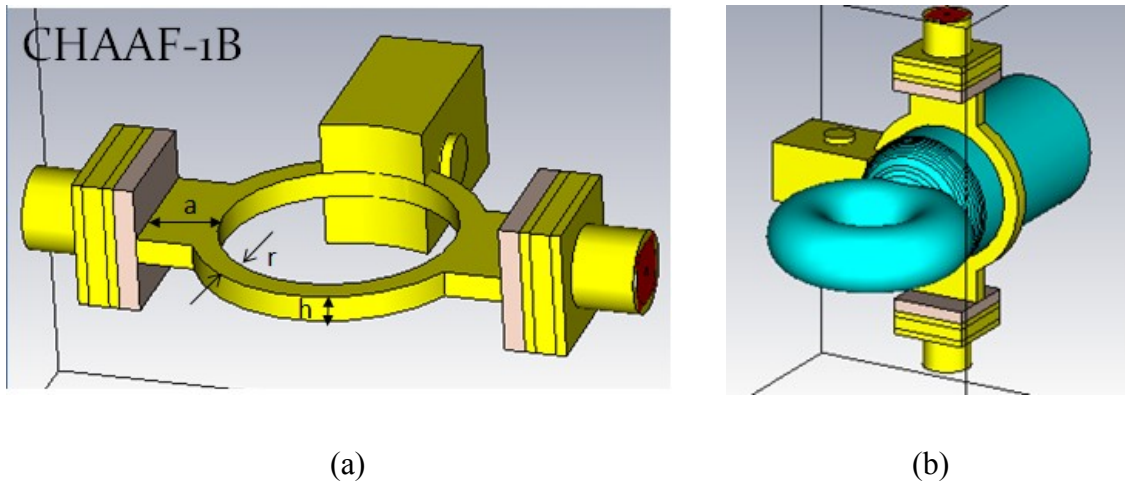
Fonte: Acervo do autor.

O conector CHAAF-2A mostrado na Fig. 25 (a), é um modelo alternativo ao primeiro (1A) e possui um melhor projeto mecânico. Sua resposta de S11, vista na Fig. 26, foi semelhante e um pouco inferior à resposta do CHAAF-1A, porém este modelo de conector apresenta projeto mecânico mais elaborado do ponto de vista prático visando às futuras medições em campo.

A presença do olhal ao conector CHAAF-2A, exibido na Fig. 25 (b), mostrou nos resultados das simulações vistos na Fig. 27 pouca influência na reflexão da porta 1 simulada, apresentando ligeira melhora no módulo de S11. Continuou-se também numa faixa de frequência fora daquela de interesse. Estas simulações até aqui apresentadas reforçam que mudanças na geometria se fazem necessárias para que se obtenha respostas de reflexão numa faixa de frequência abaixo do limite de 6 GHz.

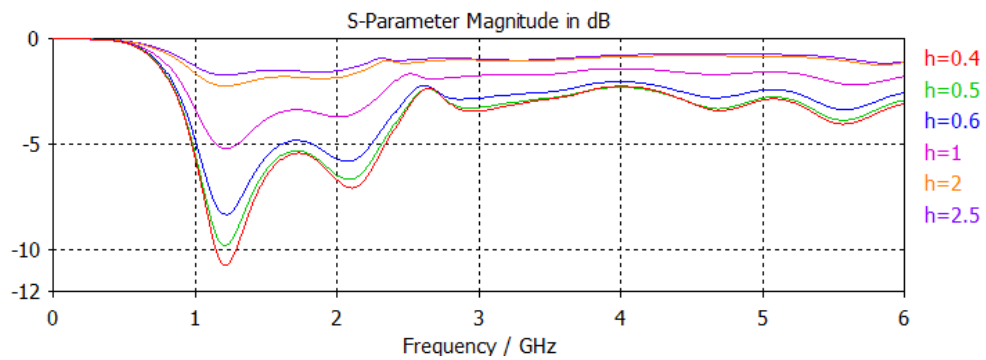
A Fig. 28 (a) apresenta um novo esboço para o conector CHAAF: 1B. Nele foram criados três parâmetros, a , r e h , os quais sofrerão variações propositalmente para se encontrar a combinação de valores entre eles que apresente uma resposta satisfatória para os parâmetros de espalhamento do CHAAF. Os resultados para as simulações do esboço 1B, visualizado na Fig. 28 (b) com o olhal conectado, são exibidos nas Fig. 29, Fig. 30 e Fig. 31.

Fig. 28. Esboços 1B do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.



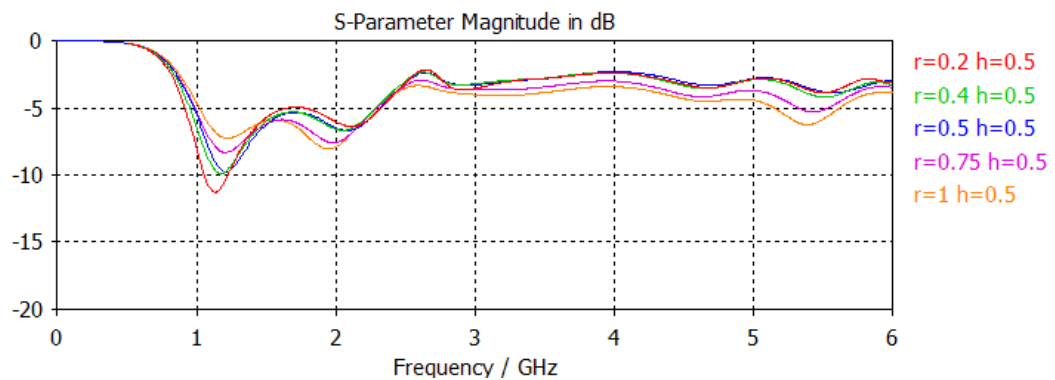
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 29. Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $a = 1,3$ cm e $r = 0,5$ cm.



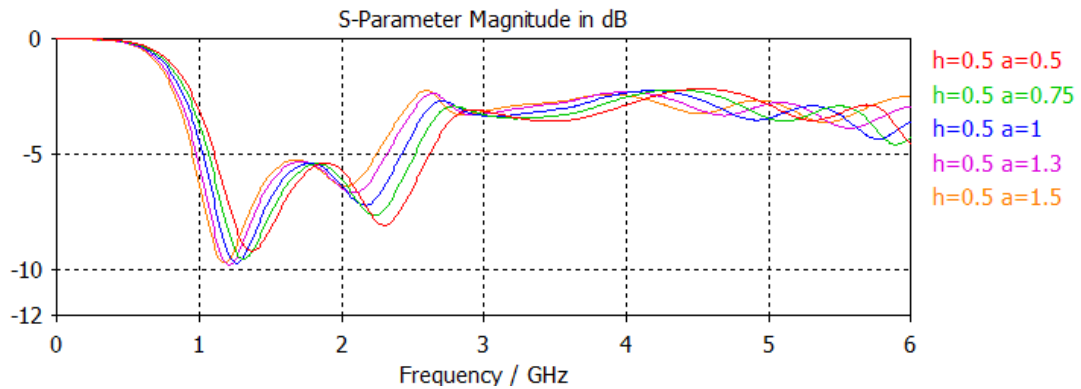
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 30. Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $a = 1,3$ cm e $h = 0,5$ cm.



Fonte: Acervo do autor.

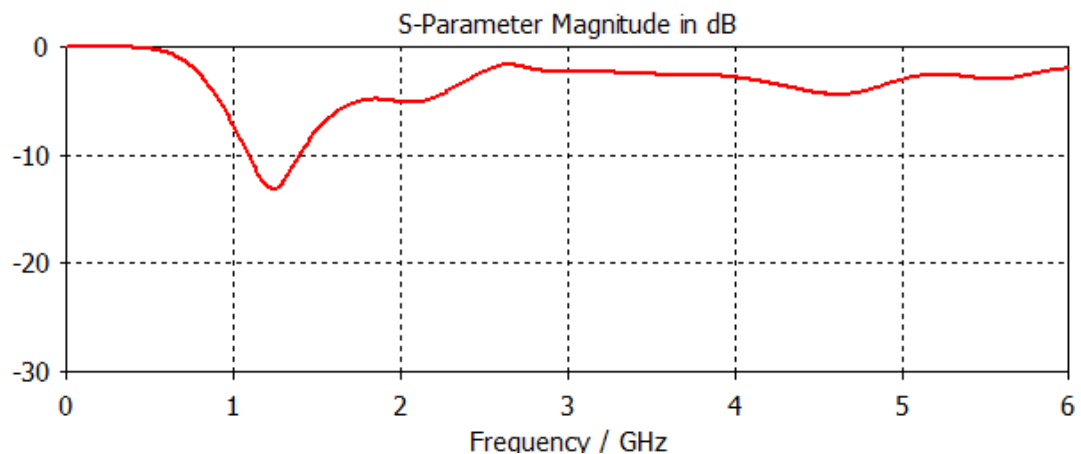
Fig. 31. Resultados das simulações do esboço da Fig. 28(b) com $r = h = 0,5$ cm.



Fonte: Acervo do autor.

A metodologia adotada para as simulações apresentadas para o esboço da Fig. 28 (b) foi inicialmente escolher algumas dimensões consideradas aparentemente influentes, chamadas a , r e h que podem ser visualizadas no esboço do conector CHAAF-1B, Fig. 28 (a), de maneira a provocar um deslocamento na frequência para uma faixa de frequências abaixo de 6 GHz. As Fig. 29, Fig. 30 e Fig. 31 mostram as respostas de S11 para as variações de uma única dimensão, h , r e a , respectivamente. Estas dimensões, ao fim das simulações, foram escolhidas respeitando-se também as características mecânicas do conector, e seus valores são $a = 1,3$ cm, $r = h = 0,5$ cm. O resultado da simulação com o esboço final determinado pode ser visto na Fig. 32. A frequência que apresentou valores para S11 foi de 1,25 GHz aproximadamente, estando ela dentro da faixa de frequências de interesse.

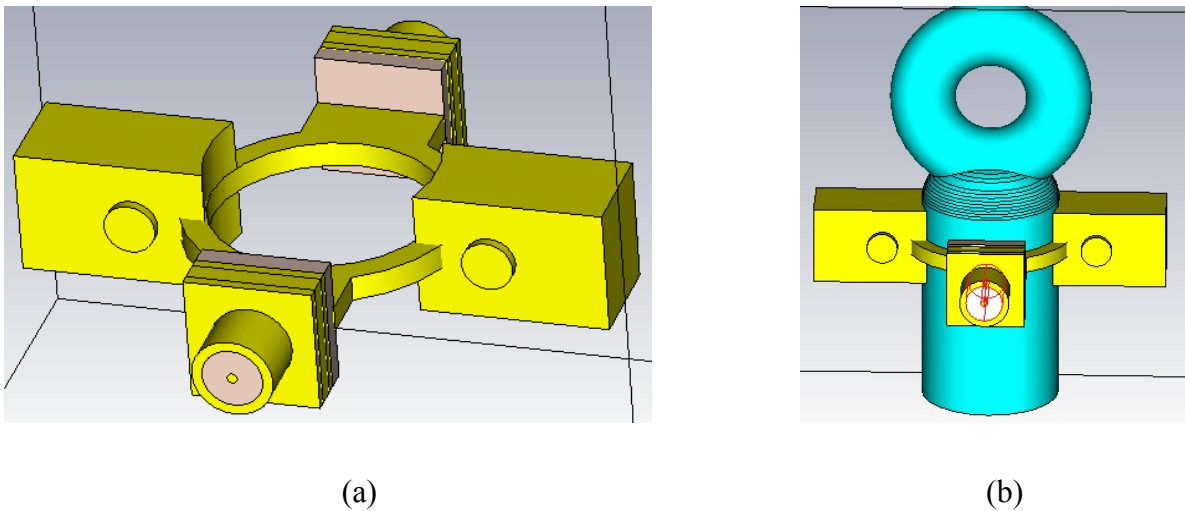
Fig. 32. Resultado da simulação do esboço da Fig. 28(a). $a = 1,3$ cm e $r = h = 0,5$ cm.



Fonte: Acervo do autor.

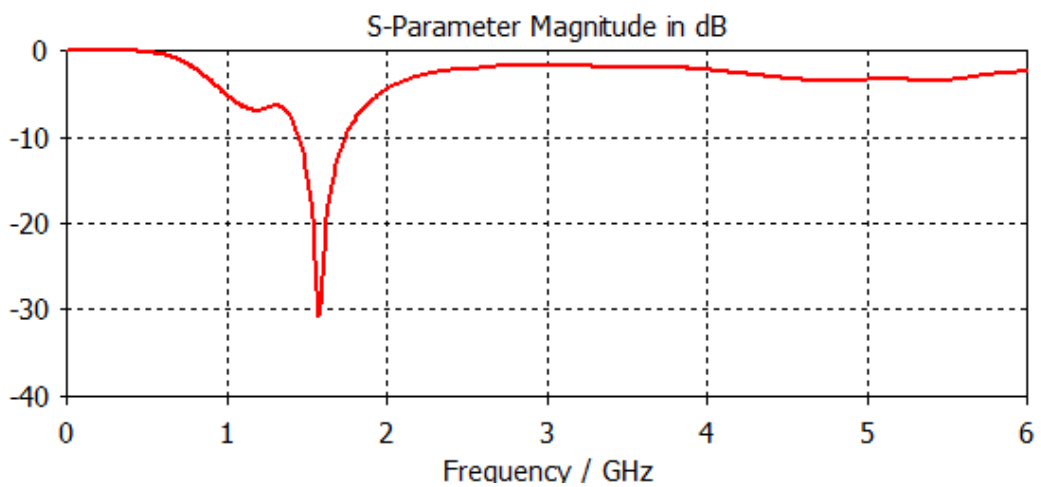
Os resultados apresentaram melhorias no parâmetro S11, porém ainda não era um resultado satisfatório para um conector. Um novo esboço foi proposto baseado nos anteriores, onde suas dimensões foram proporcionalmente mantidas do CHAAF 1B e do CHAAF 2A, ou seja, $a = 1,3$ cm e $r = h = 0,5$ cm, chamado CHAAF 2B. Este esboço pode ser visto na Fig. 33 (a), e o resultado de simulação do esboço da Fig. 33 (b) é apresentado na Fig. 34.

Fig. 33. Esboços 2B do CHAAF. (a) CHAAF (b) CHAAF conectado ao olhal.



Fonte: Acervo do autor.

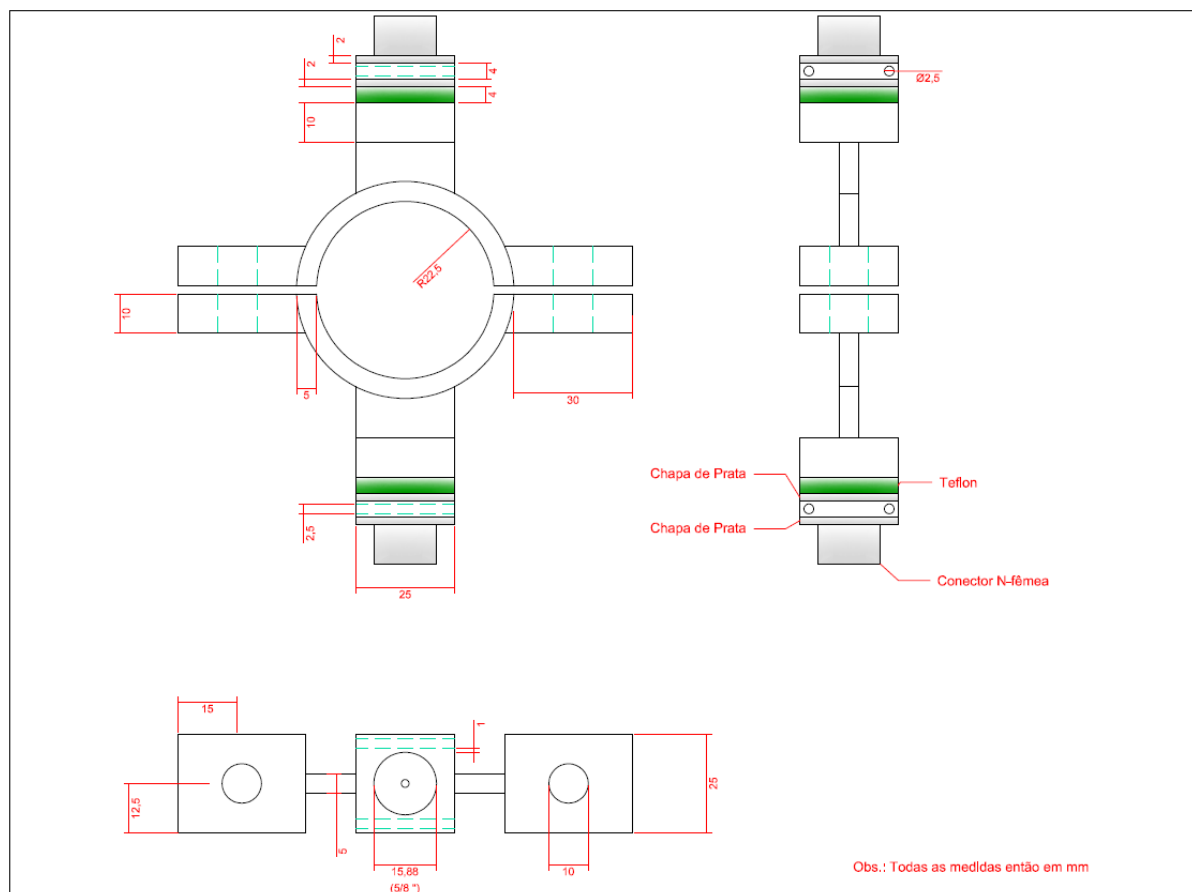
Fig. 34. Resultados das simulações realizadas no esboço da Fig. 33(b).



Fonte: Acervo do autor.

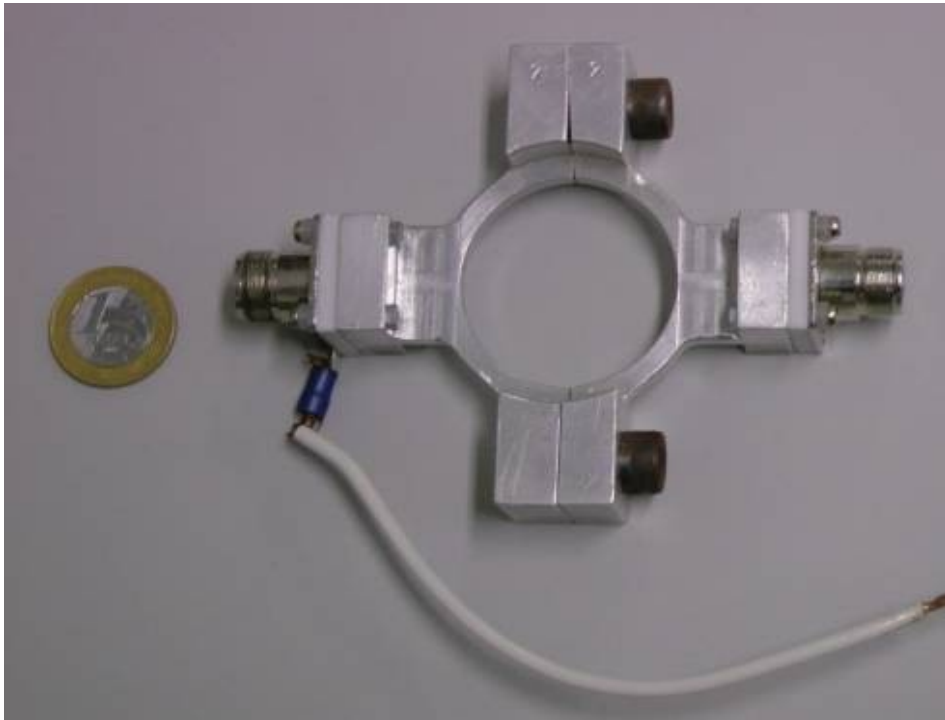
Comparando-se os resultados de simulação para os gráficos de S11 nas Fig. 32 e Fig. 34, aquele apresentado pelo CHAAF 2B, cujo valor de $|S_{11}|$ mínimo foi de -30 dB, é indubitavelmente mais vantajoso que o resultado encontrado para o CHAAF 1B, onde $|S_{11}| = -12$ dB. Ambos estão ressoando dentro da faixa limitada pelo analisador de redes a ser utilizado. O modelo de conector escolhido, portanto, para fabricação, é o CHAAF 2B que a partir de então foi nomeado apenas conector CHAAF. As Fig. 35 e Fig. 36 apresentam, respectivamente, as vistas desenvolvidas para a confecção e as fotografias do conector CHAAF já fabricado. O CHAAF é formado, portanto, por materiais como alumínio, teflon e prata, e preenche exatamente uma caixa cúbica imaginária de dimensões: 13,9 cm, 11,5 cm e 2,5 cm.

Fig. 35. Vistas 2D do conector CHAAF para sua fabricação.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 36. *Fotografia do conector CHAAF.*



Fonte: *Acervo do autor.*

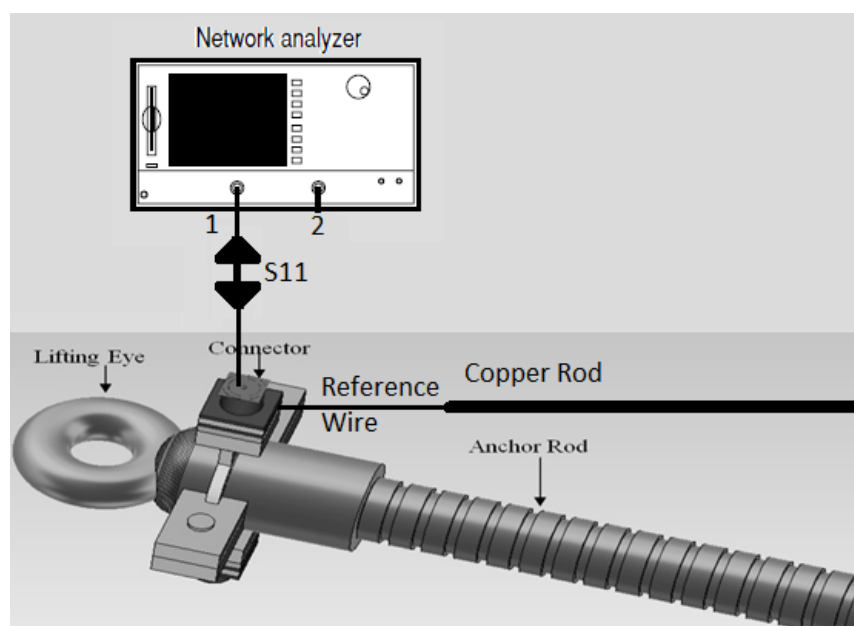
Capítulo 5

Testes e Medições Utilizando o Conector CHAAF

De posse do conector CHAAF já devidamente fabricado, partiu-se para uma sequência de testes sobre ele isoladamente e em conjunto com as demais partes de conexões e as hastes de âncora. A intenção é testar se o conector projetado e exibido na Fig. 36 realmente apresenta desejada ressonância numa faixa de frequência de interesse, ou seja, se o módulo de S_{11} fica abaixo de -20 dB em alguma faixa de frequência de até 6 GHz, já que este é o limite da banda de frequência do instrumento analisador de redes pertencente ao laboratório. As Fig. 37 e Fig. 38 exibem, respectivamente, o esquema e a fotografia do cenário de medições desenvolvido para os testes com o conector CHAAF.

Inicialmente foram realizados testes sobre três cenários básicos: 1) conector CHAAF e fio de referência de 20 cm, como pode ser visto na Fig. 36; 2) Conector CHAAF, fio de referência de 20 cm e olhal; e 3) A montagem anterior (2) com olhal conectado a uma haste normal (sem corrosão) de um metro de comprimento. Os resultados desses três cenários de medição estão apresentados na Fig. 39.

Fig. 37. Esquema de medições para as utilizando o conector CHAAF.



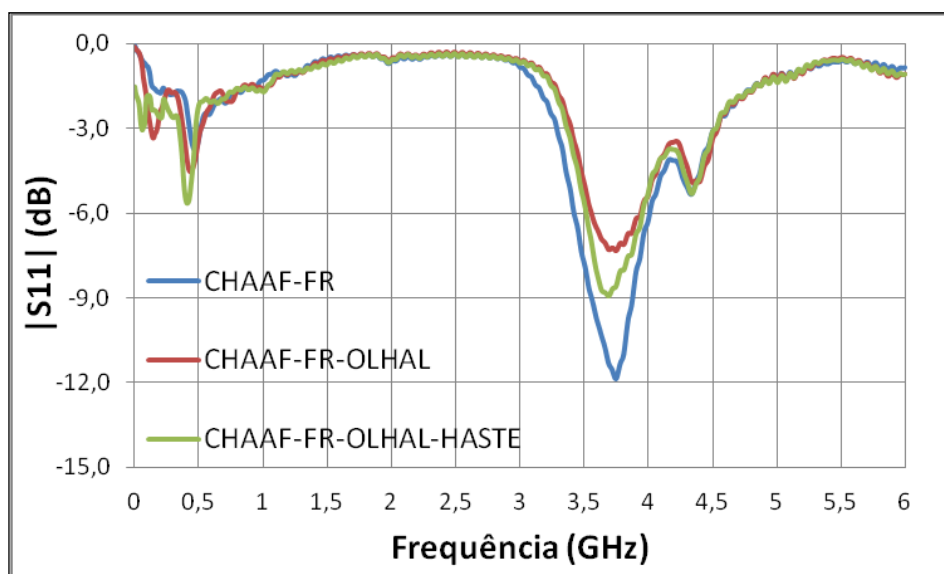
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 38. Fotografia do cenário de medições de bancada.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 39. Resultados das medições para os cenários montados.



Fonte: Acervo do autor.

Como pode ser visto, surgiu uma nova faixa de frequência com razoável ressonância cujos valores estão entre 3,5 GHz e 4 GHz. Esse deslocamento na frequência provocou a realização de uma nova sequência de simulações, onde refinamentos sobre o conector foram realizados com o objetivo de aproximar os resultados simulados daqueles medidos. Estes refinamentos se concentraram em considerar, por exemplo, detalhes de montagem como parafusos, porcas, roscas, antes negligenciados.

As simulações computacionais serão apresentadas cronologicamente para estes refinamentos sobre o conector CHAAF e o cenário de simulação. Na realidade, as mudanças no ambiente de simulação de concentraram sobre o conector CHAAF e também foi testada a utilização da porta de excitação discreta do CST Studio 2011. As demais estruturas do referido cenário continuaram idênticas às utilizadas em simulações anteriores.

Quatro versões para o conector CHAAF foram então desenhadas no software de simulação eletromagnética CST Studio, referenciadas de versão A até versão D, onde a versão A na verdade se trata do esboço do conector CHAAF utilizado nas simulações passadas. As versões B, C e D são refinamentos dados ao esboço deste conector, ou seja, são versões que aproximam tais esboços ao conector fisicamente fabricado utilizado nos testes experimentais.

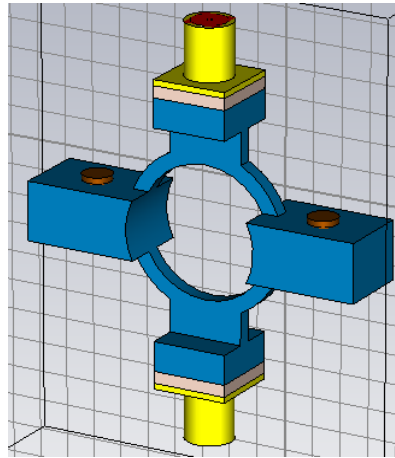
As Fig. 40 e Fig. 41 apresentam, respectivamente, um novo esboço do CHAAF chamado versão A e os resultados de simulação para ele. Nesta versão, alguns materiais tiveram suas características modificadas como a condutividade do conector N Fêmea de prata.

Na versão A do conector CHAAF, é visto que ele não possui os parafusos e buchas de teflon nos conectores N-fêmea, e os parafusos de fixação lateral encontram-se diferentes dos realmente instalados no CHAAF. A Fig. 41 apresenta os resultados de simulação do CHAAF na versão A utilizando portas de excitação WG e número de *mesh* 10. Como se vê, a faixa de frequência de interesse a qual ocorre entre 3,5 GHz e 4 GHz.

As Fig. 42 e Fig. 43 exibem, respectivamente, um novo esboço do CHAAF chamado versão B e os resultados de simulação para ele. Nesta versão, foi inserido um parafuso perfurando os conectores N fêmea, parte da estrutura de alumínio do CHAAF e o teflon (isolante) entre estes.

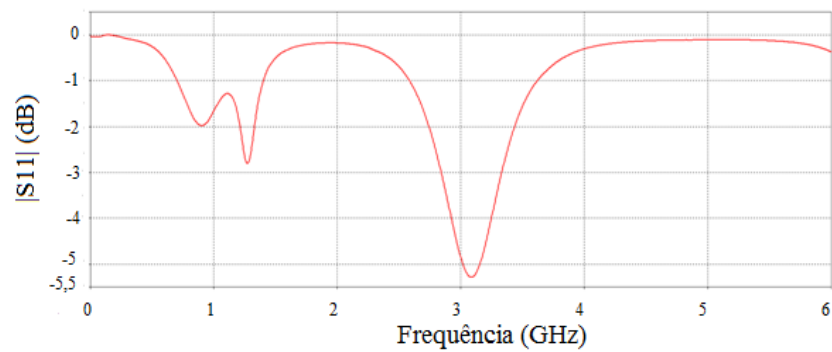
Na versão B deste conector, o CHAAF foi refinado com a inserção de um parafuso em cada conector N-fêmea dele. Fig. 43 exhibe os resultados de simulação para esta versão do conector CHAAF utilizando porta de excitação WG e números de *mesh* 10 e 15. Como pode ser visto, houve um deslocamento da frequência de ressonância de 3 GHz para 3,25 GHz aproximadamente se estas simulações forem comparadas às mesmas realizadas com o CHAAF na versão A, além também de ligeira melhora nos níveis de ressonância.

Fig. 40. *Versão A para esboço melhorado do conector CHAAF.*



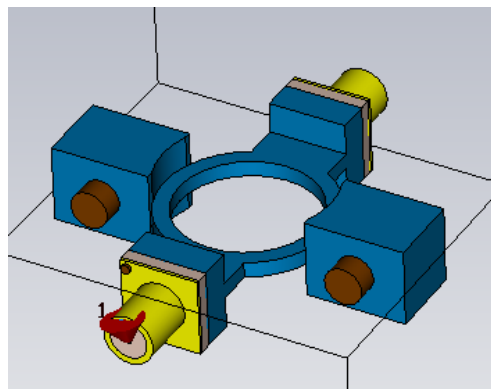
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 41. *Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão A.*



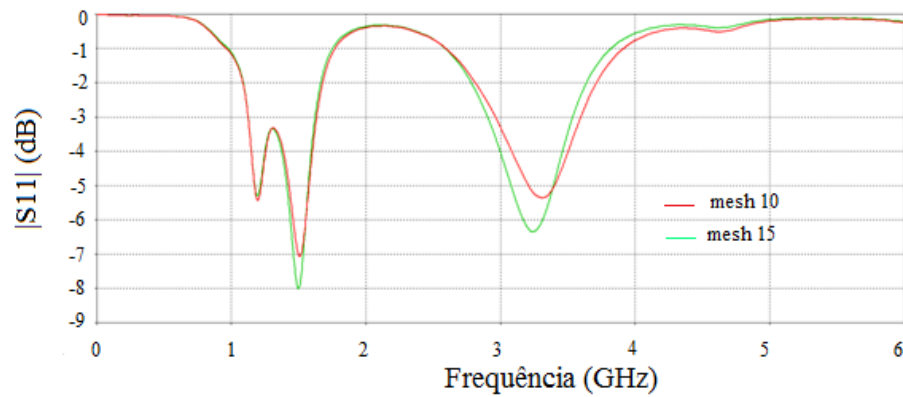
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 42. *Versão B para esboço melhorado do conector CHAAF.*



Fonte: *Acervo do autor.*

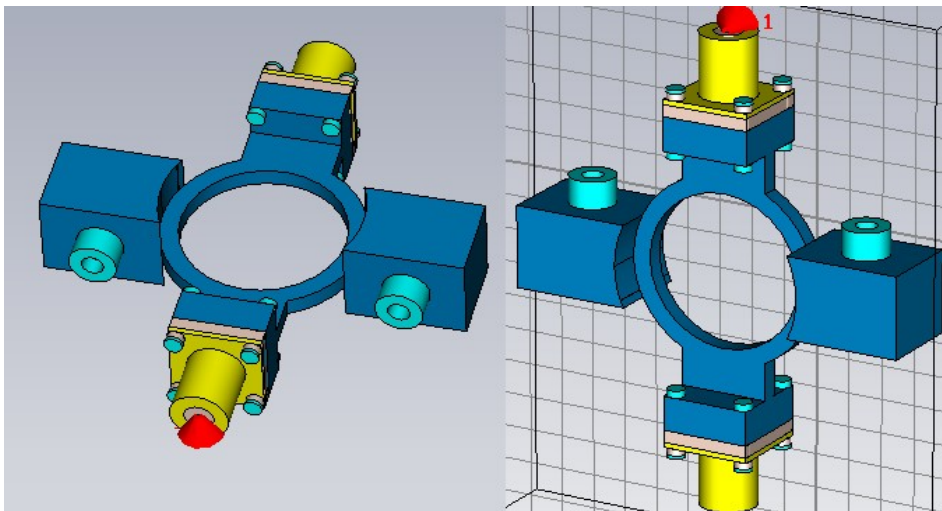
Fig. 43. Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão B.



Fonte: Acervo do autor.

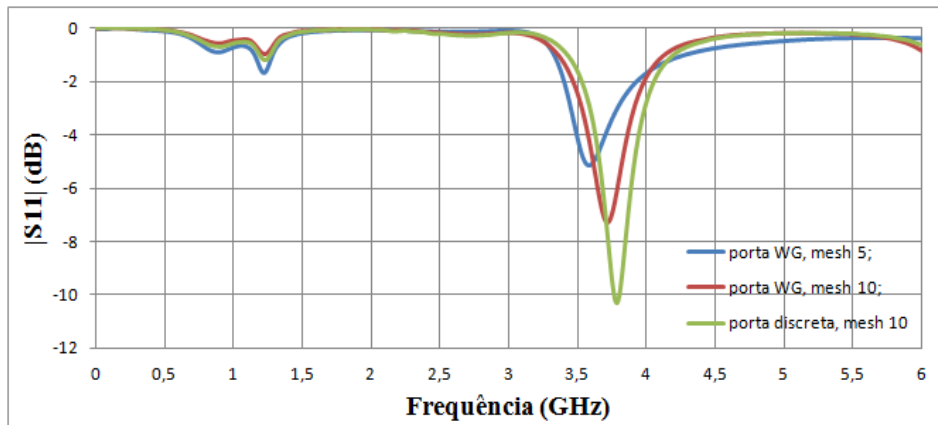
As Fig. 44 e Fig. 45 mostram, respectivamente, um novo esboço do CHAAF chamado versão C e os seus resultados de simulação, onde foram inseridos os quatro parafusos de cada conector N-fêmea e suas respectivas buchas de teflon, perfurando os conectores N fêmea, parte da estrutura de alumínio do CHAAF e o teflon entre estes. Isto qualificou consideravelmente os refinamentos dados ao conector CHAAF à inserção de buchas de teflon.

Fig. 44. Versão C para esboço melhorado do conector CHAAF.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 45. Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão C.



Fonte: Acervo do autor.

A Fig. 45 mostra três resultados de simulação para esta versão do conector, referentes respectivamente a: porta de excitação WG e número de *mesh* 5; porta de excitação WG e número de *mesh* 10; e porta de excitação discreta e número de *mesh* 10. Como era esperado, ao se aumentar o número de *mesh* da simulação melhora-se o efeito de ressonância da estrutura. Isso pode ser visto comparando-se as curvas de resultados das simulações utilizando a mesma porta de excitação e números de *mesh* 5 e 10, onde para um *mesh* de 10 houve uma ressonância melhor e com ligeiro deslocamento nesta frequência.

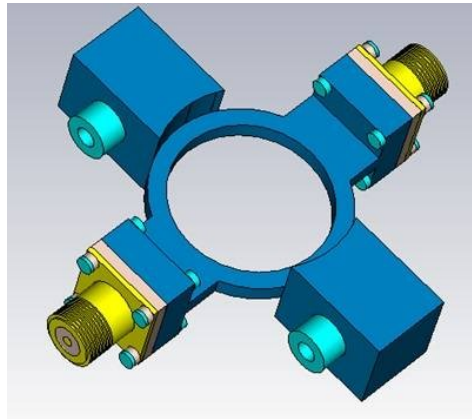
Para o caso onde se alterou apenas a porta de excitação e manteve-se o número de *mesh* 10, as simulações para a porta discreta apresentaram uma ressonância bem mais expressiva (-11 dB) que aquela mostrada pelas simulações utilizando a porta WG (-7 dB). As

Fig. 46 e Fig. 47 ilustram, respectivamente, um novo esboço do CHAAF chamado versão D e os seus resultados de simulação, onde foram inseridas roscas externas em cada conector N-fêmea.

A última versão até agora desenvolvida para o conector CHAAF, a versão D, apresenta, como refinamento de esboço em relação àquele visto na versão anterior, a inserção de rosca externa aos conectores N-fêmea, cujos resultados de simulação mostraram boa ressonância em duas faixas de frequência de interesse.

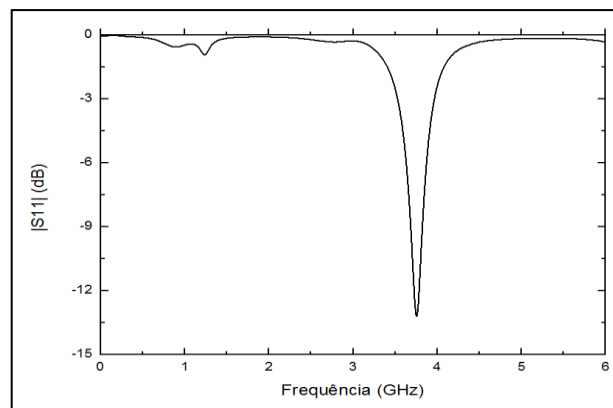
Uma sequência de simulações foi realizada para o CHAAF versão D. O esboço completo dessas simulações foi mostrado na Fig. 37. Os resultados dessas simulações são visualizados na Fig. 48, onde a Fig. 49 apresenta um gráfico comparativo entre os resultados simulado e experimental para o esboço da Fig. 37 e a montagem da Fig. 38.

Fig. 46. *Versão D para esboço melhorado do conector CHAAF.*



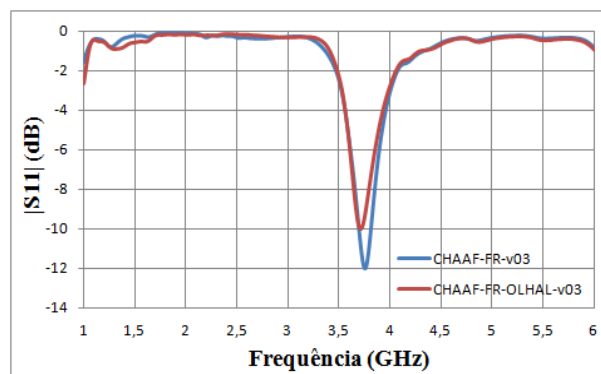
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 47. *Resultado da simulação sobre conector CHAAF versão D.*



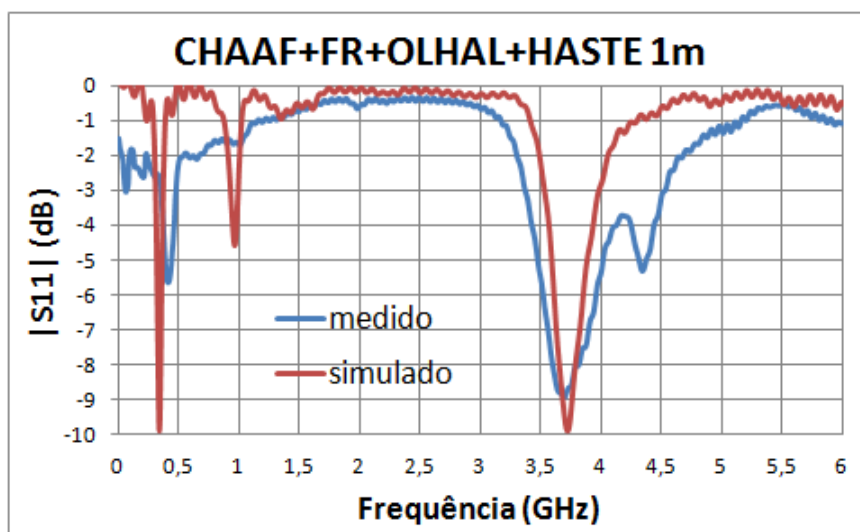
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 48. *Resultado da simulação do CHAAF versão D, fio de referência de 20 cm e olhal.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 49. Resultados simulado e medido para o cenário da Fig. 38 com haste de 1 m.



Fonte: Acervo do autor.

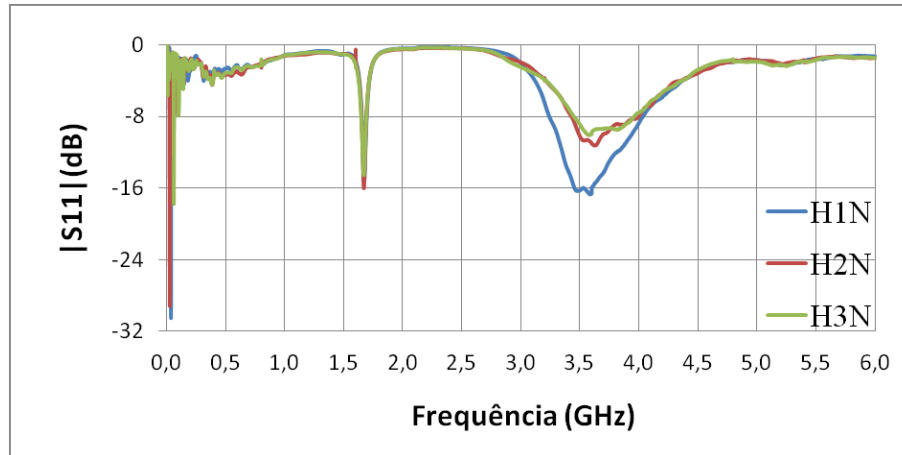
Os cenários de simulações computacionais desenvolvidos para esta nova versão do conector foram, respectivamente: CHAAF com fio de referência; CHAAF com fio de referência e olhal; e CHAAF com fio de referência, olhal e haste de âncora normal de 1 metro de comprimento, mostraram boa concordância entre os resultados medido e simulado indicando assim que maiores refinamentos no esboço do CHAAF levam a respostas mais próximas desses resultados, e consequente validação do projeto do conector.

Diante dos resultados obtidos para o CHAAF, depois de seus oportunos refinamentos, apresentando respostas semelhantes entre as simulações e as medições deste conector em cenários idênticos, foi então iniciada uma sequência de testes experimentais sobre as hastes normais e também as oxidadas. O cenário de medição para todos os testes experimentais é dado pelo esboço e fotografia visualizados nas Fig. 37 e Fig. 38.

Inicialmente serão apresentados os resultados para as hastes normais (sem corrosão) cujos gráficos de respostas podem ser vistos na Fig. 50. H1N, H2N e H3N são as hastes normais de 1 m, 2 m e 3 metros de comprimento.

Na faixa de frequências entre 3,25 GHz e 4,25 GHz, os gráficos de resposta para módulo de S11 satisfaz a ideia de que para as hastes menores a reflexão é menor que as hastes maiores, pois teriam menor comprimento e assim menos impedância. Isso explica a ressonância na faixa de interesse ser crescente respectivamente nas hastes H1N, H2N e H3N.

Fig. 50. Gráfico comparativo dos resultados das medições das hastes normais.

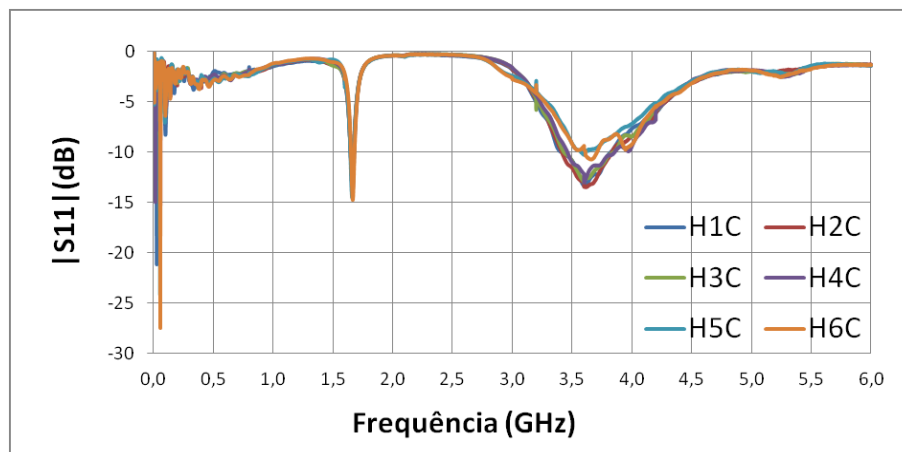


Fonte: Acervo do autor.

As hastes oxidadas (corroídas) apresentaram respostas de medição que são visualizados na Fig. 51. O conjunto de testes é formado por seis hastes corroídas, chamadas: H1C, H2C, H3C, H4C, H5C e H6C, cujos comprimentos são respectivamente: 1,65 m, 2,95 m, 3,72 m, 4,72 m, 3,44 m e 3,12 m.

Os resultados visualizados na Fig. 51 mostram que na segunda faixa de frequência de interesse há uma maior e desejável separação entre os gráficos para cada haste corroída, porém ainda necessitando de maiores refinamentos. A Fig. 52 apresenta uma fotografia dos testes sobre a haste corroída H1C.

Fig. 51. Gráfico comparativo dos resultados das medições das hastes corroídas.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 52. Fotografia do cenário de testes de bancada sobre a haste corroída H1C.



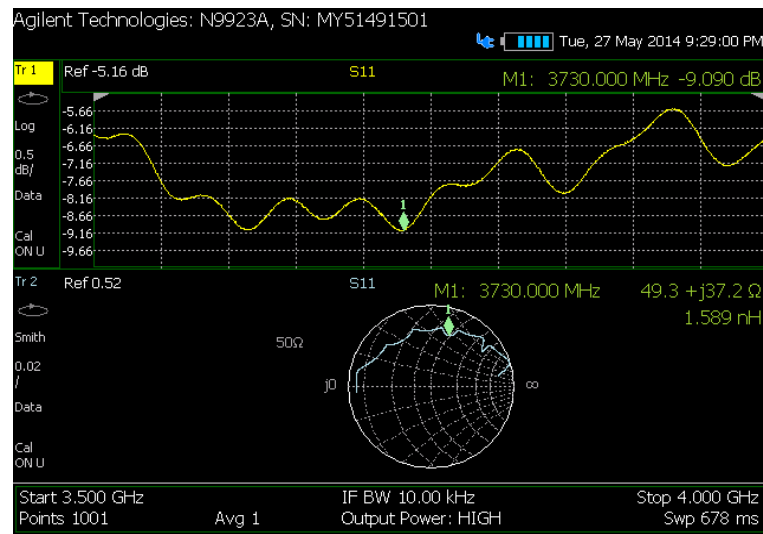
Fonte: *Acervo do autor.*

Testes de bancada sobre hastes normais e corroídas foram realizados exaustivamente utilizando o analisador de redes N9923A e os resultados exibidos comparativamente através de gráficos construídos dos pontos obtidos das medições de bancada. Algumas faixas de frequência apresentaram um efeito de ressonância visivelmente mais efetivo, especialmente as faixas entre 1525 MHz e 1775 MHz, e também entre 3200 MHz e 4200 MHz. A busca por estas faixas visa diminuir esforços computacionais futuros durante o processo de classificação dos sinais medidos de hastes tanto em bancada quanto em campo experimental.

Um circuito casador de impedâncias deve, portanto, ser projetado para melhorar a ressonância na faixa de frequência de interesse. A confecção deste casador dependerá da faixa de frequência escolhida para os futuros testes e medições, pois quanto menor esta faixa de frequência de interesse menor também serão os esforços computacionais tanto para o processo de classificação quanto para o projeto do circuito casador de impedâncias.

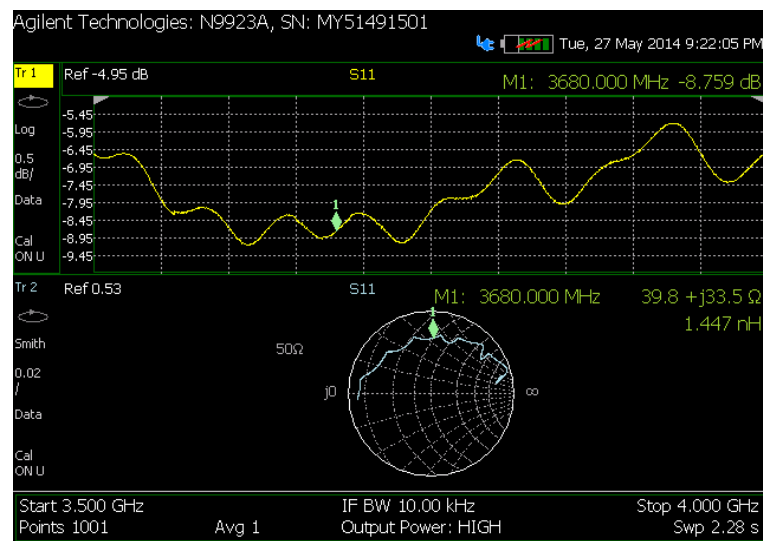
Novos testes experimentais foram realizados no intuito de se buscar a impedância de entrada vista pela porta de inserção e medição dos sinais injetados. Foi utilizada para estes testes a haste normal de um metro de comprimento. A seguir têm-se alguns dos resultados das medições realizadas nas Fig. 53, Fig. 54 e Fig. 55.

Fig. 53. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.



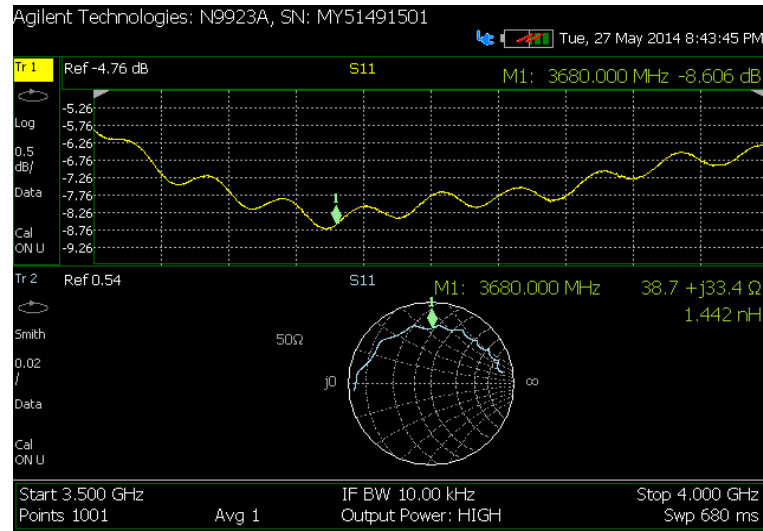
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 54. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 55. Imagem do analisador de redes da medição da impedância de entrada do CHAAF.



Fonte: Acervo do autor.

As medições realizadas para uma haste de 1 metro e fio de referência de 10 cm indicaram valores de impedância de entrada do experimento próximos aos encontrados nas simulações apresentando, porém, variações pequenas. O valor de impedância visualizado na maioria das simulações e medições foi de $50 + j 33 \Omega$ para as frequências de 3,68 e 3,75 GHz.

Resumidamente, os valores obtidos das simulações e medições para a impedância de entrada do experimento e a sua frequência de ressonância são, respectivamente: $50 + j 33 \Omega$, e 3,75 GHz. Com os parâmetros frequência e impedância de entrada definidos acima, pode-se portanto projetar o circuito acoplador desejado.

Capítulo 6

Projeto do Circuito Casador de Impedâncias: Desenvolvimento Teórico-Computacional e Confecção

As respostas obtidas para o conector CHAAF, tanto os resultados simulados quanto as medições realizadas, precisam apresentar melhor ressonância na faixa de frequência de interesse. Os valores de $|S_{11}|$ obtidos nas medições, por exemplo, como aqueles exibidos na Fig. 53, onde $|S_{11}|$ foi de aproximadamente -9 dB, possuem razoável ressonância, porém é necessário melhorar tal efeito.

Como pode ser visto na mesma figura, a impedância do experimento foi de aproximadamente $50 + j37 \Omega$. Sabendo, porém, que a impedância do cabo coaxial e do instrumento utilizados nas medições são padronizadas com valor de 50Ω , então um circuito casador de impedâncias se faz necessário entre o experimento e o instrumento e seu cabo.

O circuito casador de impedâncias tem a função de garantir um maior acoplamento dos sinais de tensão aplicados à entrada do experimento evitando ou mitigando as reflexões neste ponto. Dessa forma, os sinais de tensão tendem a ser transmitidos ao experimento quase em sua totalidade, e esta condição amplia a seletividade do sistema de detecção de corrosão nas hastes de âncora proposto. As simulações e medições realizadas sobre o cenário do experimento, cujos resultados encontram-se nas figuras Fig. 49, Fig. 50, Fig. 51, Fig. 53, Fig. 54 e Fig. 55, mostraram o comportamento de sua impedância de entrada. Os valores dessa impedância foram de aproximadamente $50 + j 37 \Omega$, para os testes realizados utilizando os comprimentos de uma haste normal e fio de referência, respectivamente, um metro e dez centímetros. Esses valores de impedância foram registrados nas simulações e medições, respectivamente, para as frequências 3,68 GHz e 3,75 GHz.

Resumidamente, os valores obtidos das simulações e medições para a impedância de entrada do experimento e a sua frequência de ressonância são, respectivamente: $50 + j 37 \Omega$ e 3,75 GHz. Em algumas simulações computacionais, esta foi a frequência de melhor ressonância do experimento apresentando impedância de entrada com valores muito próximos a $50 + j 37 \Omega$.

Com os parâmetros frequência e impedância de entrada definidos acima, pode-se portanto projetar o circuito casador desejado. Deve-se lembrar que o circuito casador de impedâncias permite realizar o casamento entre impedâncias que possam ter componentes imaginárias não nulas, como é o caso da impedância de entrada do experimento cujo valor reativo é $+j 37 \Omega$ para a frequência de 3,75 GHz.

Dois tipos de circuitos casadores de impedância foram então projetados neste trabalho de Tese: i) *stub* simples; ii) casador por trecho de linha. O *stub* projetado é do tipo série com terminação em circuito aberto. O casador por trecho de linha, porém, é na verdade uma linha de microfita cujo casamento desejado foi determinado através de simulações computacionais. Ambos os circuitos foram simulados e fabricados, e os resultados das simulações e medições sobre cada um deles serão apresentados a seguir.

6.1. Projeto do circuito casador *stub* simples

O *stub* projetado é do tipo série com terminação em circuito aberto e sua função é anular os efeitos da componente imaginária ($+j33 \Omega$) da impedância de entrada do experimento na frequência de interesse, 3,75 GHz. O projeto do *stub* fez uso da Carta de Smith, sendo esta uma ferramenta prática para situações que se desejam realizar casamento de impedância ou acoplamento, como no caso estudado.

A impedância de entrada dada foi de: $Z_L = 50 + j33 \Omega$. Como os dispositivos de alimentação (analisador de redes e cabo coaxial) possuem impedância característica de 50Ω , este é, portanto, o valor da constante de normalização da Carta de Smith. Daí, a impedância de entrada normalizada é de: $z_L = 1 + j0,66 \Omega$.

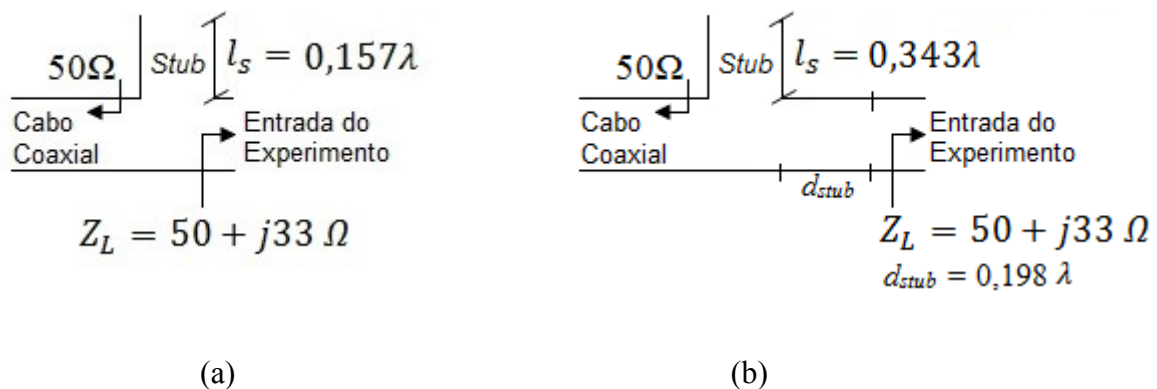
Os parâmetros a serem encontrados para o *stub* escolhido são os comprimentos das linhas de 50Ω do *stub* (l_s) e também entre a entrada do *stub* e o trecho de impedância de entrada do experimento (l_1).

Na Carta de Smith, foi inserido o ponto relativo à impedância de entrada normalizada. Traça-se o círculo de SWR em torno do ponto $z = 1,0$ e vê-se que este círculo toca em dois pontos o círculo $r = 1,0$. Isto permite a aplicação de duas soluções distintas: a primeira define que a impedância de entrada transformada é a própria impedância de entrada do experimento visto que o ponto relativo a ela já se encontra no círculo $r = 1,0$; e a segunda encontra o segundo ponto sobre o círculo $r = 1,0$ tal que este seja o conjugado complexo do primeiro ponto.

Para a primeira solução (solução 1), tem-se:

A impedância de entrada transformada ($z_1 = z_L = 1 + j0,66 \Omega$), a qual implica que o comprimento de linha cuja impedância característica é dada pela impedância de normalização (50Ω) seja nulo ($l_1 = 0$). A impedância do *stub*, portanto, deve ser igual ao conjugado complexo da parte imaginária da impedância de entrada ($z_s = -\text{Im}(\bar{z}_L) = -j0,66 \Omega$). A Carta de Smith, nesse caso, após manipulações fornece o comprimento relativo ao ponto da impedância do *stub* normalizada, dado por $d_s = 0,407 \lambda$. O comprimento do *stub* é dado pela diferença: $l_s = d_s - 0,25\lambda = 0,157\lambda$, visto que o percurso para encontrarem os pontos desejados é dado em sentido horário (WTG, da carga ao gerador) desde o valor de z infinito, pois o *stub* termina em circuito aberto, onde o comprimento relativo a ele é $0,25\lambda$. O esboço dado para o acoplador da solução 1 é dado na Fig. 56 (a) [20][21][22].

Fig. 56. Esboço do *stub* para a soluções 1 e 2.



Fonte: Acervo do autor.

O comprimento do *stub* é dado por $l_s = 0,157\lambda = 4,80 \text{ mm}$ para os dados fornecidos de frequência de interesse e permissividade elétrica relativa, além da geometria da linha de microfita a qual forneceu uma permissividade elétrica efetiva de 6,84. Com isso, a velocidade de fase dos sinais que trafegam neste substrato para esta geometria é dada por $\frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{6,84}} \text{ m/s}$. Os procedimentos adotados para a solução 1 estão apresentados na Carta de Smith mostrada abaixo na Fig. 57 [26][27].

Para a segunda solução (solução 2), tem-se:

A impedância de entrada do experimento normalizada, $z_2 = \bar{z}_L = 1 - j0,66 \Omega$, implica, agora, que o comprimento de linha cuja impedância característica é dada pela impedância de normalização (50Ω) seja não nulo. A impedância do *stub*, portanto, deve ser igual ao conjugado complexo da parte imaginária da impedância de entrada ($z_s = -\text{Im}(\bar{z}_L) = +j0,66 \Omega$). O ponto no círculo de comprimentos de onda da Carta de Smith relativo à impedância de carga é $d_L = 0,150 \lambda$. O ponto neste mesmo círculo relativo à impedância de entrada da linha de comprimento d_{stub} conectada à carga é $0,348 \lambda$. A Carta de Smith, nesse caso, $d_{stub} = 0,198 \lambda$. O comprimento do *stub* (L_{stub}) é dado pela diferença, neste caso, do comprimento relativo à z_L , $0,093 \lambda$, e o ponto final do *stub* na Carta de Smith, ou seja no ponto de circuito aberto, onde o comprimento é $0,25 \lambda$, percorrendo-se o sentido WTG. Daí: $L_{stub} = 0,25 \lambda + 0,093 \lambda = 0,343 \lambda$. O esboço dado para o acoplador da solução 2 é dado na Fig. 56 (b) [20][21][22].

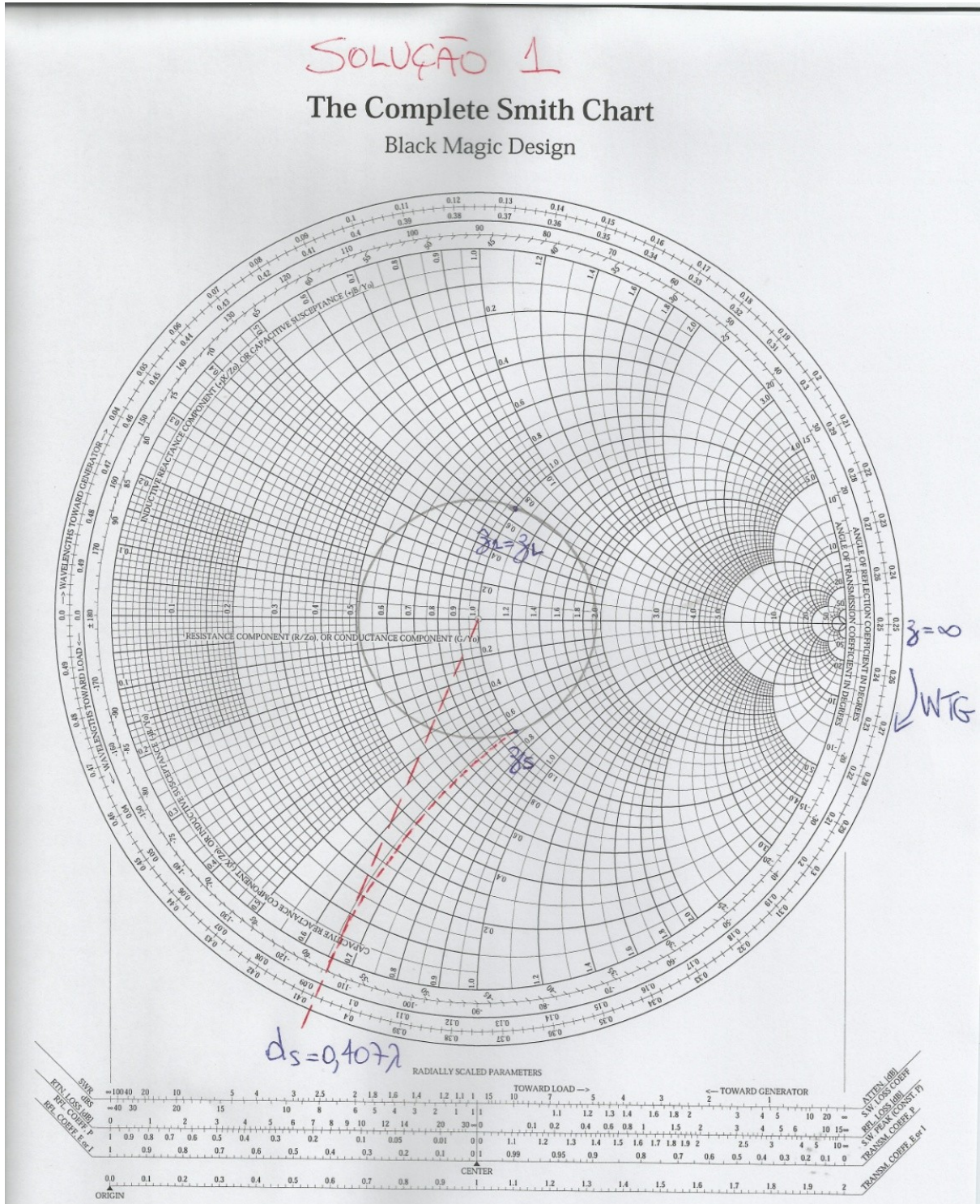
O comprimento do *stub* é dado por $l_s = 0,343\lambda = 10,48 \text{ mm}$ para os dados apresentados, como frequência de interesse e permissividade elétrica relativa. O passo a passo da solução é apresentado na Carta de Smith mostrada abaixo. $l_2 = 0,198\lambda = 6,05 \text{ mm}$. A solução 2 é dada pela Carta de Smith exibida na Fig. 58.

A solução, portanto, que apresentou melhores resultados é a solução 1, pois possui um resultado mais econômico visto que os comprimentos das linhas calculados são menores que aqueles encontrados na solução 2. Isto se deve ao fato de a confecção deste circuito *stub* utilizar placas especiais para circuitos que operam em frequências da ordem de gigahertz, cujos custos financeiros são expressivos. O próximo passo, portanto, é realizar as simulações computacionais de validação e conseqüentemente a confecção logo em seguida da placa de microfita que comportará o *stub* projetado.

6.1.1.Cálculo das dimensões da placa do acoplador *stub*, e simulações de validação

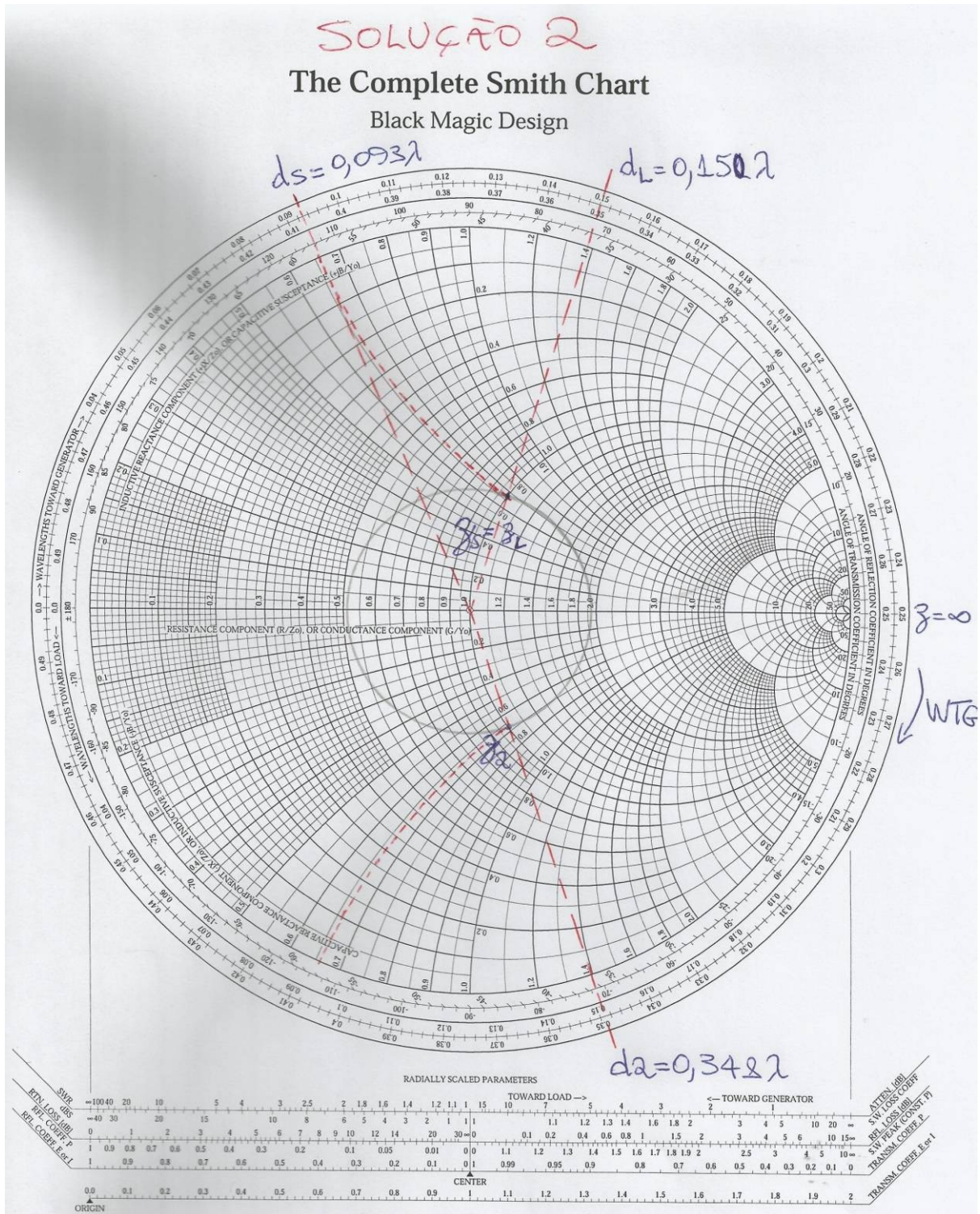
A tecnologia de fabricação do *stub* projetado é conhecida por linhas de microfita. A placa de microfita é uma tecnologia usual para construir circuitos que operam em frequências de micro-ondas, como no caso estudado.

Fig. 57. Carta de Smith para a solução 1 do stub.



Fonte: Acervo do autor.

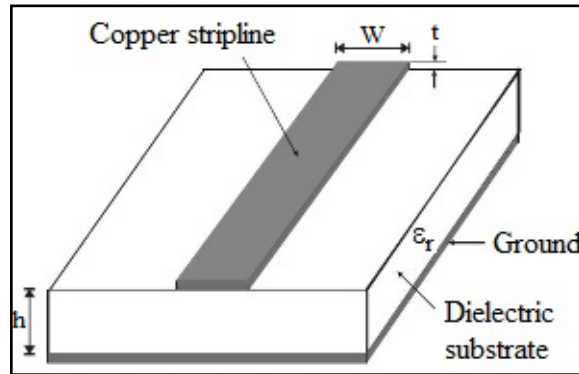
Fig. 58. Carta de Smith para a solução 2 do stub.



Fonte: Acervo do autor.

A Fig. 59 exibe o esboço comum de uma linha de transmissão projetada numa placa de microfita. Os parâmetros de interesse, nesse caso, são a permissividade elétrica relativa (ϵ_r) e a espessura (h) do substrato, pois é nele que, mesmo parcialmente, trafegará o sinal de micro-ondas a ser aplicado na placa de microfita.

Fig. 59. Esboço de uma linha de transmissão projetada em uma placa de microfita.



Fonte: Acervo do autor.

As Eq. 44, Eq. 45, Eq. 46 e Eq. 47 são utilizadas para o projeto de cada trecho de linha de transmissão na placa de microfita. No caso do *stub* projetado, os comprimentos das linhas a serem confeccionadas em microfita, para o substrato utilizado, neste caso Duroid RT6010, são: 16 mm (*stub* propriamente dito) e 20 mm (linha para fixação do conector SMA da placa para conexão ao *stub* tanto ao cabo coaxial vindo do analisador de redes quanto à entrada do experimento, nesse caso à entrada do conector CHAAF).

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right), & \text{para } \frac{w}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi(\epsilon_e)^{-1/2}}{\left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right)\right]}, & \text{para } \frac{w}{d} > 1 \end{cases} \quad \text{Eq. 44}$$

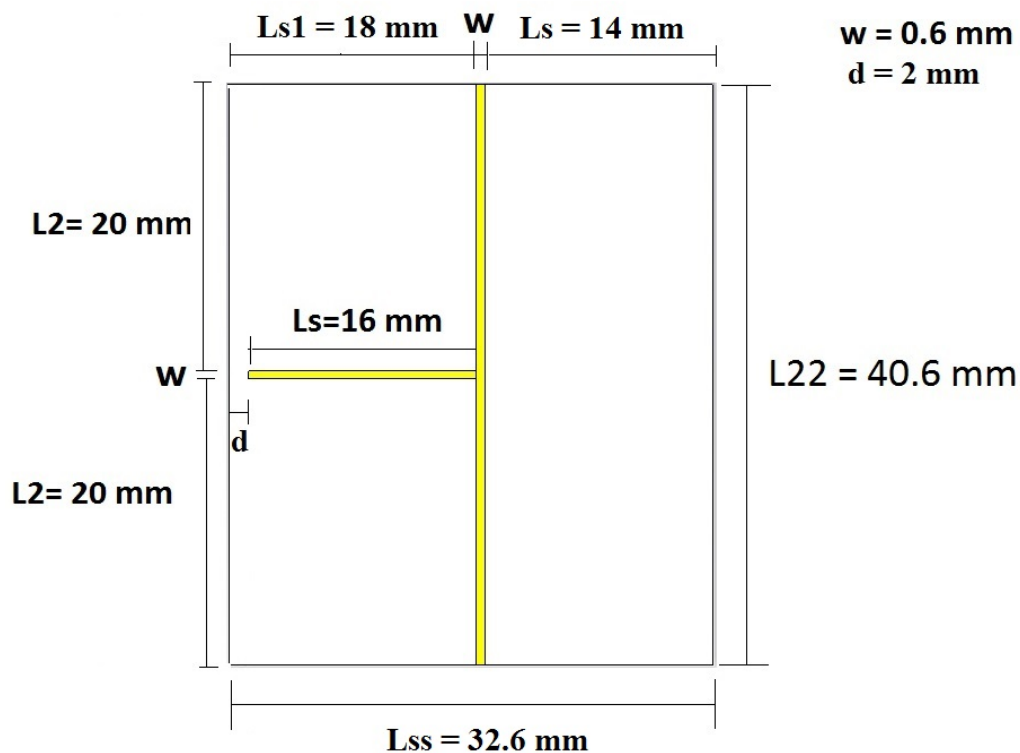
$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A-2}}, & \text{para } \frac{w}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right], & \text{para } \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad \text{Eq. 45}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Eq. 46}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}} \right)^{-1} \quad L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_e}} \quad L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{Eq. 47}$$

Manipulando as equações de construção das linhas de transmissão em linhas de microfita foram encontradas as seguintes larguras (w) dessas linhas, esboçadas na Fig. 60.

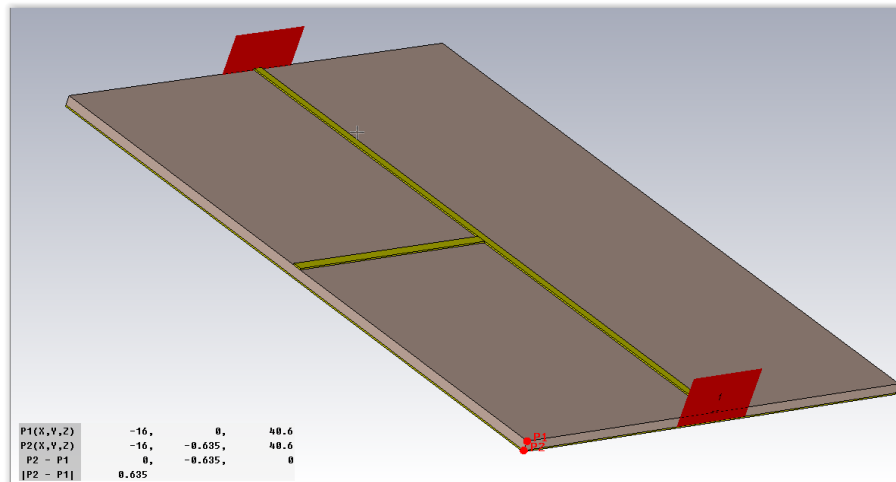
Fig. 60. Esboço da placa de microfita do stub projetado.



Fonte: Acervo do autor.

De posse do esboço acima para a placa de microfita do stub, foi iniciada uma sequência de simulações computacionais no *software* CST Studio para a validação do casador da Fig. 60. A placa utilizada foi uma placa de duroid de referência RT6010 cujos parâmetros, permissividade elétrica relativa (ϵ_r) e a espessura (h) do substrato, são respectivamente: 10,2 e 0,635 mm. A Fig. 61 mostra o esboço de simulação da placa do stub no CST Studio.

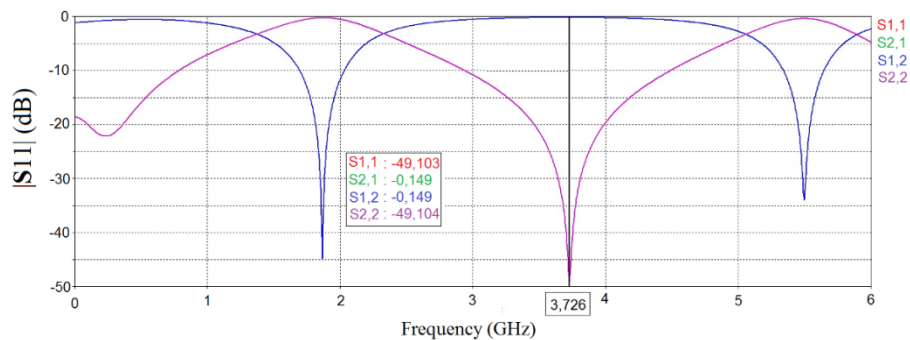
Fig. 61. *Esboço de simulação do stub.*



Fonte: *Acervo do autor.*

As respostas das simulações realizadas, a partir dos parâmetros de espalhamento nas portas da placa do *stub*, podem ser visualizadas na Fig. 62.

Fig. 62. *Respostas das simulações para a placa do stub projetado.*



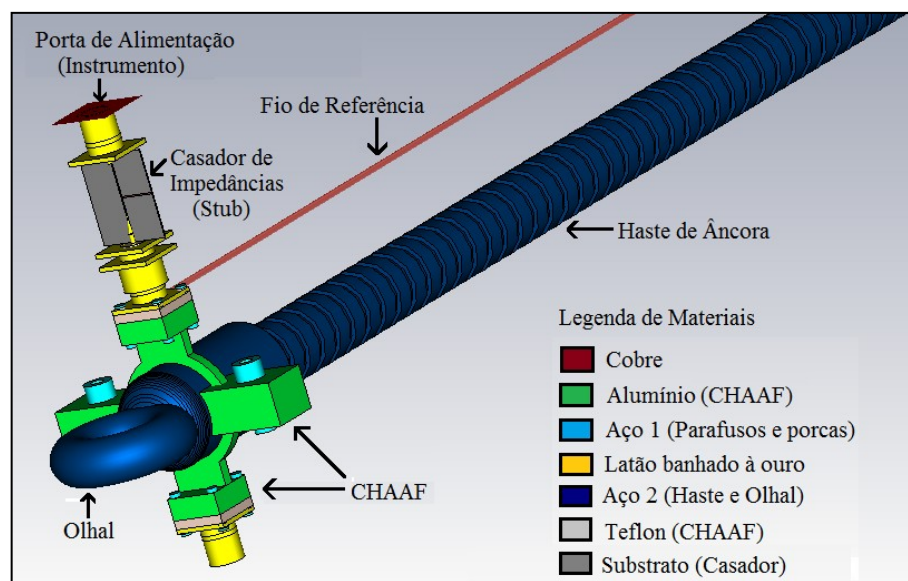
Fonte: *Acervo do autor.*

As respostas das simulações do *stub* da Fig. 61 são visualizadas na Fig. 62 e mostram um comportamento esperado para este tipo de estrutura. Isso pode ser verificado pelos valores assumidos dos parâmetros de espalhamento obtidos dessas simulações.

Os parâmetros de reflexão, por exemplo, S11 e S22 tiveram valores de seus módulos de aproximadamente -50 dB, na frequência de 3,726 GHz e abaixo de -25 dB na faixa de frequência de interesse, ou seja, frequências entre 3,65 GHz e 3,85 GHz, mostrando que o *stub* realizará o casamento entre as impedâncias do instrumento e do experimento.

Os parâmetros de transmissão do *stub*, S12 e S21, por sua vez, apresentaram valores de seus módulos próximos 0 dB numa faixa de frequências a qual engloba a banda de interesse. Isso mostra que os sinais aplicados às portas do *stub* nas frequências de interesse sofreram perdas e reflexões bastante reduzidas, e assim pode ser realizado o casamento entre as impedâncias do cabo coaxial do analisador de redes e a entrada do conector CHAAF, como desejado. O esboço do cenário de testes quando da confecção e validação do circuito casador *stub* está apresentado na Fig. 63.

Fig. 63. Esboço do cenário de testes com o *stub* projetado e o experimento.

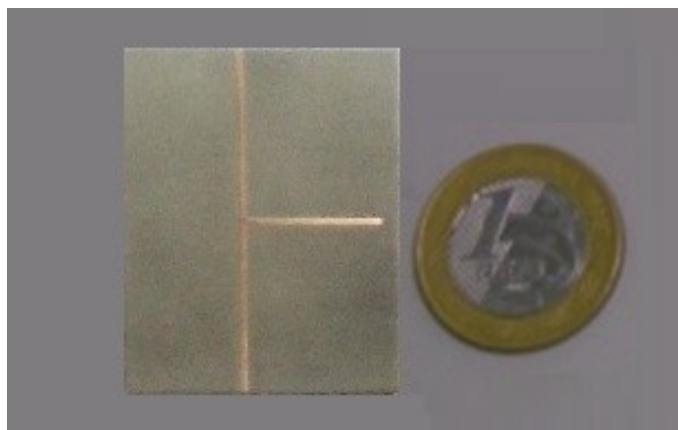


Fonte: Acervo do autor.

6.1.2. Confecção do *stub* projetado

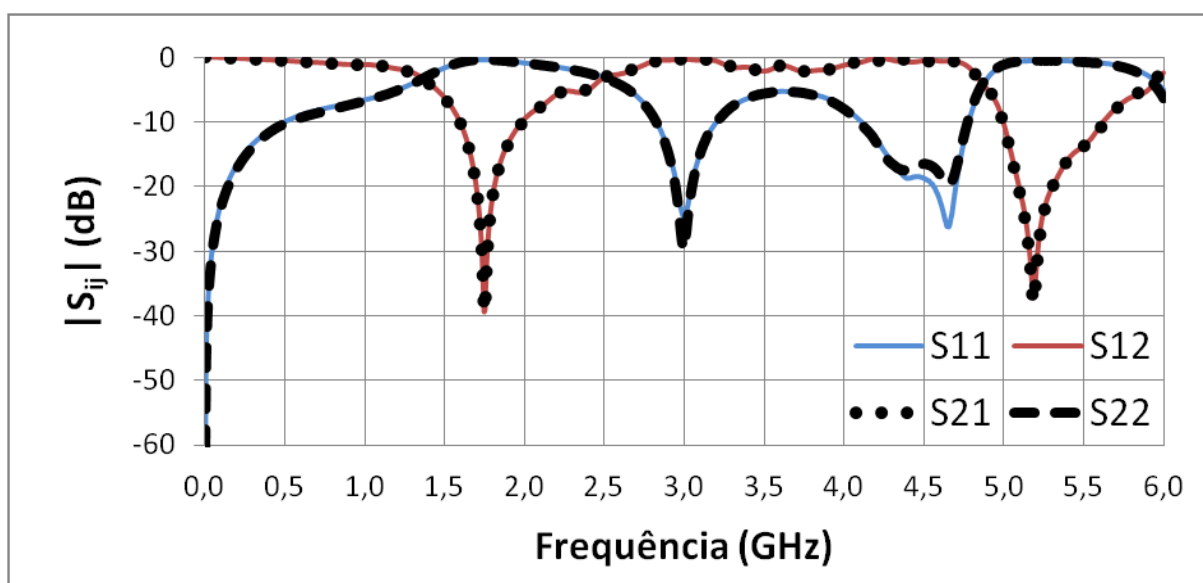
A confecção ou fabricação do *stub* foi realizada por litografia e a fotografia referente à placa confeccionada desse dispositivo se encontra na Fig. 64. De posse da placa do *stub* fabricado, foi realizada a etapa de soldagem dos conectores SMA em suas portas, o que levou um período expressivo de tempo devido aos cuidados e detalhes exigidos para estas soldas. Com a placa do *stub* finalizada, foram realizados testes para verificar as respostas da placa para a faixa de frequências de interesse. A Fig. 65 apresenta os resultados dos testes experimentais realizados sobre a placa do *stub* onde suas portas estavam conectadas às portas 1 e 2 do instrumento de medição via cabo coaxial.

Fig. 64. Fotografia da placa do stub fabricado.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 65. Resultados dos testes experimentais sobre o casador stub.

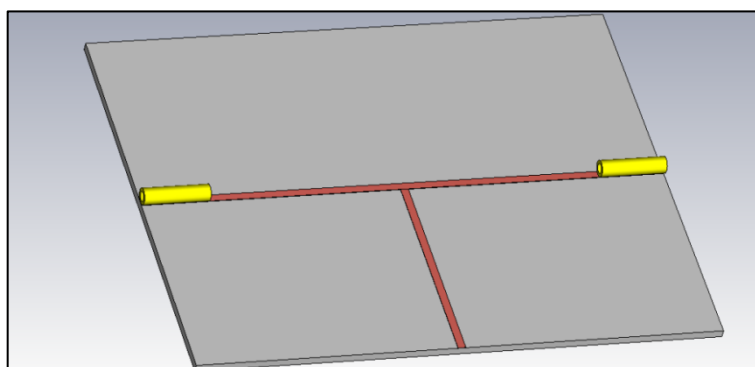


Fonte: Acervo do autor.

Comparando os resultados das simulações computacionais do casador *stub* com os resultados experimentais obtidos, respectivamente apresentados nas Fig. 62 e Fig. 65, nota-se que houve um deslocamento de 750 MHz em relação às frequências de ressonância dos resultados medido e simulado. A explicação para este deslocamento é que o projeto do *stub* não levou em conta a influência do conector SMA utilizado em sua placa, especificamente a presença do pino central deste conector. Esta constatação só veio à tona quando da realização

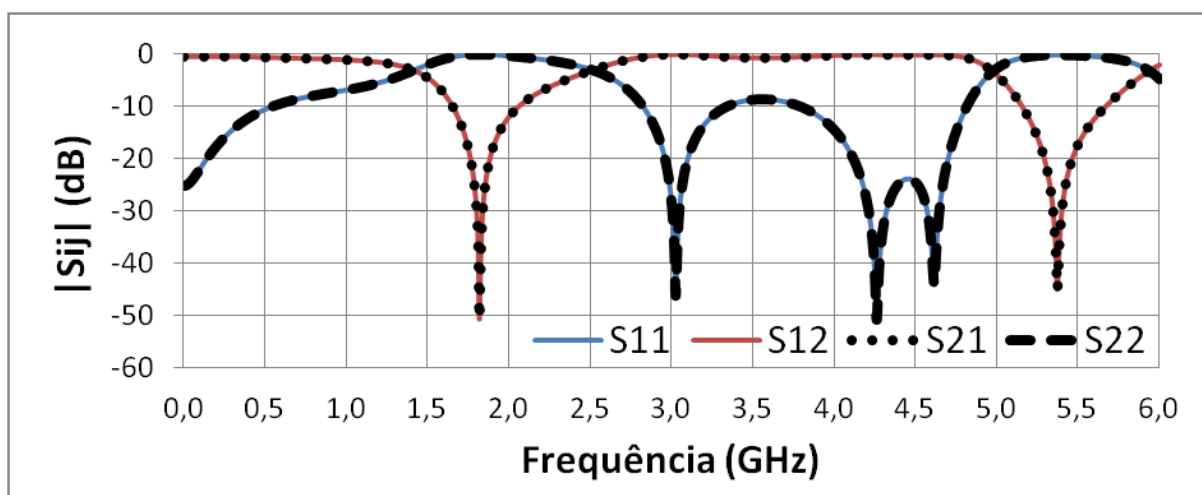
do projeto do circuito casador por trecho de linha, sendo este deslocamento no casador *stub*, o motivo para se projetar outro tipo de circuito casador. Uma nova simulação foi, portanto, realizada recentemente sobre o casador *stub*, onde foram adicionados ao esboço de simulação os pinos centrais dos conectores SMA em ambas as portas do *stub*. O esboço de simulação e os resultados simulados deste podem ser vistos nas Fig. 66 e Fig. 67, respectivamente.

Fig. 66. Esboço de simulação do *stub* com presença dos pinos dos conectores SMA.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 67. Resultados das simulações do casador *stub* ilustrado na Fig. 66.



Fonte: Acervo do autor.

Comparando os resultados apresentados nas Fig. 65 e Fig. 67, respectivamente os resultados medidos nas portas 1 e 2 do casador *stub* fabricado, e os resultados das simulações realizadas sobre o *stub* apresentado na Fig. 66, percebe-se grande semelhança entre eles. Isto é

explicado pela introdução dos pinos centrais dos conectores SMA no esboço de simulação da placa do *stub*. Caso se opte por fabricar o *stub*, deve-se esboçar nas simulações os pinos dos conectores SMA, caso contrário, poderá ocorrer deslocamentos indesejados nas frequências de interesse. Isto dependerá dos comprimentos das linhas de microfita, das características do substrato e da geometria do circuito (permissividade elétrica relativa e efetiva, velocidade de propagação) e também das frequências envolvidas nas simulações e testes experimentais.

6.2. Projeto do circuito casador por trecho de linha

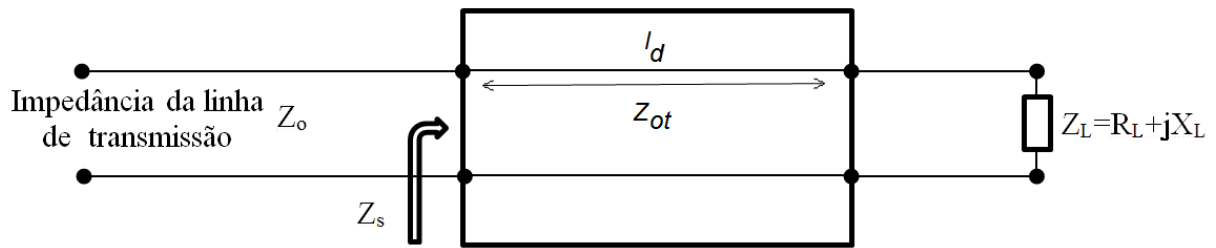
O casador por trecho de linha é um circuito de projeto mais simples e realiza o casamento entre trechos de LTs ou cargas para uma faixa estreita de frequência. Este casador é uma alternativa ao transformador de quarto de onda quando se tem uma carga com componentes reativas não desprezíveis. Sabe-se, porém, que a carga (experimento) a qual se deseja “casar” ao instrumento (analisador de redes) utilizado, possui impedância cuja parte reativa é não nula para a faixa de frequência de interesse (3,75 GHz). Como o circuito casador *stub* não havia atendido à época as expectativas, pois não se levava em conta a presença dos conectores SMA, então o projeto do casador por trecho de linha mostrou-se uma opção conveniente para substituir o casador *stub*.

O método utilizado nos cálculos para este tipo de casamento de impedâncias será, portanto, exibido sucintamente a seguir antes de ser apresentada a metodologia utilizada na obtenção dos parâmetros do casador por trecho de linha desejado.

Seja o circuito da Fig. 68, onde se deseja obter os parâmetros da LT que representa o casador, neste caso: l_d e Z_{0t} , respectivamente o comprimento e a impedância característica do trecho de linha [28]. Do esquema elétrico apresentado, deve-se encontrar o valor de Z_s , impedância vista na entrada do conjunto formado pelo trecho de linha e a carga, e para garantir o casamento da carga à linha de alimentação, cuja impedância característica é Z_0 , deve-se igualar Z_s a Z_0 . A formulação que define Z_s e impõe a condição de casamento é vista na Eq. 48 [28].

$$Z_s = Z_{0t} \left[\frac{Z_L + jZ_{0t} \operatorname{tg}(\beta l_d)}{Z_{0t} + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l_d)} \right] = Z_0 \quad \text{Eq. 48}$$

Fig. 68. Esquema elétrico do casador por trecho de linhas entre uma LT e uma carga.



Fonte: Modificada de (Justino Ribeiro, 2008).

Fazendo $\mathbf{Z}_L = R_L + jX_L$, como mostrado no esquema apresentado, e substituindo esta expressão na Eq. 48, serão obtidas duas equações, Eq. 49 e Eq. 50, as quais representam as partes reais e imaginárias obtidas das manipulações sobre a referida equação.

$$\operatorname{tg}(\beta l_d) = Z_{0t} \frac{(Z_0 - R_L)}{Z_0 X_L} \quad \text{Eq. 49}$$

$$\operatorname{tg}(\beta l_d) = \frac{Z_{0t} X_L}{(Z_0 R_L - Z_{0t}^2)} \quad \text{Eq. 50}$$

Igualando as Eq. 49 e Eq. 50, encontra-se a formulação para \mathbf{Z}_{0t} , mostrado na Eq. 51.

$$Z_{0t} = \sqrt{Z_0 \left(R_L + \frac{X_L^2}{R_L - Z_0} \right)} \quad \text{Eq. 51}$$

De posse do valor calculado da impedância característica do trecho de linha (\mathbf{Z}_{0t}), o comprimento deste trecho de linha, (l_d), pode ser encontrado utilizando as Eq. 49 e Eq. 50.

As restrições para o uso deste método foram obtidas da Eq. 51, e são apresentadas nas Eq. 52 e Eq. 53.

$$R_L + \frac{X_L^2}{R_L - Z_0} > 0 \quad \text{Eq. 52}$$

$$R_L \neq Z_0 \quad \text{Eq. 53}$$

O circuito casador por trecho de linha que se deseja construir, portanto, precisa realizar aproximações para evitar erros que inviabilizem seu projeto e construção, já que a parte real da impedância de carga que se deseja “casar” ao instrumento é igual à impedância característica deste último, na frequência de interesse. A solução adotada para encontrar o trecho de linha desejado foi encontrar os parâmetros do casador a partir de simulações computacionais, cuja metodologia e resultados estão apresentados a seguir. Para isso, utilizou-se a ferramenta *Design Studio* do CST 2011.

6.2.1. Casador por trecho de linha – versão 1

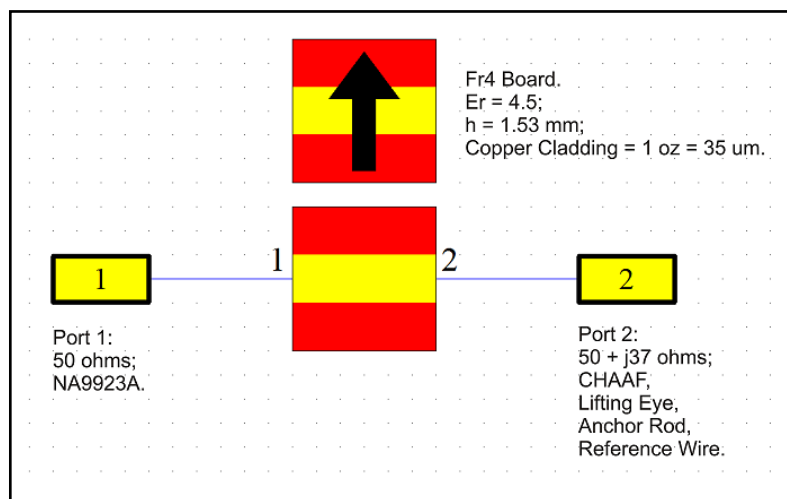
O casador por trecho de linha foi projetado basicamente em três versões: 1, 2 e final. Essa distinção foi devida ao deslocamento de frequência que foi encontrado entre os resultados simulados e medidos da versão 1 do casador, e na versão inicial do casador onde ainda se conhecia a influência dos pinos centrais dos conectores SMA no próprio trecho de linha que estava sendo projetado. Tanto o projeto inicial em ambas as versões quanto o final seguiram uma metodologia semelhante dividida basicamente em projeto computacional, fabricação da PCI e soldagem dos conectores e testes experimentais de validação.

O projeto computacional do circuito casador por trecho de linha foi realizado no ambiente do CST *design studio* 2011. A ideia foi obter o comprimento e a largura desejada do trecho de linha considerando as seguintes condições: i) as impedâncias que se desejava “casar” possuem os valores de 50Ω (instrumento) e $50 + j37 \Omega$ para a frequência de 3,75 GHz; e ii) a placa a ser utilizada na fabricação deste casador é de microfita de substrato FR4 com os parâmetros: permissividade elétrica relativa igual a 4,5 e espessura do substrato de 1,53 mm.

A metodologia inicialmente adotada para se projetar este casador foi dividida da seguinte forma: i) encontrar o comprimento e a largura desejada para o trecho de linha a partir do CST *design studio* 2011 respeitando as condições supracitadas; ii) Criar o esboço 3D de simulação do casador no CST *studio* para ver qual a nova faixa de frequência de ressonância, visto que as portas 1 e 2 do trecho de linha nesta simulação são de 50Ω , e na prática se quer uma ressonância próxima a 3,75 GHz (frequência de interesse) quando uma das portas do casador estiver conectada ao experimento; iii) Fabricar e testar o casador, inicialmente apenas no analisador de redes, onde ambas as portas são de 50Ω ; iv) Testar o casador num cenário de testes onde há em uma das portas o experimento (impedância de $50 + j37 \Omega$), e verificar se

ele ressoa satisfatoriamente na frequência de interesse. A Fig. 69 apresenta o esboço computacional criado para o projeto inicial do casador por trecho de linha.

Fig. 69. Esboço realizado no CST design studio para o projeto inicial do casador.



Fonte: Acervo do autor.

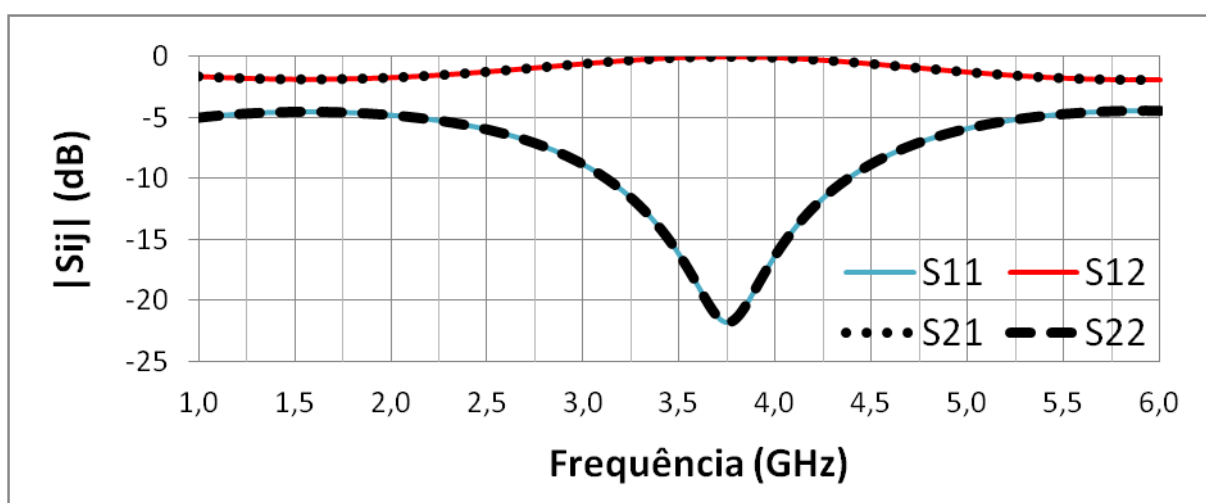
Como pode ser visto na Fig. 69, o esboço criado para o projeto inicial do casador traz as seguintes informações, necessárias à condução deste projeto: i) o bloco central representa o trecho de linha e está conectado lateralmente às portas 1 e 2, como desejado; ii) as portas 1 e 2 possuem impedâncias de 50Ω e $50 + j37 \Omega$, respectivamente, e representam nessa ordem a impedância vista do cabo coaxial que conectará o casador ao instrumento, e o experimento propriamente dito o qual é composto por CHAAF, olhal, haste de âncora e fio de referência. O bloco superior desse esboço apresenta as informações da tecnologia de placa escolhida, cujo tipo é microfita com substrato FR4, permissividade elétrica relativa de 4,5 e espessura do substrato de 1,53 mm, e espessura das camadas de metalização de cobre de 0,035 mm.

O simulador, porém, precisa das condições de banda de frequência e níveis da amplitude desejada (em dB) para realizar a busca da largura (w) e comprimento (L) do trecho de linha projetado. Neste caso, as condições de projeto foram: limite máximo de amplitude dos módulos dos parâmetros de espalhamento de reflexão S_{11} e S_{22} deve ser de -20 dB para uma faixa de frequência entre 3,65 GHz e 3,85 GHz, tendo como frequência central aquela de interesse (3,75 GHz).

Os resultados desta simulação apresentaram uma combinação de pares de comprimentos e largura para o trecho de linha, onde foi escolhido aquele de maior

conveniência e economicidade no que diz respeito à sua fabricação. A Fig. 70 apresenta os resultados da simulação realizada para o projeto inicial do casador por trecho de linha. Como se vê, os valores de $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$ foram sempre menores que -20 dB na faixa de frequência de projeto, tendo como frequência central 3,75 GHz, como desejado. Os parâmetros de transmissão, $|S_{12}|$ e $|S_{21}|$, ficaram esperadamente nesta faixa próximos a 0 dB.

Fig. 70. Resultados da simulação do projeto inicial do casador por trecho de linha.



Fonte: *Acervo do autor.*

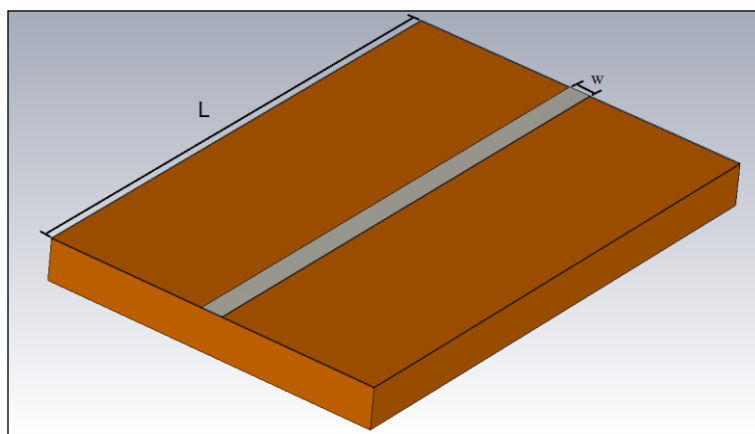
Uma constatação importante foi verificada nestes resultados de simulação. Trata-se da simetria das portas 1 e 2, onde os parâmetros de reflexão obtiveram praticamente respostas idênticas entre si. Esta semelhança também pode ser aplicada aos resultados dos parâmetros de transmissão. Isto implica que após a fabricação da placa do casador, não haverá distinção entre as portas 1 e 2 podendo serem conectadas ora ao experimento (CHAAF, olhal, haste de âncora e fio de referência) ora ao cabo coaxial que conecta o instrumento de medição. Esta constatação reforça os resultados obtidos devido à simetria mecânica do casador.

O par de valores de L e w escolhido, o qual foi obtido desta simulação do projeto inicial do casador por trecho de linha, foi: $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm. De posse desses valores, foi criado o esboço de simulação para a placa do casador com as características do substrato dadas pelo projeto inicial, explícitas na Fig. 69, e com as dimensões dadas pela par L e w escolhido. A Fig. 71 apresenta o esboço de simulação no CST *studio* utilizado para simular o comportamento dos parâmetros de espalhamento do casador projetado nas portas 1 e 2 deste.

Esta simulação está condicionada às impedâncias das portas 1 e 2 para valores exatamente de 50Ω . Isto implicará em obter uma resposta correlata, porém não idêntica, àquela inicialmente proposta onde se tem a porta 2 conectada ao experimento, ou seja, com impedância de $50 + j37 \Omega$ na frequência de interesse (3,75 GHz). Espera-se, portanto obter uma resposta desta simulação com um deslocamento na frequência da faixa de frequência de projeto (de 3,65 GHz a 3,85 GHz). As portas 1 e 2 são colocadas ao final de cada lado do trecho de linha projetado. Elas representam as impedâncias das portas 1 e 2 do instrumento de medição utilizado e os cabos coaxiais que fazem a conexão deste à placa do casador.

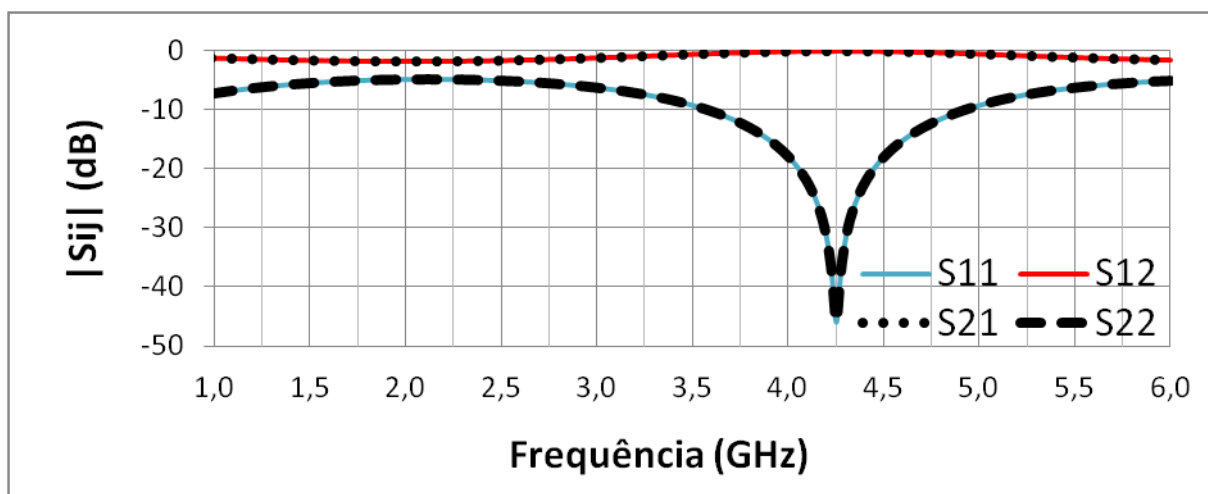
A Fig. 72 apresenta os resultados da simulação sobre o casador da Fig. 71. Como pode ser visto, a frequência correlata à frequência de interesse (3,75 GHz) foi de 4,25 GHz aproximadamente. Esta mesma resposta deve ser verificada quando realizada a medição da placa do casador após sua fabricação. Placas do casador de dimensões $L = 19,4 \text{ mm}$ e $w = 0,8 \text{ mm}$ foram fabricadas em laboratório com a ajuda de máquina de prototipagem. Fotografias desta etapa de fabricação podem ser vistas nas Fig. 73, Fig. 74 e Fig. 75, exibindo o decorrer desta etapa do processo e sua finalização já com quatro placas fabricadas deste casador.

Fig. 71. *Esboço de simulação da placa do casador por trecho de linha.*



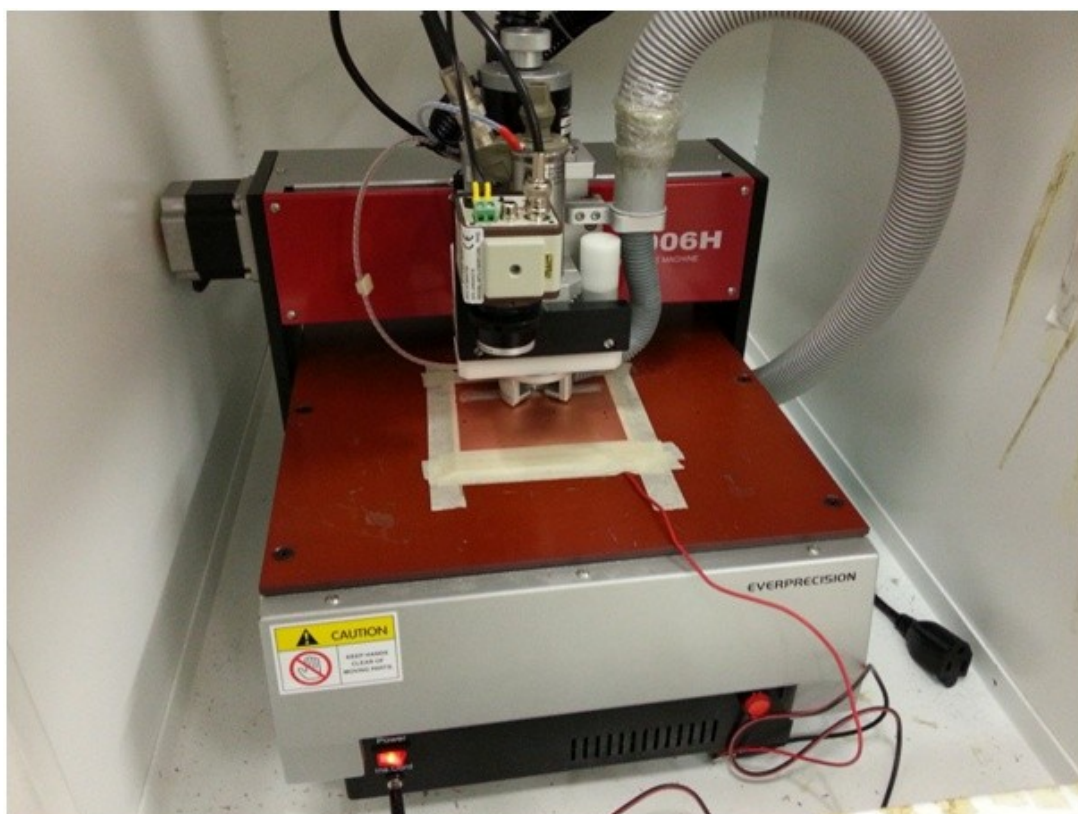
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 72. Resultados da simulação do casador por trecho de linha da Fig. 70.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 73. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (durante).



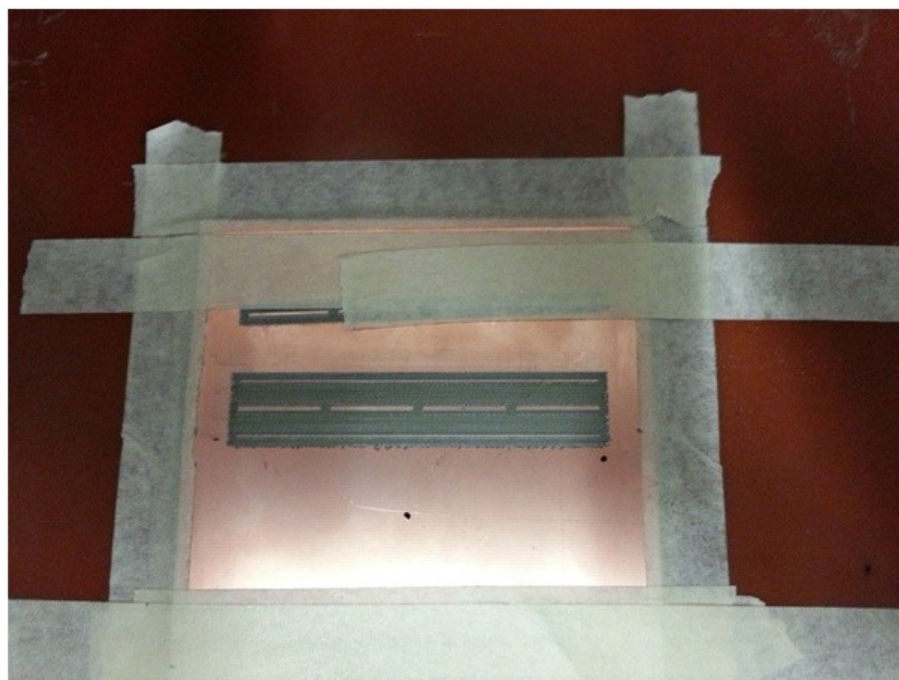
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 74. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (após).



Fonte: Acervo do autor.

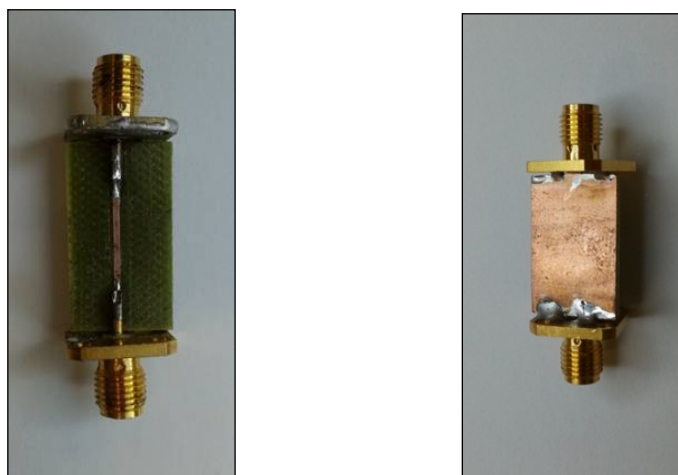
Fig. 75. Fotografia do processo de fabricação da placa do casador (após).



Fonte: Acervo do autor.

De posse das placas do casador já devidamente delineadas pela prototipagem realizada, foi realizada a etapa de soldagem dos conectores SMA em duas das placas fabricadas para assim finalizar o processo de fabricação do casador de trecho de linha e ser possível realizar os testes experimentais necessários para validação dele. A Fig. 76 exibe as fotografias dos lados superior e inferior da placa do casador depois de realizada a soldagem.

Fig. 76. *Fotografia da placa do casador totalmente fabricado.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Com a conclusão do processo de fabricação da placa casador de $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm, foi realizada a etapa de testes experimentais de validação. Estes testes devem apresentar resultados semelhantes àqueles obtidos nas simulações da placa do casador, onde as portas 1 e 2 dele estão com impedância de 50Ω , e que estão exibidos na Fig. 72. A Fig. 77 apresenta as respostas dos resultados medidos para os parâmetros de reflexão e transmissão na porta 1, $|S_{11}|$ e $|S_{12}|$. Devido à simetria das portas do casador, já constatada anteriormente, e por conta da limitação do atual analisador de redes utilizada os parâmetros da porta 2 não foram medidos.

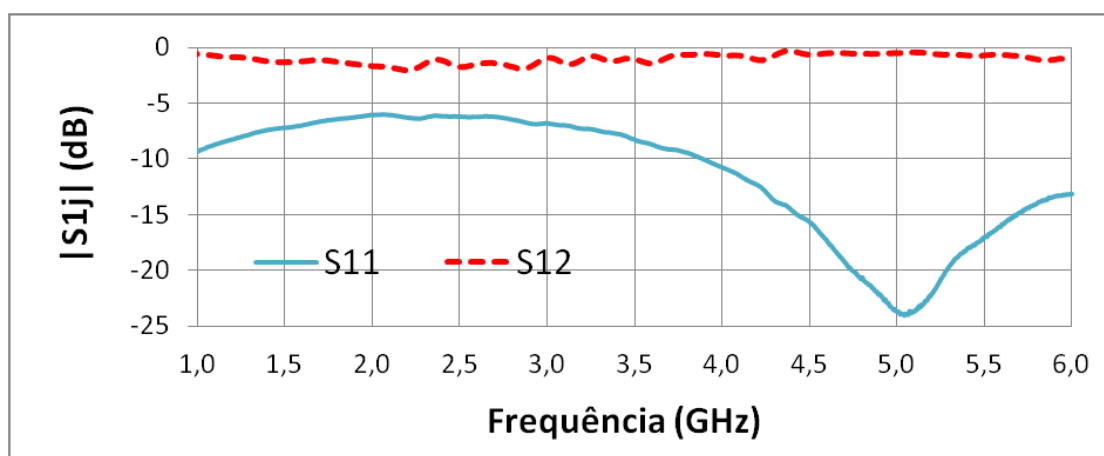
Os resultados apresentados para as medições de $|S_{11}|$ e $|S_{12}|$ quando comparados às simulações da placa deste casador, visualizadas na Fig. 72, evidenciam que houve um deslocamento não desprezível na frequência de ressonância obtida, onde os resultados simulados apresentam ressonância em aproximadamente 4,25 GHz, e os resultados medidos e apresentados na Fig. 77, ressoam, porém, em valores de frequência próximos a 5,05 GHz.

Depois de várias tentativas de análise, para corrigir este deslocamento de 800 MHz na faixa de frequência de interesse, realizou-se um novo esboço de simulação no qual foi inserido um cilindro em cada porta da placa do casador que representa o pino central dos conectores SMA, soldados à placa. Este novo esboço foi construído, pois se percebeu que o comprimento dos pinos das portas 1 e 2 dos conectores SMA era, quando somados, mais da metade do comprimento da linha de microfita do casador (19,4 mm). O comprimento de cada um dos pinos é de 5,1 mm, ou seja, somados os pinos dos conectores SMA possuem um comprimento total sobre a linha de microfita do casador de 10,2 mm sendo, portanto, bastante influentes aos resultados.

O novo esboço do casador pode ser visualizado na Fig. 78. Uma simulação sobre este esboço foi realizada e seus resultados são exibidos e confrontados com os resultados dos testes experimentais, já obtidos anteriormente e visualizados na Fig. 77, sobre este casador de $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm para que se tenha uma certeza sobre a influência dos conectores SMA neste circuito casador. Estes resultados medidos e simulados são vistos na Fig. 79.

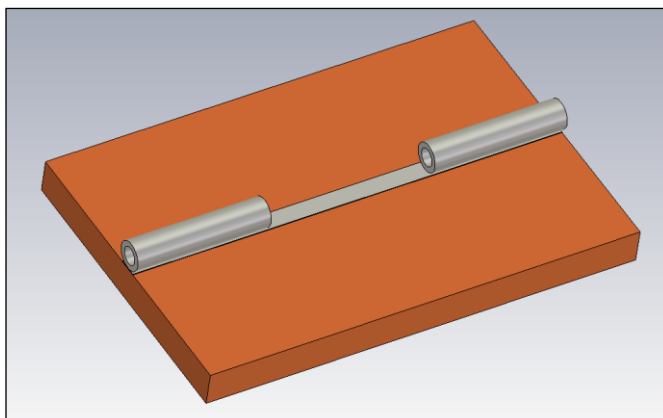
Os parâmetros observados e analisados a partir da Fig. 79 são os módulos de S_{11} e S_{12} . Quatro gráficos são vistos $S_{11} - S$, $S_{11} - M$, $S_{12} - S$ e $S_{12} - M$, e comparando cada resultado medido com seu correspondente simulado, de acordo com os pares $S_{11} - S$, $S_{11} - M$ e $S_{12} - S$, $S_{12} - M$, nota-se que os gráficos correspondentes possuem comportamento bastante semelhante principalmente quando em relação às faixas de frequência de ressonância para S_{11} . Por exemplo, essa faixa possui como frequência central, tanto no resultado simulado quanto no medido, o valor de aproximadamente 5,05 GHz, como esperado.

Fig. 77. Resultados medidos do casador de $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm.



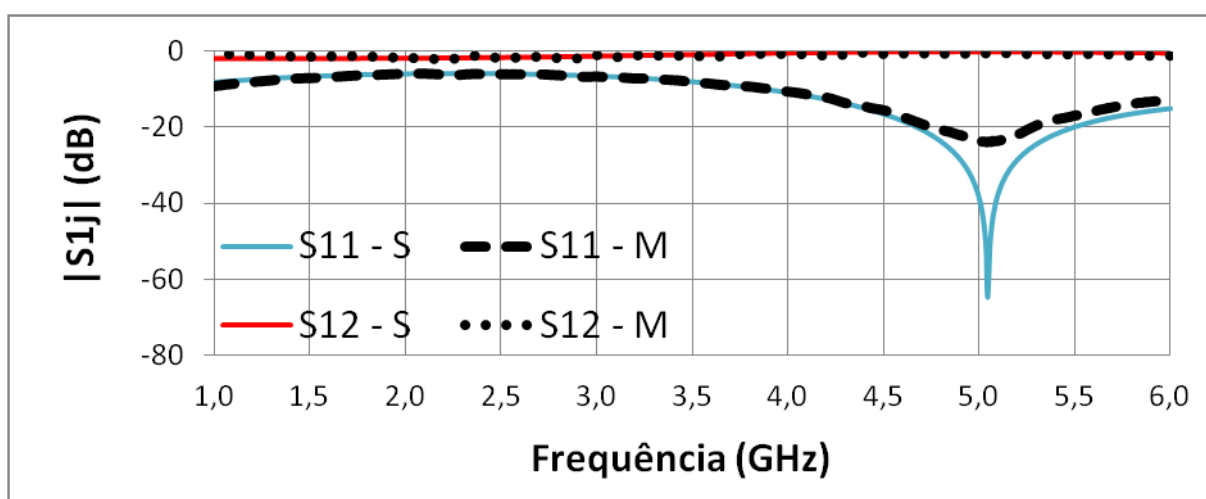
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 78. Esboço melhorado de simulação da placa do casador por trecho de linha.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 79. Resultados medidos e simulados do casador de $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm.



Fonte: Acervo do autor.

Este novo esboço de simulação promoveu grande semelhança entre os resultados simulados e medidos para a placa do casador de $L = 19,4$ mm e $w = 0,8$ mm.

Diante desse resultado, iniciou-se o esboço de um novo casador de impedâncias igualmente por trecho de linha, onde foi mantido o valor da largura deste casador, ou seja, fixou-se $w = 0,8$ mm. O valor do comprimento L do casador foi sendo alterado convenientemente até ser obtido um resultado de simulação semelhante àquele obtido inicialmente para o casador onde as portas 1 e 2 dele possuíam valor de impedância de 50Ω .

Este resultado pode ser visualizado na Fig. 72, onde é visto que a frequência de ressonância foi de aproximadamente 4,25 GHz sendo esta correlata à frequência de interesse (3,75 GHz).

A correlação na frequência ocorre da seguinte forma: para os resultados tanto de simulação quanto os medidos utilizando apenas o instrumento, no caso, sem a presença do experimento (CHAAF, olhal, haste e fio de referência) em uma das portas do casador, a ressonância ocorre numa frequência de aproximadamente 4,25 GHz; para os resultados simulados e medidos com a presença do experimento, ou seja, onde os valores das impedâncias das portas 1 e 2 são, respectivamente 50Ω e $50 + j37 \Omega$, a frequência de ressonância deve ser de 3,75 GHz, pois é esta a frequência que o experimento apresenta melhores resultados de ressonância.

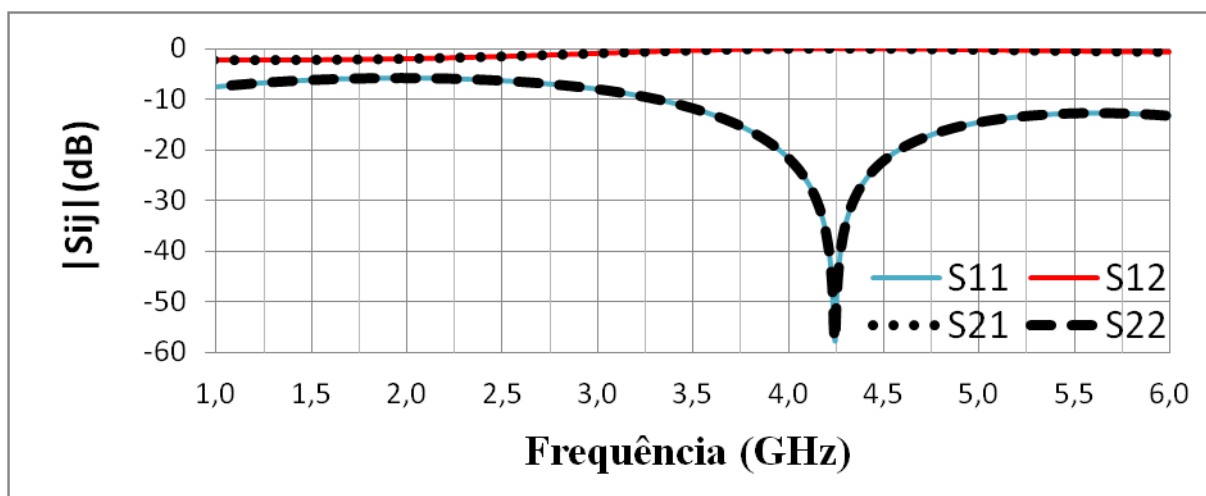
O novo projeto de casador por trecho de linha é apresentado a seguir juntamente com seus resultados medidos e simulados, sendo este o projeto final para o casador desejado.

6.2.2.Casador por trecho de linha – versão 2

O projeto do casador versão 2 se trata, como explicado anteriormente, de uma modificação realizada no projeto inicial do casador por trecho de linha. O comprimento L do casador, portanto, foi alterado convenientemente até alcançar-se um resultado computacional semelhante àquele obtido para o casador do projeto inicial, onde $L = 19,4 \text{ mm}$ e $w = 0,8 \text{ mm}$. Este resultado pode ser visualizado na Fig. 72 cuja frequência de ressonância de 4,25 GHz é correlata à frequência de interesse para o experimento, nesse caso 3,75 GHz.

A Fig. 78 apresenta um esboço de simulação semelhante ao desenvolvido para este projeto final do casador, tendo como única mudança o valor do comprimento L da linha de microfita. Simulações computacionais foram exaustivamente realizadas e o comprimento da referida linha que obteve resposta mais semelhante àquela desejada, ou seja, com valor de frequência ressonância mais próximo de 4,25 GHz, considerando mais uma vez, as portas 1 e 2 do casador ambas com impedância de 50Ω , foi um comprimento de $L = 23,0 \text{ mm}$. A Fig. 80 apresenta, portanto, os resultados da simulação computacional do projeto final do casador de impedâncias nas condições supracitadas.

Fig. 80. Resultados da simulação do projeto final casador por trecho de linha.



Fonte: Acervo do autor.

Os resultados apresentados na Fig. 80, os quais se referem ao projeto do casador versão 2, são correspondentes àqueles visualizados na Fig. 72, relativos ao casador em seu projeto inicial (versão 1). Este último possui esboço de simulação, apresentado na Fig. 71, onde não há a presença dos cilindros que representam os pinos centrais dos conectores SMA utilizados na placa do casador.

Em outras palavras, o esboço de simulação do casador formado pela linha de microfita de comprimento $L = 19,4$ mm e largura $w = 0,8$ mm, possui comportamento correspondente ao esboço de simulação do casador onde a linha de microfita possui mesma largura ($w = 0,8$ mm) e comprimento $L = 23,0$ mm. Isto se deve à influência dos conectores SMA ao circuito casador, onde os comprimentos dos pinos centrais destes são da mesma ordem de grandeza do comprimento da linha de microfita do casador. Estes pinos passam, portanto, a fazer parte do próprio trecho de linha utilizado para realizar o desejado casamento de impedâncias.

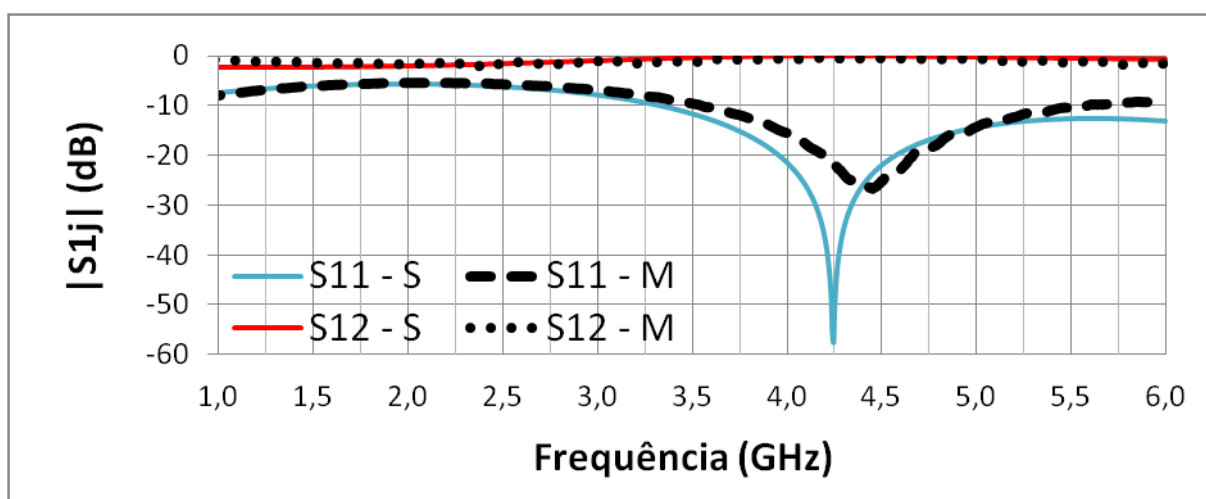
A partir dos resultados obtidos nas simulações computacionais sobre o casador de comprimento $L = 23,0$ mm e a largura $w = 0,8$ mm, foi iniciada a fabricação deste novo casador. A fabricação deste casador foi feita de acordo com o mesmo processo realizado para o casador anteriormente fabricado. A diferença está no fato de para este novo casador foi colocada uma estrutura de acrílico para melhorar a resposta mecânica do casador, visto que a solda dos conectores SMA não garante uma fixação destes à placa protegida contra choques ou estresses mecânicos que os possam levar à quebra ou soltura da placa.

As Fig. 81 e Fig. 82 apresentam os resultados dos testes experimentais obtidos para o casador versão 2 (comprimento $L = 23,0$ mm e $w = 0,8$ mm), respectivamente para os testes utilizando apenas o analisador de redes (portas 1 e 2 com impedância de 50Ω) e para os testes onde em uma das portas se conecta o experimento cuja impedância é de $50 + j37 \Omega$ na frequência de interesse (3,75 GHz).

Nas Fig. 81, além dos resultados medidos para S11 e S12, foram inseridos os resultados simulados destes dois parâmetros para este casador. Os resultados são semelhantes, porém houve um deslocamento de 4,25 GHz para 4,35 GHz na frequência de ressonância do casador. Isto provavelmente se deve a imperfeições durante o processo de fabricação e solda deste casador, visto que foi inserida uma placa acrílica na parte inferior da placa do casador onde se encontra o plano de terra da microfita.

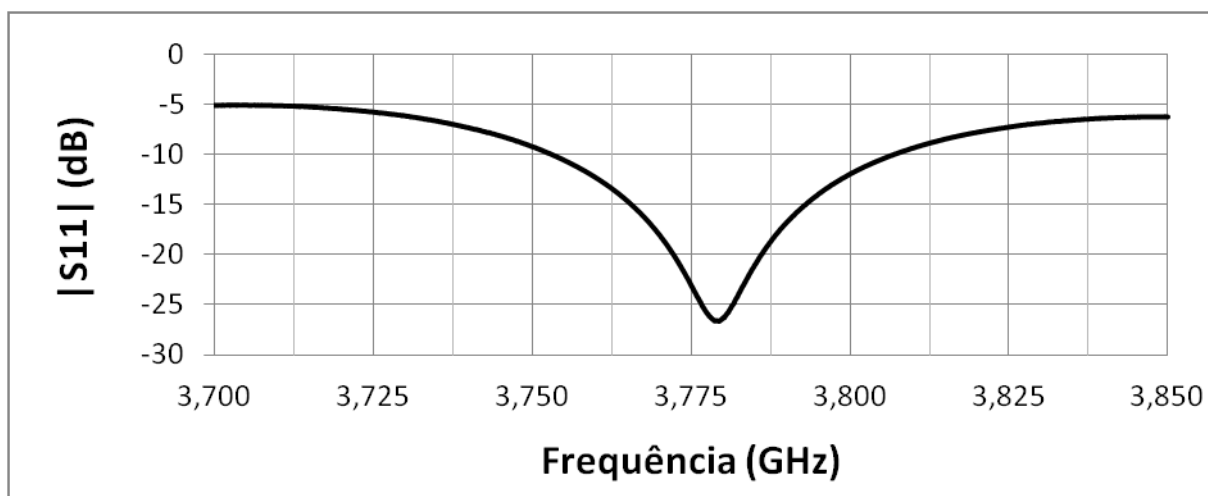
Os resultados medidos deste casador de impedâncias quando conectado ao experimento, visto na Fig. 82, mostram que a frequência de ressonância do casador conectado ao experimento (CHAAF, olhal, haste H1N e fio de referência) é de aproximadamente 3,78 GHz. O deslocamento ocorrido na frequência de ressonância do casador em relação à frequência de interesse (3,75 GHz) foi de apenas 0,03 GHz e este valor ainda continua dentro da faixa de projeto do casador que é de 3,65 GHz a 3,85 GHz. A Fig. 83 mostra fotografia deste último teste experimental.

Fig. 81. Resultados medidos e simulados do casador de $L = 23,0$ mm e $w = 0,8$ mm.



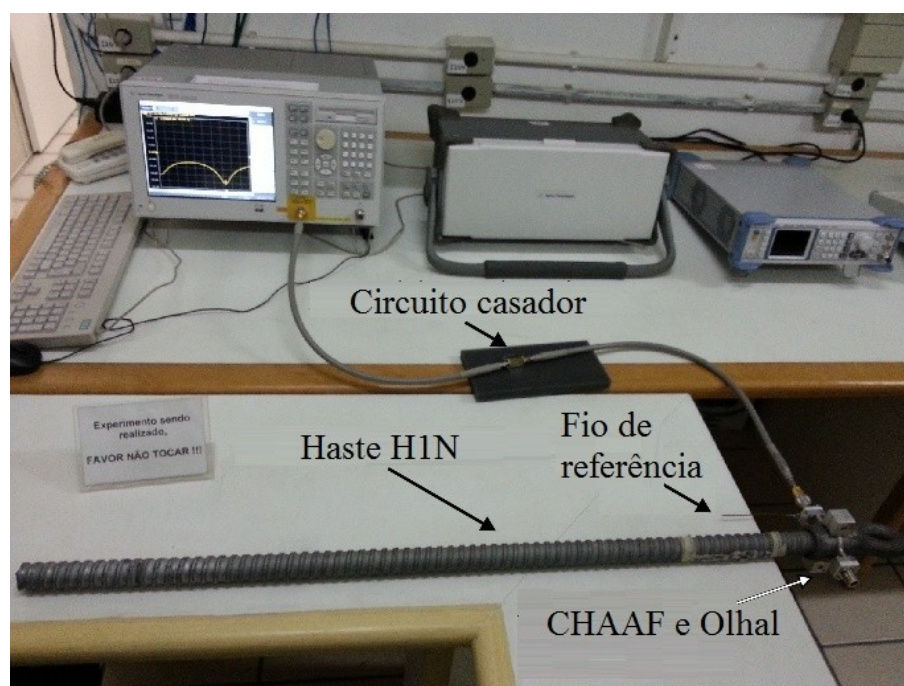
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 82. Resultado da medição do casador $L = 23,0$ mm conectado ao experimento.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 83. Fotografia dos testes com o casador de $L = 23,0$ mm com o experimento.



Fonte: Acervo do autor.

Com o casador fabricado, percebeu-se a necessidade de se ter uma conexão mecânica mais robusta para ele. Esta constatação ocorreu ainda durante os testes experimentais de validação do casador, cujo cenário é mostrado na Fig. 83 apresentada. O experimento em si

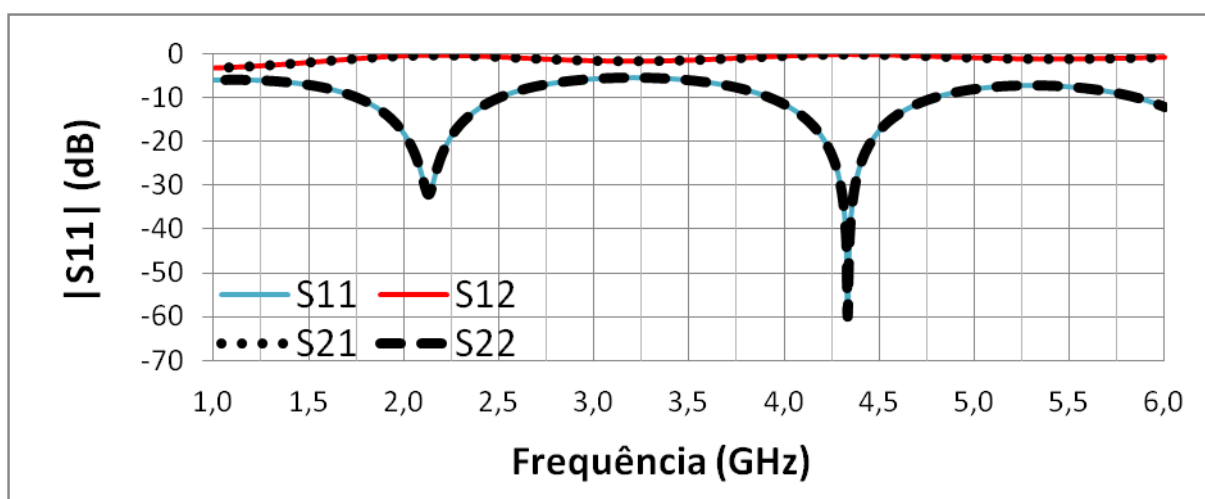
pode impor um estresse mecânico ao conector SMA o qual ele se conecta, e isto pode levar à quebra da placa do casador ou ao rompimento da solda deste conector SMA.

A ideia foi projetar e fabricar uma caixa metálica feita de latão que daria melhor robustez mecânica à placa do casador. Isto demandaria expressivo período de tempo devido à escassez no mercado local de prestadores de serviço para realizar esta fabricação. Teve-se a ideia, portanto, de se projetar um novo casador de impedâncias para se reutilizar a caixa metálica fabricada para abrigar o casador *stub*. Este novo casador é, portanto, a versão final.

6.2.3. Casador por trecho de linha – versão final

O projeto deste casador em sua versão final possui metodologia idêntica aos demais casadores. Uma simulação computacional foi realizada utilizando o comprimento interno da caixa metálica do *stub* e pode ser vista na Fig. 84. Este comprimento mede 40,6 mm e é a distância que liga os conectores SMA das portas 1 e 2, portanto, o comprimento da linha de microfita deste novo casador de impedâncias também por trecho de linha.

Fig. 84. Resultados das simulações do casador final com $L = 40,6$ mm.



Fonte: Acervo do autor.

Como pode ser visto, as simulações para este novo casador mostraram um resultado bastante satisfatório, pois é muito semelhante aos resultados medidos para o casador versão 2 ($L = 23,0$ mm) os quais podem ser vistos na Fig. 81. Este deslocamento na frequência de ressonância de aproximadamente 0,08 GHz (de 4,25 GHz para 4,33 GHz), entre os resultados

simulados e medidos, provocará um deslocamento na frequência de ressonância deste novo casador em relação à frequência de interesse (3,75 GHz). Deve-se, porém, conferir se o sinal medido de $|S_{11}|$ para este casador, quando conectado ao experimento, estará ainda com valor na faixa frequencial de projeto (3,65 GHz a 3,85 GHz).

Este novo casador por trecho de linha de comprimento $L = 40,6$ mm e largura 0,8 mm, foi fabricado como os casadores anteriores, onde houve a etapa de prototipagem da placa e em seguida a exaustiva etapa de solda desta placa à caixa metálica que a abriga.

A Fig. 85 e Fig. 86 apresentam fotografia do casador fabricado já na caixa metálica. As Fig. 87 e Fig. 88 exibem os resultados obtidos das medições de validação do casador de 40,6 mm. Nota-se que a frequência de ressonância destes resultados medidos possui valor próximo a 4,33 GHz como encontrado nos resultados simulados deste casador, vistos na Fig. 84. Fotografias dessa medição podem ser visualizadas nas Fig. 89 e Fig. 90.

Fig. 85. *Fotografia do casador versão final, fabricado e montado na caixa.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Com a validação do casador de 40,6 mm, dada pelos resultados medidos, foram realizados os testes com este casador onde em uma das portas está conectado o experimento. A Fig. 91 apresenta os resultados obtidos deste teste com o experimento, cuja fotografia pode ser vista na Fig. 85. Nesses testes, a ressonância ocorreu para a frequência de 3,75 GHz que é o valor da frequência de interesse estabelecida, onde o valor de $|S_{11}|$ ficou satisfatoriamente

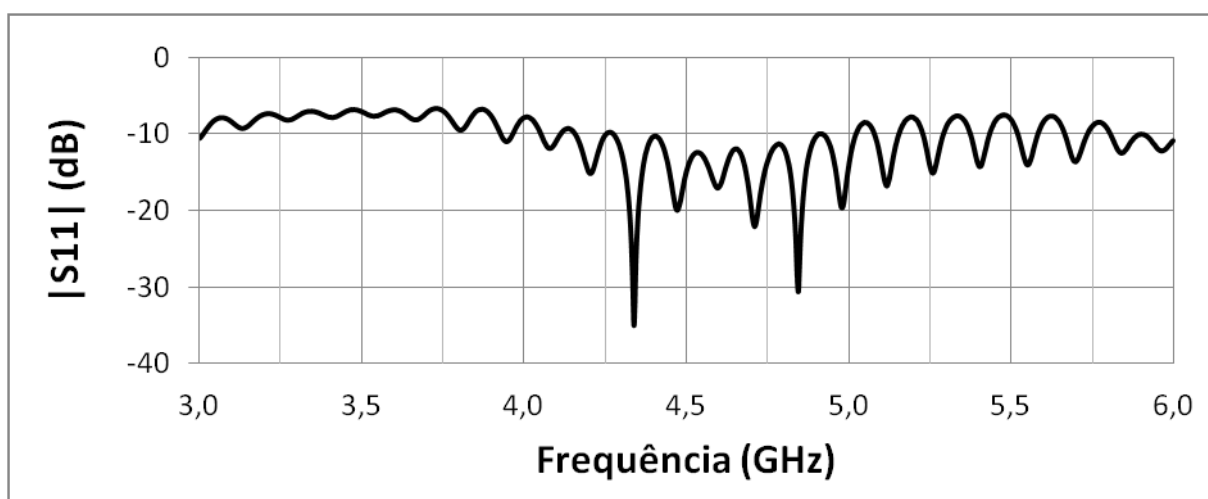
abaixo de -25 dB. As Fig. 92 e Fig. 93 exibem fotografias dos testes realizados utilizando o casador em sua versão final e os componentes do experimento (CHAAF, olhal, haste de âncora e fio de referência).

Fig. 86. Fotografia do casador versão final, fabricado e montado na caixa.



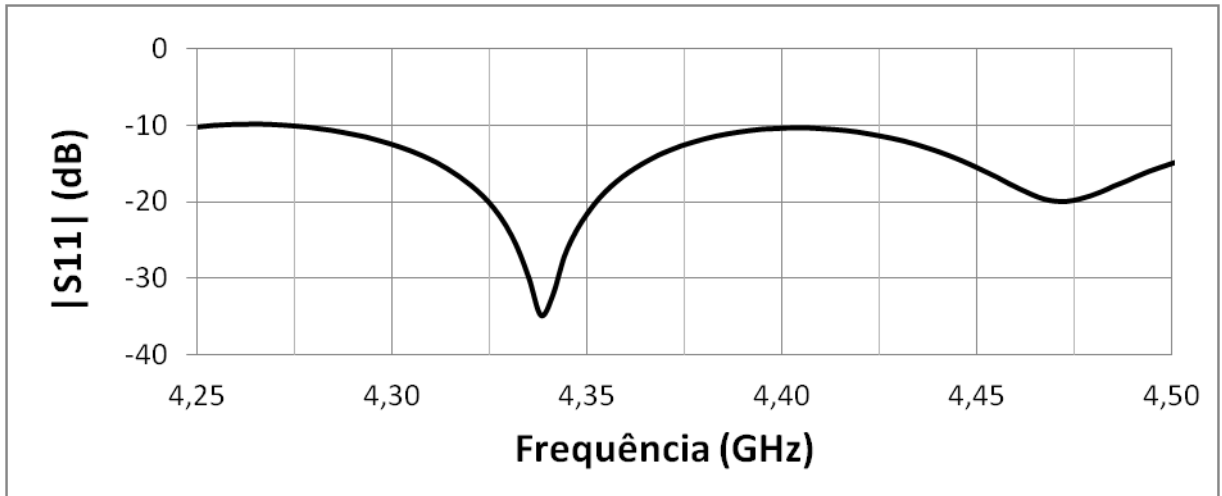
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 87. Resultados das medições do casador final com $L = 40,6$ mm.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 88. Resultados das medições do casador final com $L = 40,6$ mm.



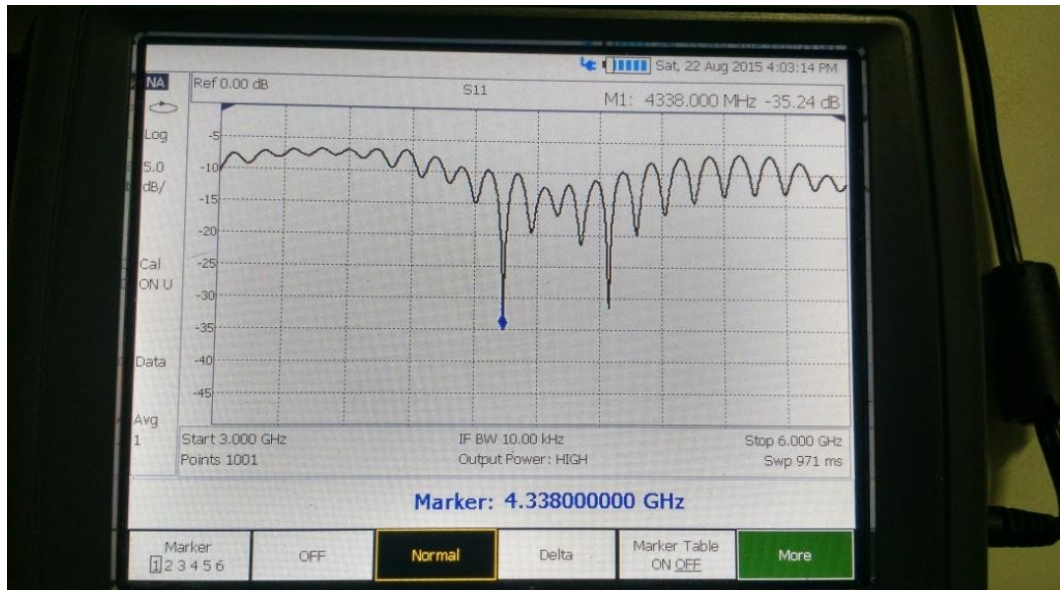
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 89. Fotografias dos testes de validação da placa do casador final.



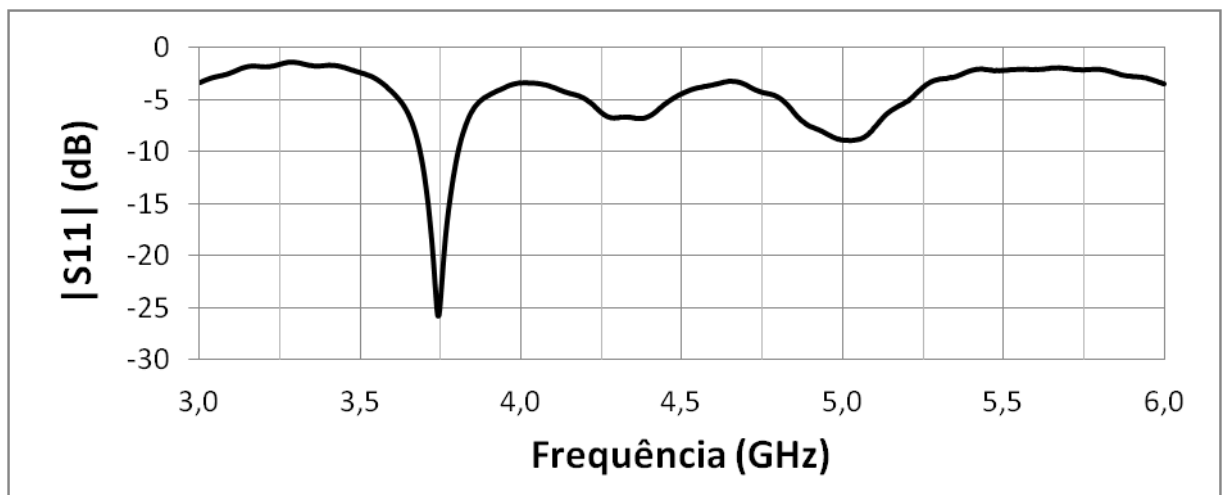
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 90. Fotografia dos testes de validação da placa do casador final.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 91. Resultados medidos do casador $L = 40,6$ mm conectado ao experimento.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 92. Fotografia dos testes de validação da versão final do casador com o experimento.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 93. Fotografia dos testes de validação da versão final do casador com o experimento.



Fonte: Acervo do autor.

A partir dos resultados obtidos com a versão final do casador conectado ao experimento, pôde-se iniciar a etapa de testes com as hastes preparadas para este fim. Vários testes foram realizados com hastes de comprimentos 1 m, 2 m e 3m. Algumas delas ditas normais, pois não apresentavam corrosão ou desgaste, e outras, porém, com desgastes em sua estrutura.

O objetivo destes testes era ter condições de diferenciar um sinal obtido de uma medição com uma dada haste normal, daquele obtido medindo-se uma haste de mesmo comprimento, porém com um visível desgaste. Caso os resultados desses testes sejam satisfatórios, há, portanto, a garantia de que o método adotado consegue finalmente detectar corrosão ou desgaste na haste de âncora. A seguir esses testes serão apresentados.

Capítulo 7

Testes Experimentais sobre as Hastes de Âncora

Depois de alcançados resultados satisfatórios nos testes experimentais de validação do circuito casador por trecho de linha com o experimento desejado (CHAAF, olhal, haste de âncora e fio de referência), foi iniciada a etapa de testes experimentais com as hastes de âncora. Os testes a priori foram chamados de testes de bancada, porém serão apresentados alguns resultados obtidos de testes no campo experimental montado em área aberta da UFPE.

7.1 Testes experimentais de bancada

Os testes de bancada foram realizados em laboratório e sobre conjunto de hastes que possuem comprimentos e classificações distintos. Essas classificações são do tipo normal (sem corrosão ou desgaste) e desgastada ou corroída. O propósito desses testes foi verificar experimentalmente se o método proposto de detecção de corrosão ou desgaste deste trabalho de Tese consegue distinguir os sinais obtidos de medições em hastes de mesmo comprimento e classificações distintas. Porém, os testes de bancada se concentraram apenas em hastes desgastadas visto que o conjunto de hastes corroídas já se encontram encapsuladas em PVC e enterradas no campo experimental.

Os comprimentos padrões das hastes testadas foram: 1 m, 2 m e 3 m. Os desgastes realizados nas hastes de âncora normais, tornando-as desgastadas, foram produzidos com profundidade de aproximadamente 1,5 cm, extensão de 10 cm e sempre com início a partir da metade do comprimento da haste. Por exemplo, para a haste de um metro de comprimento, o corte do desgaste foi feito a uma distância de 50 cm até 60 cm de uma das extremidades da haste. Estes desgastes foram realizados da superfície externa da haste até o centro da superfície transversal à direção axial delas. A Fig. 94 mostra esquema dos desgastes realizados nas hastes consideradas nos testes de bancada.

Os testes de bancada foram então realizados sobre o conjunto formado pelo experimento propriamente dito, o qual possui haste, olhal, CHAAF e fio de referência, e o circuito casador de impedâncias em sua versão final. Além disso, há a presença do cabo

coaxial para conectar o instrumento de medição, neste caso o analisador de redes, ao circuito casador.

Os testes foram conduzidos de acordo com a seguinte metodologia: foi realizada medição sobre as hastes normais de comprimentos 1 m, 2m e 3 m, e em seguida, com as hastes desgastadas de mesmos comprimentos cujos desgastes foram feitos como mostrado no esquema apresentado na Fig. 94. Os resultados dos referidos testes experimentais de bancada são, portanto, exibidos nas Fig. 95, Fig. 96, Fig. 97, Fig. 98, Fig. 99 e Fig. 100.

Os resultados, por exemplo, dos testes com as hastes de 1 metro de comprimento, visualizados nas Fig. 95 e Fig. 96, mostraram uma melhor ressonância na frequência de 3,771 GHz, com valores de $|S_{11}|$ de $-27,9$ dB e $-32,6$ dB, respectivamente para hastes com e sem desgaste. As curvas dessas respostas são bastante próximas nas frequências fora da faixa de interesse, e na frequência de melhor ressonância, porém, há uma diferença entre estes sinais de $-4,7$ dB.

Os resultados, porém, das hastes de 2 metros de comprimento, visualizados nas Fig. 97 e Fig. 98, mostraram melhor ressonância na frequência de 3,774 GHz, com valores de $|S_{11}|$ de $-24,6$ dB e $-26,5$ dB, respectivamente para hastes com e sem desgaste. Os gráficos dessas medições possuem comportamento semelhante nas frequências fora da faixa de interesse, e na frequência de melhor ressonância percebe-se uma diferença entre os sinais de $-1,9$ dB.

As respostas obtidas para as hastes de 3 metros de comprimento, visualizadas nas Fig. 99 e Fig. 100, mostraram maior ressonância na frequência de 3,765 GHz, com valores de $|S_{11}|$ de $-25,2$ dB e $-29,4$ dB, respectivamente para hastes com e sem desgaste. Os gráficos relativos a essas medições possuem comportamento semelhante nas frequências fora da faixa de interesse, e na frequência de ressonância supracitada, há uma diferença de $4,2$ dB.

Os resultados obtidos para os três casos de medição, ou seja, para as hastes com 1 m, 2 m e 3 m de comprimento, mostraram satisfatoriamente que é possível diferenciar uma haste normal (sem desgaste) de uma haste desgastada. Isto pôde ser percebido pelas amplitudes distintas dos resultados para a haste normal e a correspondente desgastada na frequência de ressonância. Para os casos citados, essas amplitudes distintas resumidamente foram: $4,7$ dB, $1,9$ dB e $4,2$ dB, para os testes experimentais com as hastes de comprimento 1 m, 2 m e 3 m, respectivamente.

Duas constatações foram verificadas a partir dos resultados dos testes experimentais de bancada: i) os valores das amplitudes dos sinais refletidos de hastes desgastadas foram sempre menos negativos em decibéis que os sinais obtidos para as correspondentes hastes normais; ii) Os desgastes não modificaram a frequência de ressonância, ou seja, o desgaste

não provoca deslocamento na frequência apresentando assim um comportamento linear em relação aos demais resultados.

Essas constatações encontradas nos testes supracitados estão de acordo com as expectativas geradas para o método proposto por este trabalho de Tese. Por exemplo, para os sinais refletidos das hastes desgastadas com amplitudes menos negativas em decibéis isso implica em reflexões maiores para estas hastes comparadas às reflexões das hastes normais com comprimentos correspondentes.

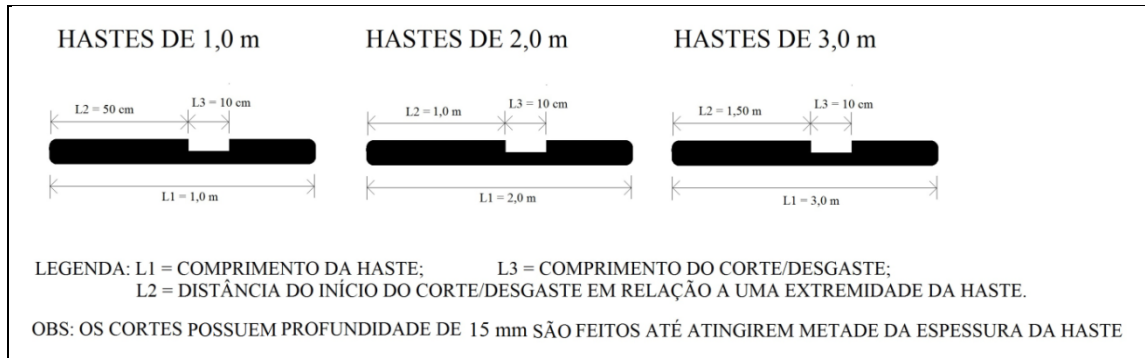
Considerando a linha de transmissão formada pela haste e o fio de referência, é esperado que um desgaste ou corrosão ao longo da superfície desta haste provocou uma alteração na impedância vista naquele trecho, pois um setor onde havia o aço constituinte da haste foi substituído ou pelo ar (desgaste, teste de bancada) ou por um óxido (corrosão). Ambos os meios, ar ou óxido, possuem impedâncias maiores que a impedância do aço da haste.

Calculando-se, portanto, o valor do coeficiente de reflexão na seção onde se encontra a corrosão ou desgaste, valores deste coeficiente não nulos e positivos serão obtidos. Aplicando-se este raciocínio ao parâmetro S_{11} medido, o qual relaciona os sinais refletidos pelos incidentes à porta 1 do experimento, e transformando estes valores em decibéis, os sinais de $|S_{11}|$ medidos em hastes corroídas ou oxidadas apresentarão, neste caso, sempre com valores menos negativos em decibéis, indicando assim maiores reflexões nestas hastes comparativamente às hastes normais, cuja reflexão ocorrerá apenas no final de seu comprimento.

A segunda constatação obtida dos testes de bancada mostrou que o desgaste não provoca deslocamento na frequência de ressonância, efeito este obtido comparando-se as respostas de $|S_{11}|$ das hastes desgastadas com suas correspondentes hastes normais. No entanto, como apresentado anteriormente, as frequências de ressonância foram distintas para hastes de comprimentos diferentes. Esta característica do método pode ser utilizada numa aplicação onde se deseja, por exemplo, conhecer o comprimento de uma haste enterrada. Para isso, novos testes de bancada devem ser feitos com mais opções de comprimentos de hastes para encontrar alguma relação entre a faixa de frequência de ressonância e o comprimento da haste. Além disso, devem ser realizados em etapas posteriores testes de campo.

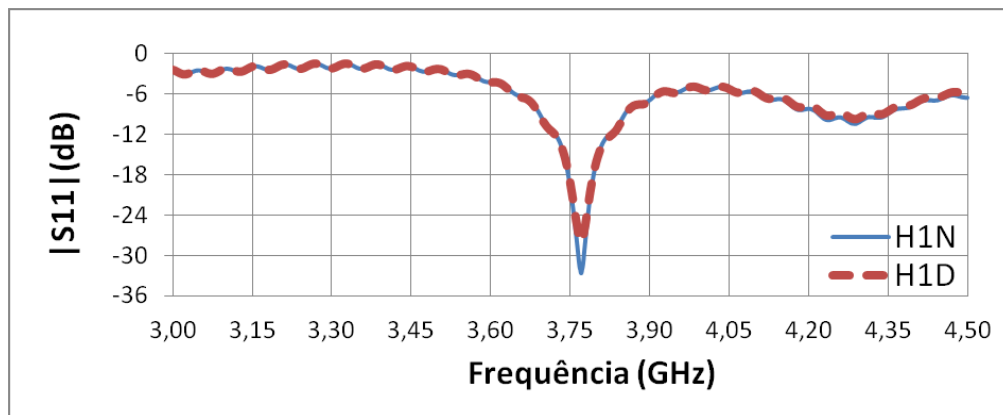
Os resultados isoladamente das hastes normais e aqueles das hastes desgastadas podem ser vistos nas Fig. 101, Fig. 102 Fig. 103 e Fig. 104.

Fig. 94. Esquema de realização dos desgastes nas hastes de âncora.



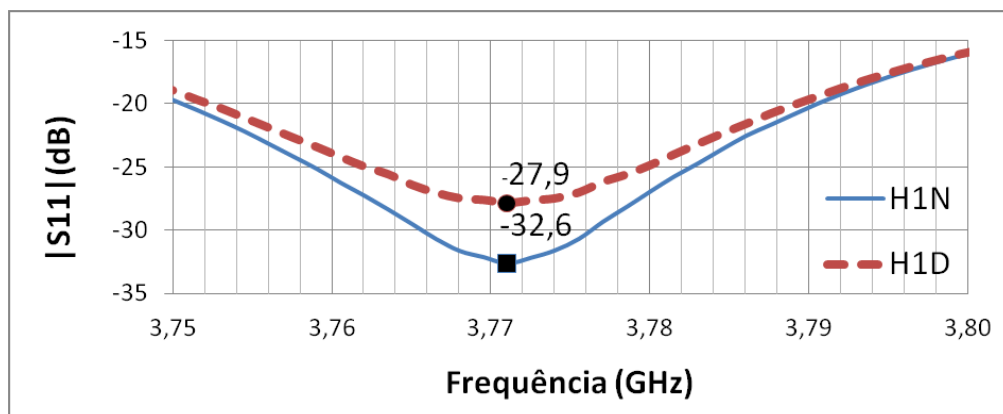
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 95. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 1 m de comprimento.



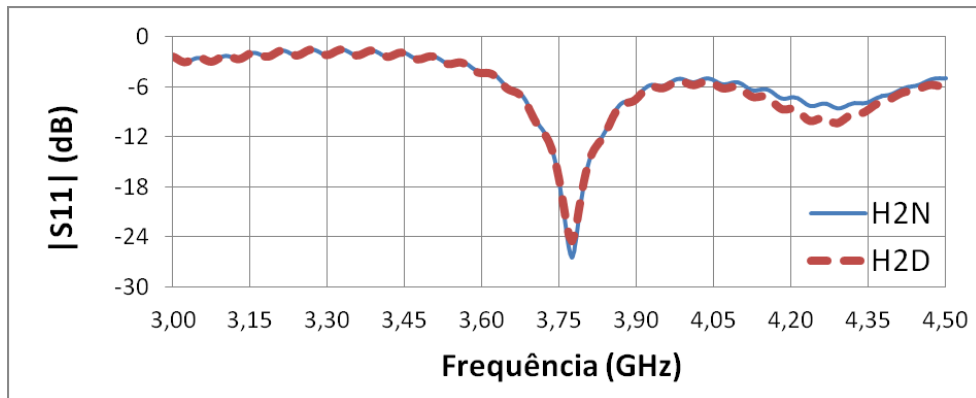
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 96. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 1 m de comprimento.



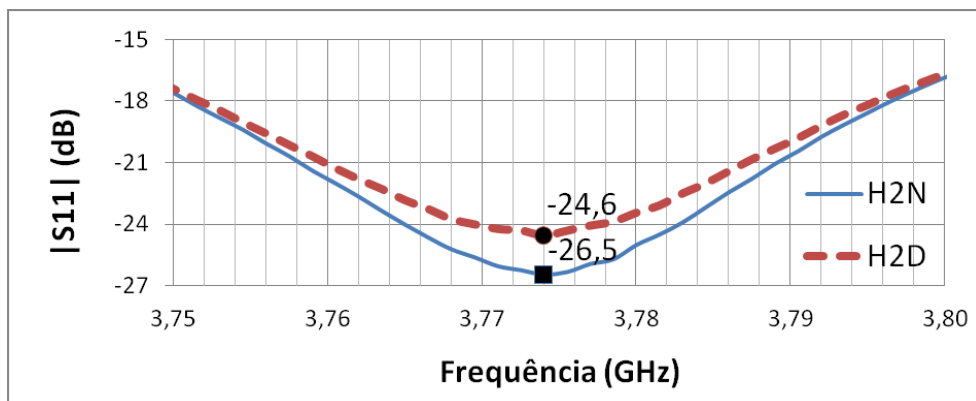
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 97. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 2 m de comprimento.



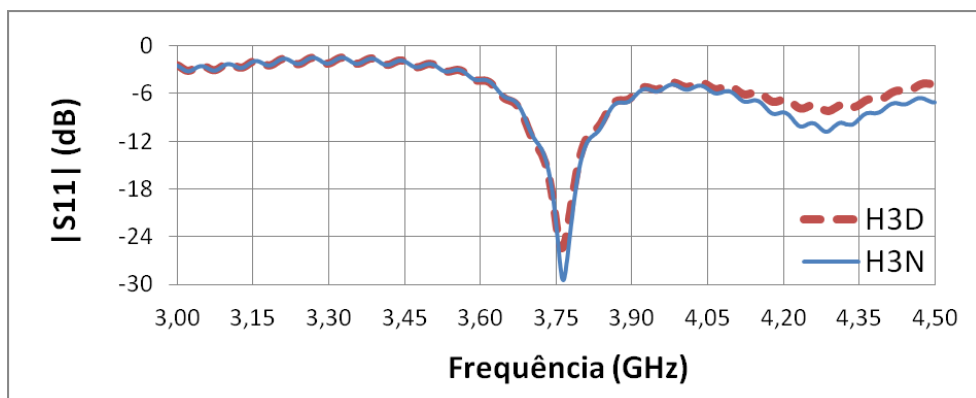
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 98. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 2 m de comprimento.



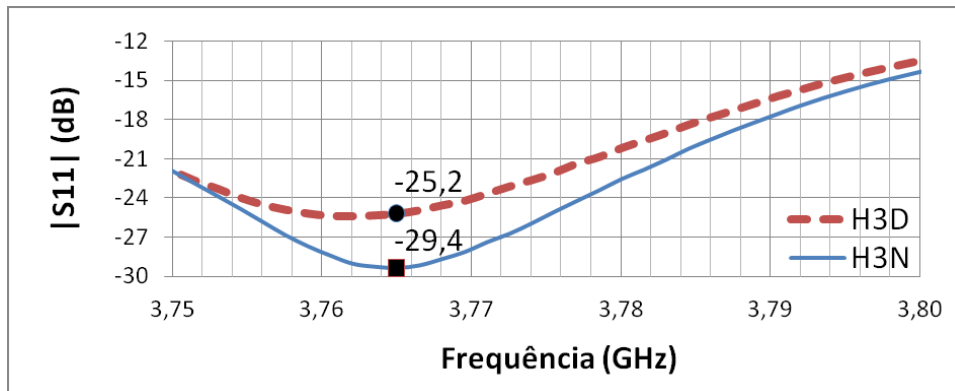
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 99. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 3 m de comprimento.



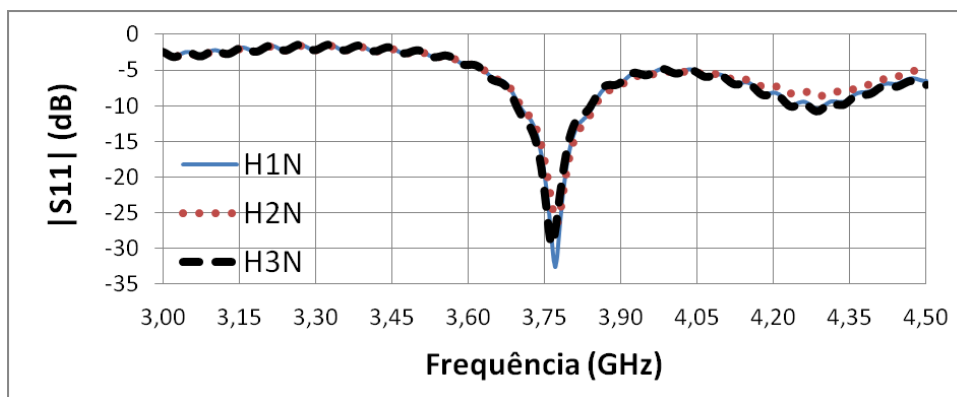
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 100. Resultados dos testes experimentais para as hastes de 3 m de comprimento.



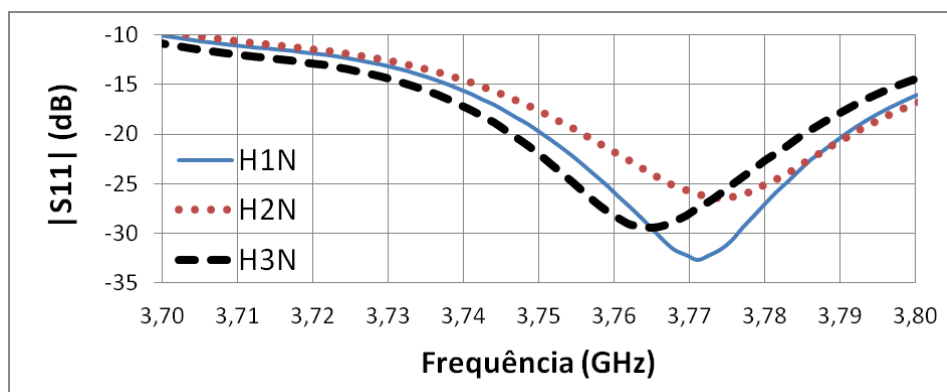
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 101. Resultados dos testes experimentais para as hastes normais.



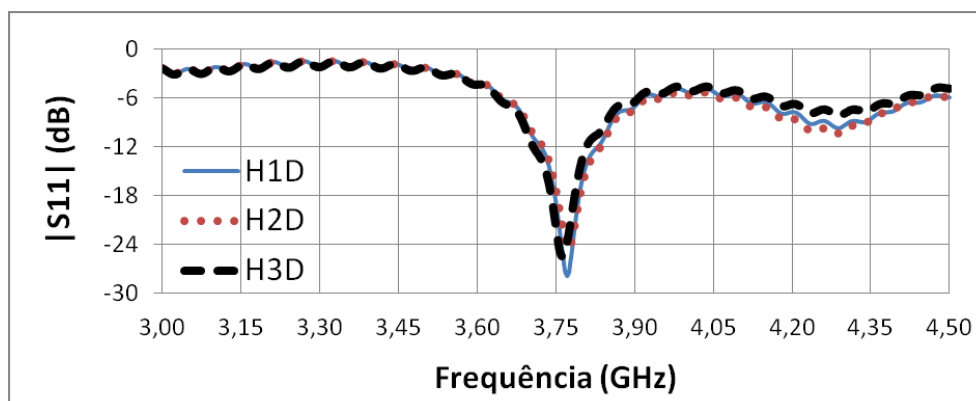
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 102. Resultados dos testes experimentais para as hastes normais.



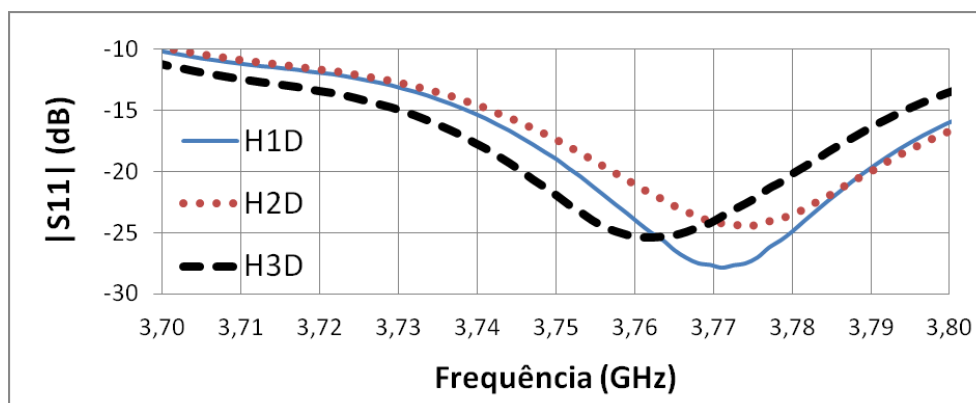
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 103. Resultados dos testes experimentais para as hastes desgastadas.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 104. Resultados dos testes experimentais para as hastes desgastadas.



Fonte: Acervo do autor.

A seguir estão exibidas, da Fig. 105 à Fig. 116, fotografias dos testes experimentais de bancada descritos anteriormente. Seis hastes foram testadas, onde três delas são classificadas como normais e as demais são desgastadas.

Fig. 105. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1N.*



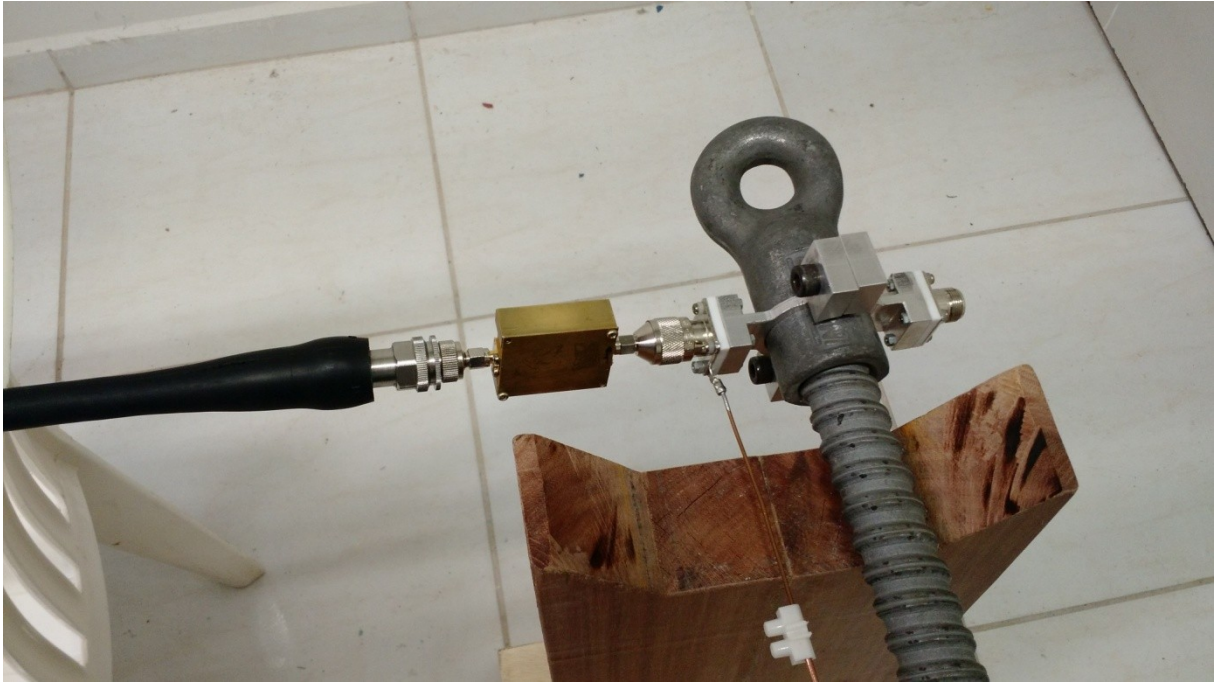
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 106. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H1N.*



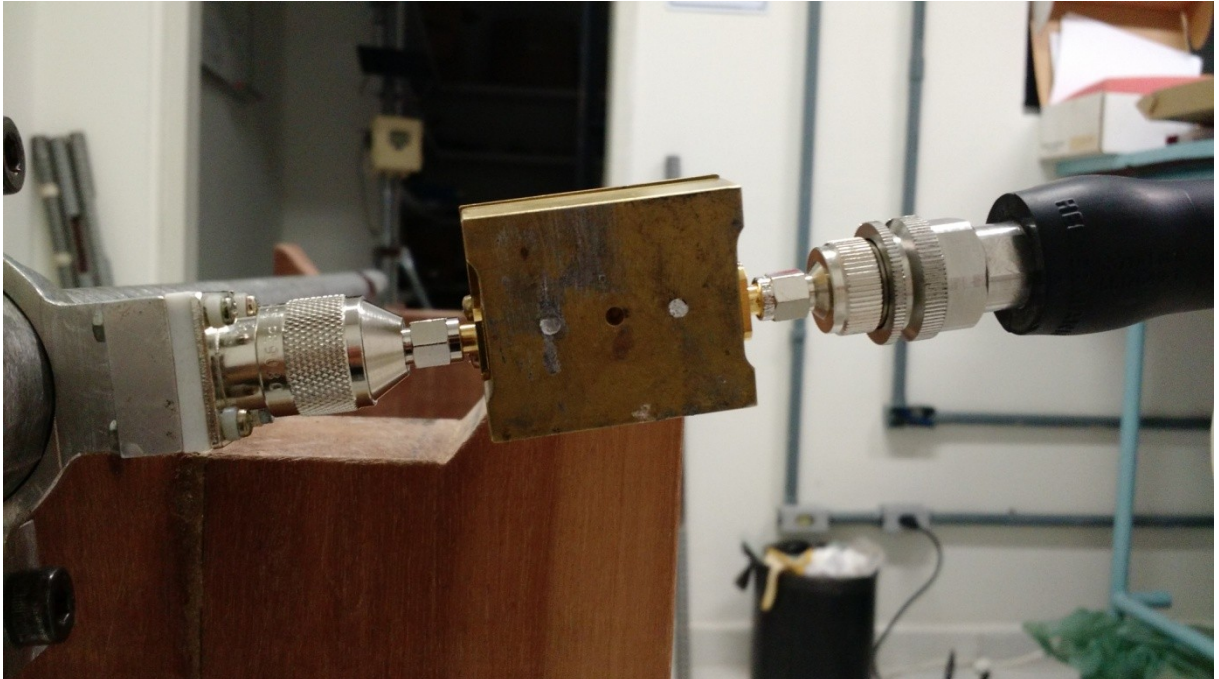
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 107. Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste HID.



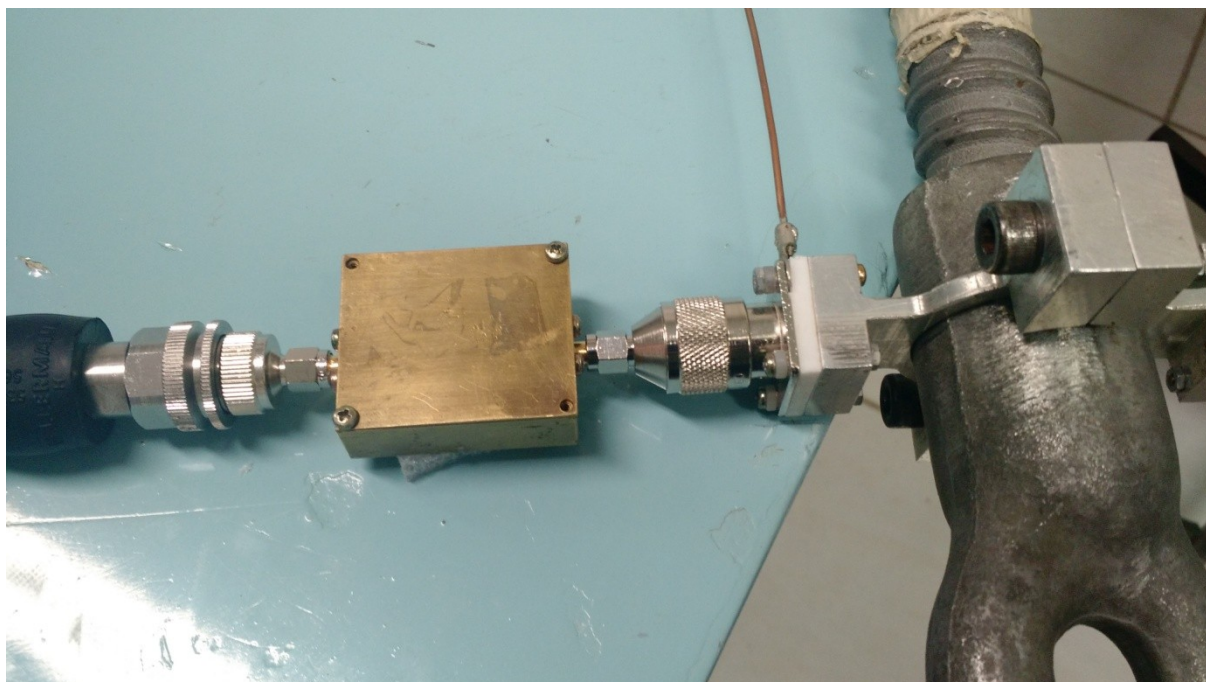
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 108. Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe da conexão do casador.



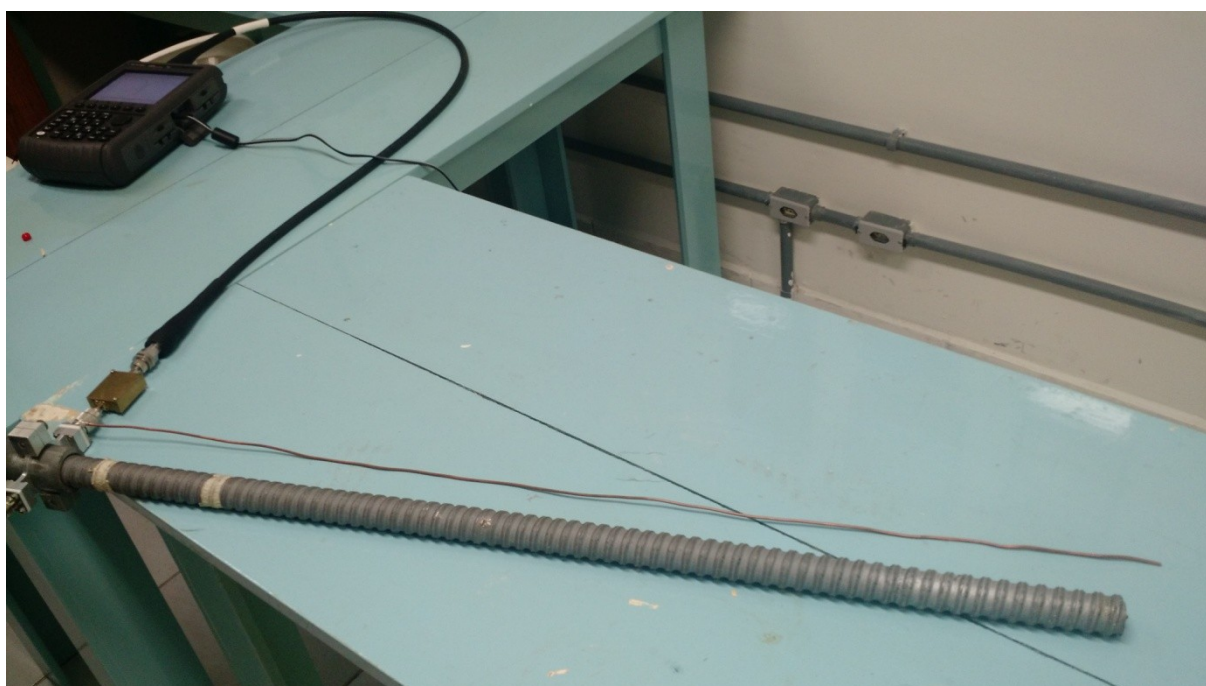
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 109. *Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe da conexão do casador.*



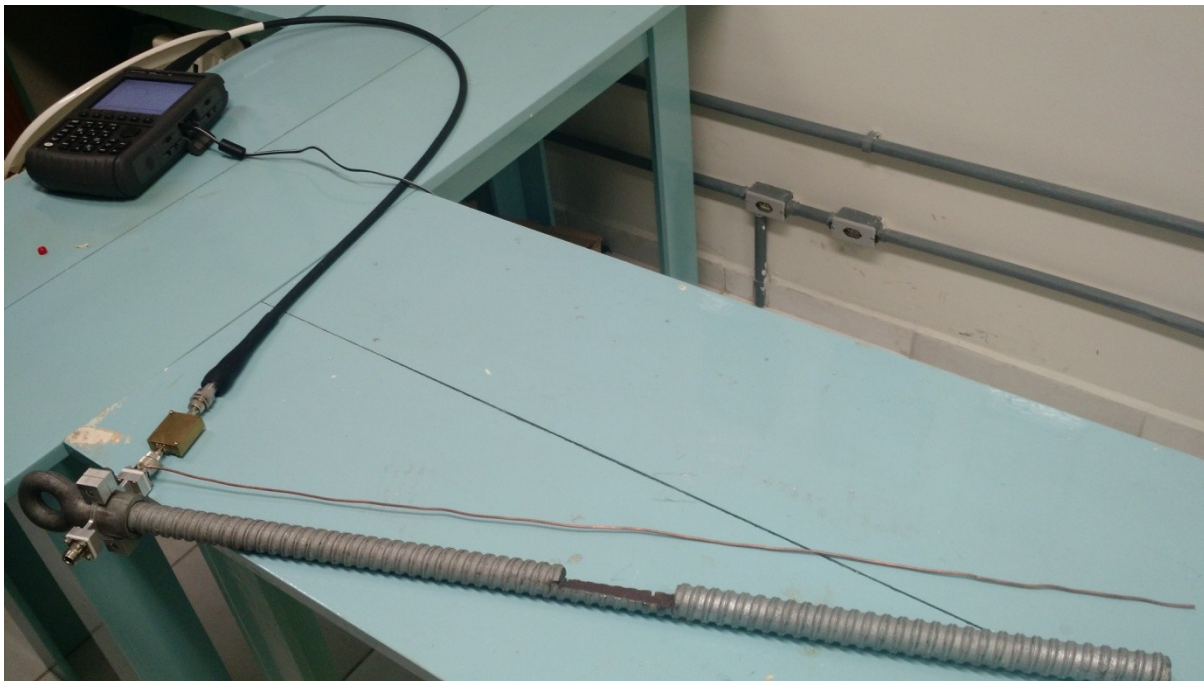
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 110. *Fotografia dos testes de bancada com a haste H1N.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 111. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste HID.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 112. *Fotografia dos testes iniciais de bancada. Detalhe do desgaste realizado.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 113. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H2N.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 114. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H2D.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 115. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H3N.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 116. *Fotografia dos testes iniciais de bancada com a haste H3D.*



Fonte: *Acervo do autor.*

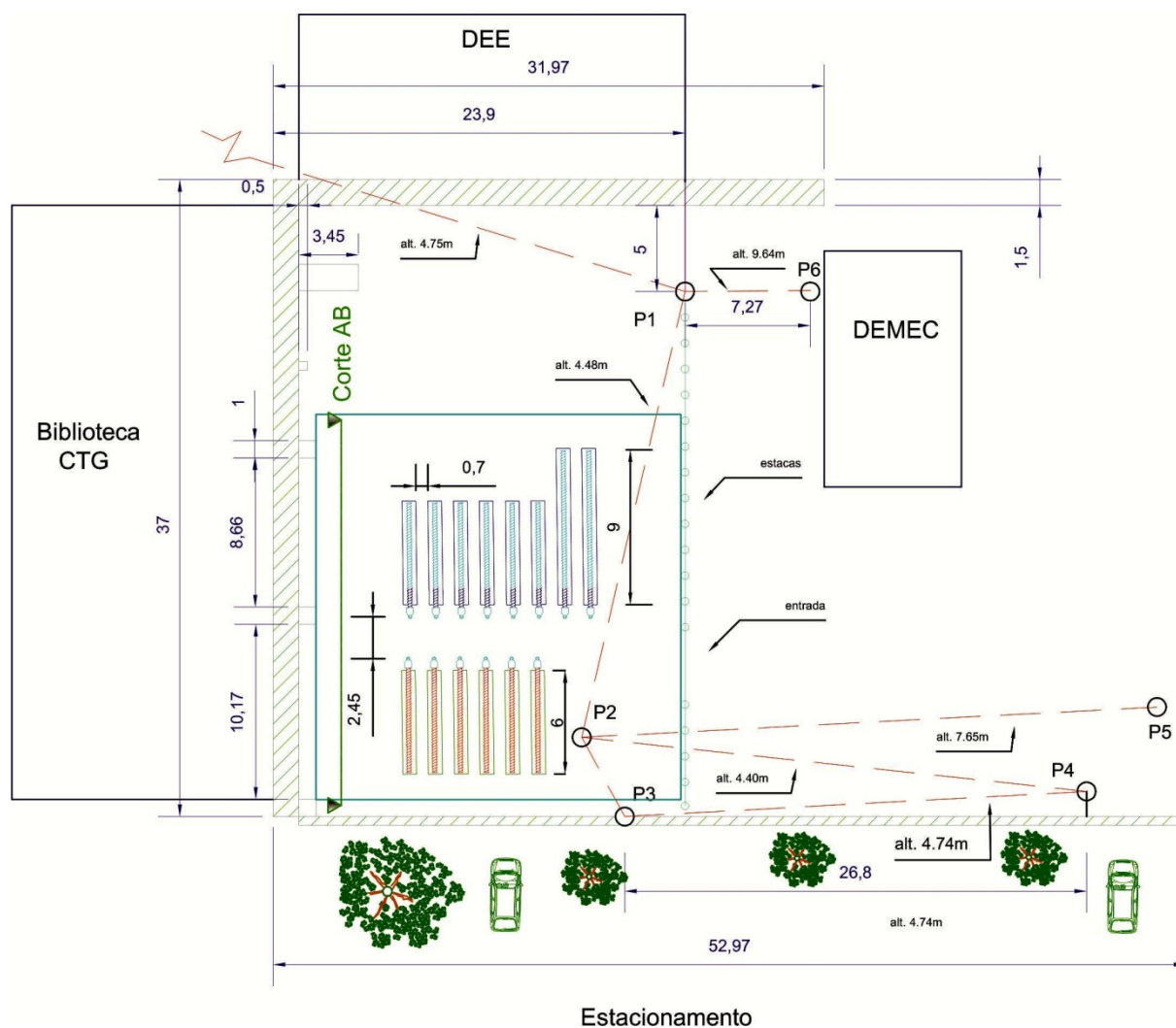
7.2 Testes experimentais de campo

Depois da realização dos testes experimentais de bancada e de ter obtidos resultados satisfatórios deles, testes de campo foram elaborados e iniciados a partir do conjunto de hastes oxidadas (corroídas) que se encontram enterradas na área externa ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. Esta área é chamada de campo experimental. A Fig. 117 apresenta a vista da área do campo experimental com a presença de 14 hastes de âncora enterradas, sendo 6 hastes corroídas e 8 hastes desgastadas.

Na verdade, foram realizados apenas dois testes experimentais de campo sobre duas hastes corroídas. Isso se deveu ao fato de um dos adaptadores que conecta o circuito casador ao experimento, especificamente ao conector CHAAF, teve suas únicas duas unidades danificadas durante estes testes em campo. Essas quebras ocorreram devido ao estresse mecânico nos pontos de conexão do adaptador provocado pelas conexões dos componentes e estruturas envolvidos na medição. Novos adaptadores são sugeridos para melhorar a resposta mecânica do conjunto de medição, formado pelo CHAAF e circuito casador de impedâncias.

Dois testes de campo foram realizados sobre cada uma das duas hastas corroídas enterradas: um dos testes com o fio de referência disposto em paralelo à haste de âncora; e o outro teste com este fio com uma inclinação de 45 graus em relação à haste. As hastas testadas possuem comprimentos de 3,12 m e 2,95 m, e são chamadas de HC1 e HC2, respectivamente. Os resultados dos testes podem ser visualizados da Fig. 118 até a Fig. 124.

Fig. 117. Planta da vista aérea da área do campo experimental.



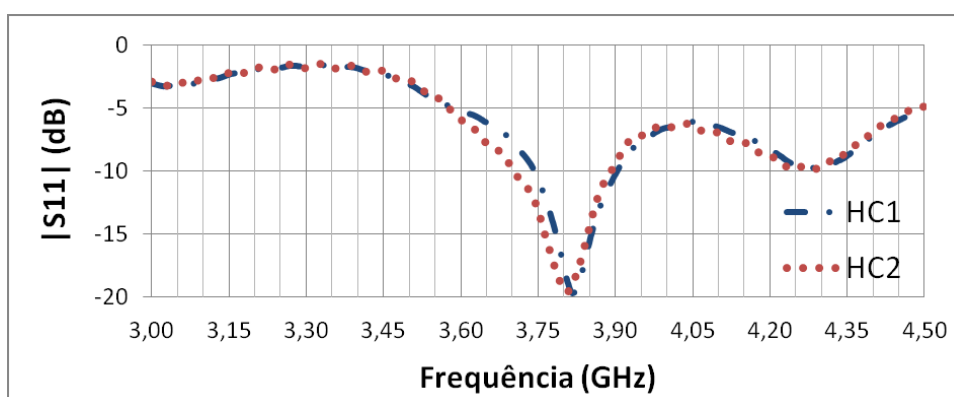
Fonte: Acervo do autor.

Os testes de campo, realizados com duas hastas enterradas no campo experimental instalado na UFPE, obtiveram resultados bastante coincidentes entre as hastas HC1 e HC2, isto porque ambas estão corroídas e possuem comprimentos próximos entre si, respectivamente, 2,95 m e 3,12 m. Estes resultados podem ser vistos na Fig. 118. Quando

estes resultados são comparados às hastes H3N e H3D, haste normal e corroída ambas com três metros de comprimento, percebe-se que a resposta do resultado para a haste H3N é a que apresenta maior ressonância e a haste H3D, com desgaste já conhecido, apresenta uma ressonância intermediária entre a resposta para o caso da haste normal e os casos das hastes HC1 e HC2 corroídas. As Fig. 119 e Fig. 120 mostram estes resultados.

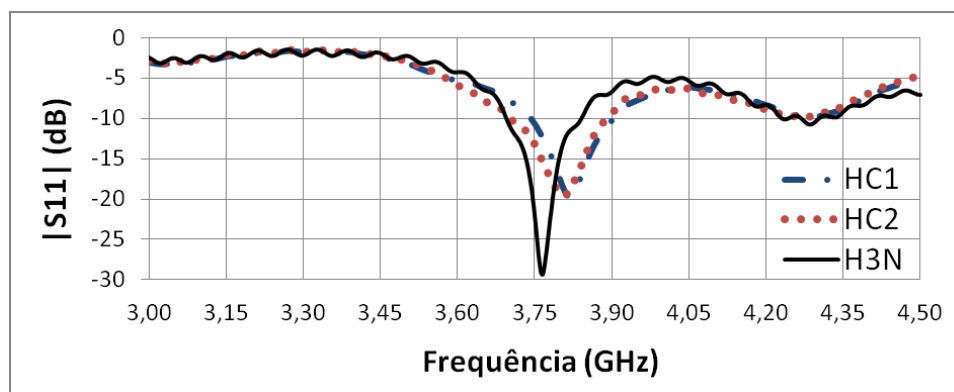
As Fig. 121, Fig. 122, Fig. 123 e Fig. 124 apresentam os resultados obtidos dos testes de campo para as hastes HC1 e HC2, porém, em duas configurações distintas do fio de referência: em um dos testes o fio de referência se encontra paralelo à haste, e no outro teste, este fio se encontra inclinado em relação à haste fazendo um ângulo entre 30 graus e 45 graus. A inclinação do fio de referência provocou um efeito no sinal onde o tornou mais negativo, dando a ideia de ter tido maior ressonância, mas a conclusão é que houve um maior desacoplamento do sinal em função do afastamento do fio de referência da haste na inclinação citada. Fotografias destes testes de campo são apresentadas da Fig. 125 à Fig. 129.

Fig. 118. Resultados dos testes experimentais de campo com as hastes HC1 e HC2.



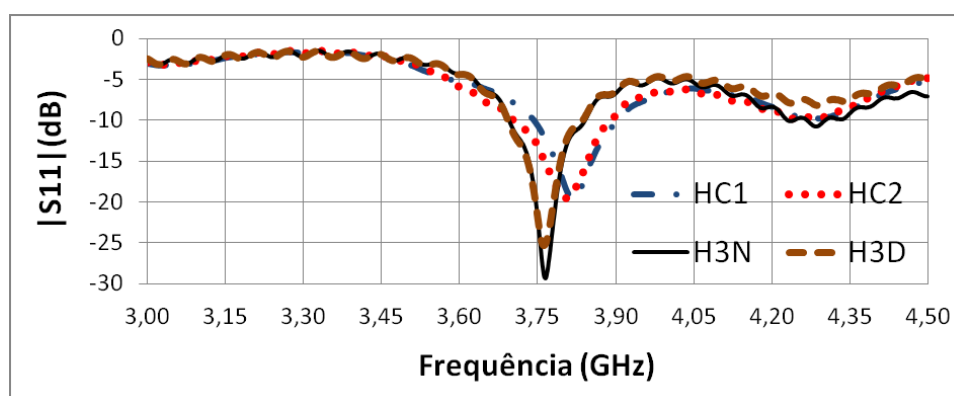
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 119 Resultados testes experimentais de campo com as hastes HC1, HC2 e H3N.



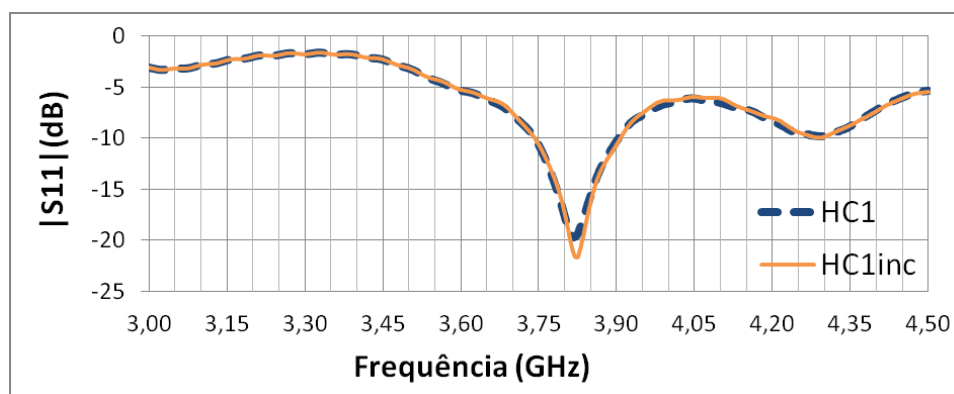
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 120. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1, HC2, H3N e H3D.



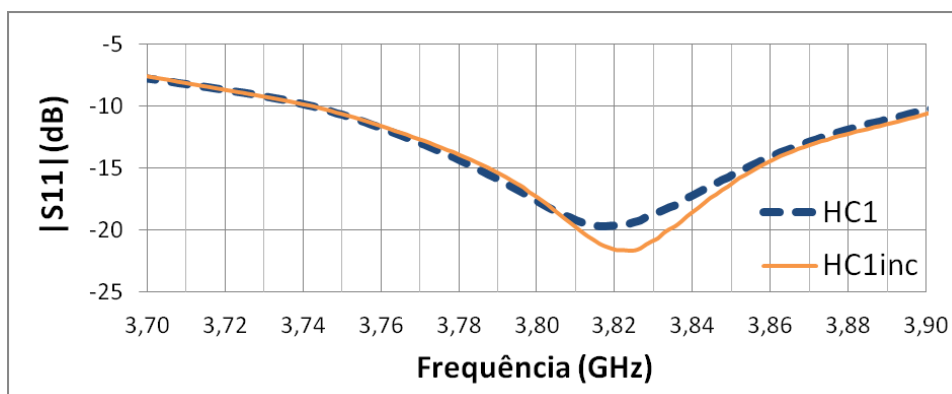
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 121. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1 variando a referência.



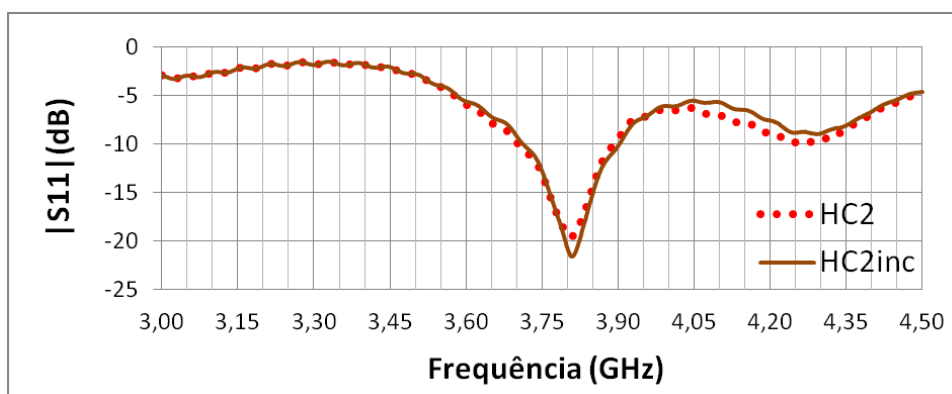
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 122. Resultados dos testes de campo com as hastes HC1 variando a referência.



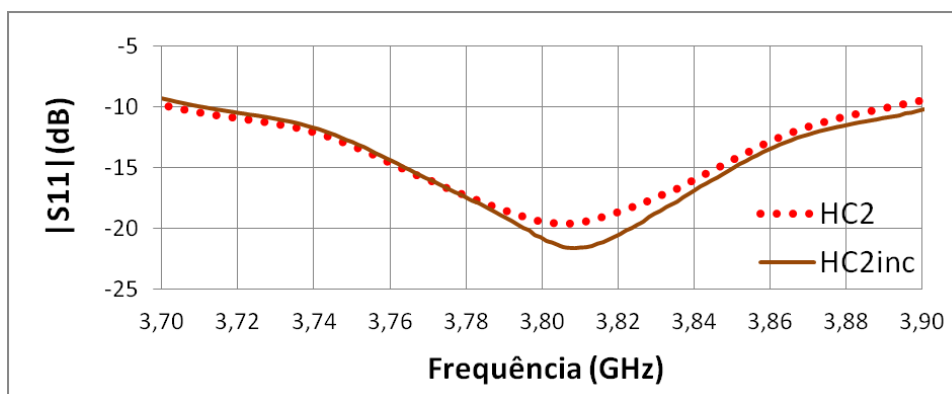
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 123. Resultados dos testes de campo com as hastes HC2 variando a referência.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 124. Resultados dos testes de campo com as hastes HC2 variando a referência.



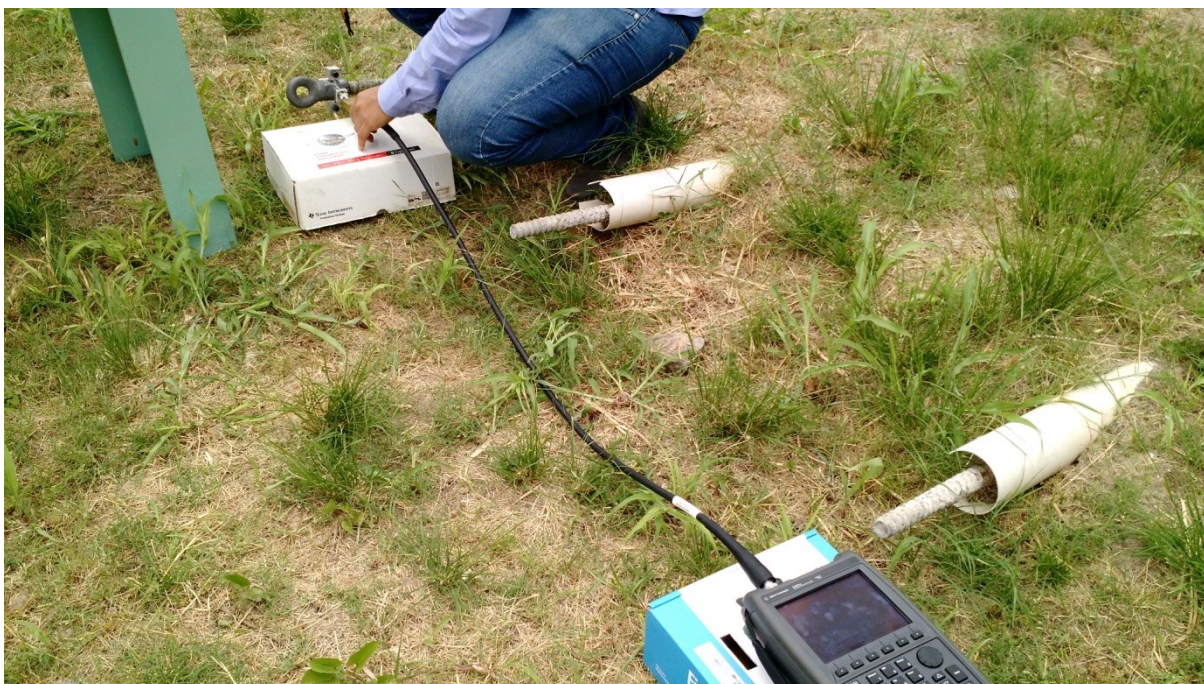
Fonte: Acervo do autor.

Fig. 125. *Fotografia dos testes de campo. Calibração do instrumento.*



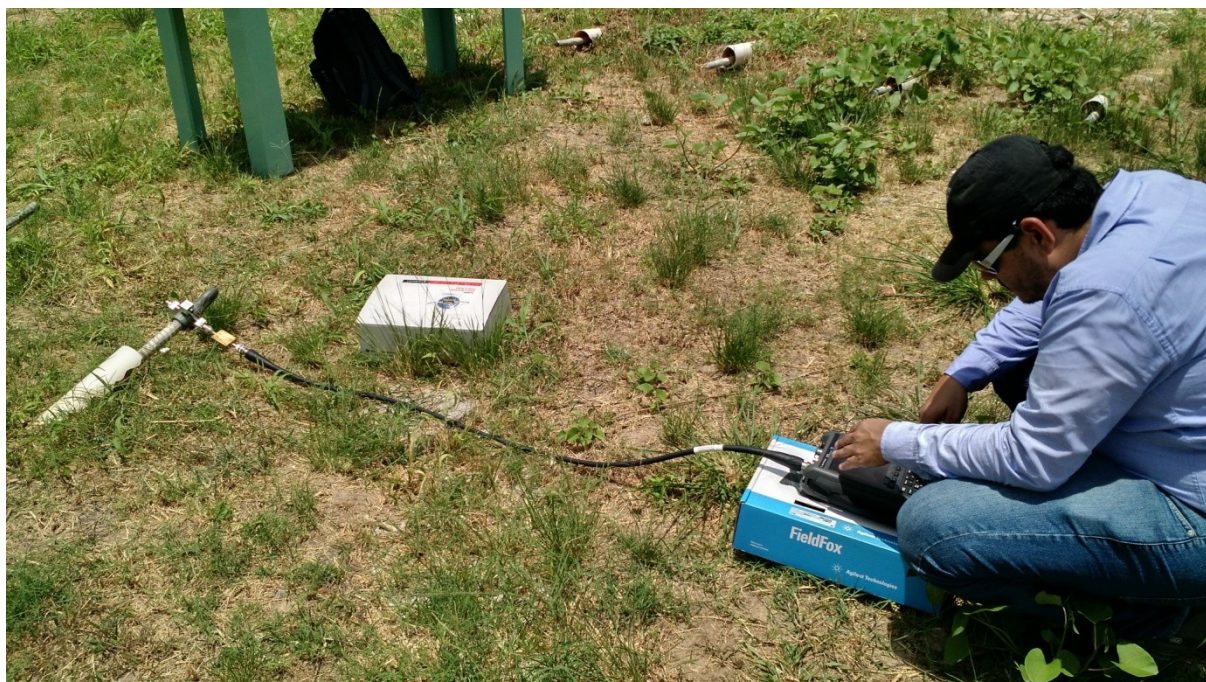
Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 126. *Fotografia dos testes de campo. Conexão: experimento, casador e instrumento.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Fig. 127. Fotografia dos testes de campo. Ajustes da medição.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 128. Fotografia dos testes de campo. Medição.



Fonte: Acervo do autor.

Fig. 129. *Fotografia dos testes de campo. Medição.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Capítulo 8

Considerações Finais

Os desenvolvimentos alcançados neste trabalho de Tese se concentraram no desenvolvimento de método de detecção de desgaste em hastes de âncora, utilizadas na ancoragem do estaiamento de torres de linhas de transmissão de energia elétrica. Os esforços maiores foram especialmente na confecção (projeto, fabricação e testes) de estruturas de conexão que permitiram a inserção de sinais de frequências de micro-ondas (da ordem de gigahertz) às estruturas de interesse, neste caso: olhal e haste de âncora.

O objetivo principal deste trabalho de Tese foi, portanto, detectar corrosões ou desgastes nas hastes de ancoragem utilizadas para fixação ao solo dos estais de torres de linhas de transmissão.

A metodologia adotada para atingir o objetivo acima é baseada em técnicas não destrutivas, especialmente a técnica que utiliza o princípio de reflectometria elétrica em frequências elevadas. Foi imprescindível, portanto, desenvolver um meio de conexão entre as estruturas que se deseja medir a corrosão e o instrumento escolhido para realizar esta medição, neste caso, o analisador de redes.

O projeto de um conector que permitisse enviar e receber os sinais entre o instrumento de medição (analisador de redes) e o experimento (haste de âncora e conexões) foi desenvolvido. Este projeto se iniciou com a realização de um esboço para o referido conector que viabilizasse a conexão mecânica dele ao experimento, nesse caso à superfície externa do olhal conectado (enroscado) à haste, e também garantisse bom desempenho elétrico dele para as faixas de frequência de interesse dentro das características de montagem do experimento.

O esboço do conector desenvolvido foi exaustivamente simulado no *software* CST *studio*, e em seguida foi realizada sua fabricação. Testes e medições foram realizados sobre o conector e os resultados comparados com as respostas das simulações computacionais. As comparações mostraram inicialmente baixa concordância, porém, depois de realizados refinamentos necessários ao esboço de simulação do conector, as respostas das simulações se tornaram satisfatoriamente mais próximas dos resultados obtidos das medições sobre o conector.

Os parâmetros analisados nas simulações e testes laboratoriais são os parâmetros de espalhamento, mais especificamente o módulo do parâmetro de reflexão S11. O conector para

altas frequências, projetado, foi chamado de CHAAF, cuja sigla significa: Conector Haste-Analisador para Altas Frequências. Foi verificado que as respostas obtidas pelo conector CHAAF ainda estavam aquém das necessidades do método proposto para realizar a detecção de corrosão ou desgaste ao longo das hastes de âncora. Testes experimentais sobre o CHAAF e o experimento mostraram que na frequência de melhor ressonância os sinais de $|S_{11}|$ obtidos possuíam amplitudes acima de -9 dB. Isso levou à obtenção da impedância de entrada deste conjunto testado a qual indicou um valor de $50 + j37 \Omega$, bem diferente da impedância do cabo coaxial e do analisador de redes utilizados padronizadas com valor de 50Ω .

Um circuito casador de impedâncias do tipo *stub* foi inicialmente projetado para realizar o desejado casamento de impedâncias entre o instrumento e o experimento (haste, olhal e CHAAF). Os resultados das simulações para o *stub* foram satisfatórios, o que levou à fabricação dele. Depois de fabricado o *stub*, testes experimentais sobre ele indicaram um forte deslocamento ($0,8$ GHz) de sua frequência de ressonância ($5,05$ GHz) em relação à frequência correlata ($4,25$ GHz) àquela de interesse ($3,75$ GHz). Estes resultados foram depois explicados com a introdução dos pinos centrais dos conectores SMA, utilizados nas placas dos casadores, nos esboços de simulação, e impulsionaram naquele momento a iniciar o projeto do casador de impedâncias utilizando trecho de linha.

O casador de impedâncias por trecho de linha foi projetado, fabricado e testado em três versões, utilizando como tecnologia de fabricação placas de microfita. Estas versões foram produzidas devido ao efeito dos conectores SMA à linha de microfita do casador e à necessidade de se abrigar a placa de microfita do casador de impedâncias a uma caixa metálica de latão para promover o aumento da robustez mecânica deste casador, imprescindível para os testes experimentais.

As três versões do casador por trecho de linha possuem a mesma largura (w) da linha de microfita, ou seja, $w = 0,8$ mm e foram projetadas e fabricadas utilizando a mesma placa de microfita, placa de FR4 com substrato de espessura $1,53$ mm e permissividade elétrica relativa de $4,5$.

A versão 1 deste casador possui comprimento (L) da linha de microfita igual a $19,4$ mm, e seu projeto foi substituído, porque suas respostas dos testes experimentais apresentaram deslocamento na frequência, de aproximadamente $0,8$ GHz, devido não ter sido considerada a presença dos conectores às simulações.

A versão 2 do casador por trecho de linha foi aquela na qual se inseriu os pinos dos conectores SMA no esboço de simulação, sobre a linha de microfita, e se conheceu a influência desses conectores às respostas do casador. O comprimento da linha de microfita

deste novo casador é de $L = 23,0$ mm e os resultados das simulações pela primeira vez foram semelhantes aos resultados medidos nos testes experimentais sobre este casador.

A terceira e última versão, chamada versão final, do casador de impedâncias por trecho de linha, foi projetada e fabricada, como dito anteriormente, para não ter de se fabricar uma nova caixa metálica para maior robustez mecânica visto que duas unidades dessa placa já haviam sido fabricadas para abrigar o casador *stub* inicialmente projetado, precisando apenas de algumas poucas intervenções para adaptá-las à placa do casador por trecho de linha. O comprimento deste novo casador, em sua versão final, é de 40,6 mm, o mesmo comprimento da linha de microfita que interligava as portas 1 e 2 do *stub*.

Os resultados deste novo casador foram validados satisfatoriamente através de testes experimentais de bancada sobre o experimento composto por CHAAF, olhal, haste de âncora de um metro de comprimento e fio de referência. A frequência de ressonância nestes testes tem o mesmo valor que a frequência de interesse, ou seja, 3,75 GHz.

Um conjunto de testes experimentais de bancada foi realizado utilizando especificamente seis hastes de âncora, chamadas H1N, H2N, H3N, H1D, H2D e H3D, respectivamente hastes normais e desgastadas com 1 m, 2 m e 3 m de comprimento. Os desgastes foram padronizados com extensão de 10 cm e profundidade de 1,5 cm, e sempre com seus inícios localizados a partir da metade do comprimento da haste.

Os resultados destes testes mostraram-se satisfatórios, onde as hastes de mesmo comprimento apresentaram a mesma frequência de ressonância, porém naquelas onde havia o desgaste as amplitudes de $|S_{11}|$ foram sempre menos negativas comparando-as às amplitudes deste parâmetro das correspondentes hastes normais. As diferenças dos valores das amplitudes de $|S_{11}|$ para os conjuntos de hastes H1N e H1D, H2N e H2D, e H3N e H3D, foram, respectivamente, 4,7 dB, 1,9 dB e 4,2 dB. Com isso, concluiu-se que o método proposto estava realizando a detecção da presença de desgaste ao longo da haste de âncora em seus testes experimentais de bancada.

Os testes de campo preliminares, realizados na própria UFPE, mostraram um indicativo de que realizadas mais medições deste tipo, e se necessários ajustes e intervenções, pode-se obter respostas mais satisfatórias entre sinais de hastes corroídas, desgastadas e normais. Por exemplo, entre hastes de âncora de comprimentos próximos, os resultados foram semelhantes. Esta constatação reforça a ideia de que o método é promissor para a detecção de corrosão ou desgaste em hastes enterradas, precisando, porém, de uma sequência de testes que levarão aos refinamentos necessários à obtenção dos resultados desejados para este método.

Os próximos passos a serem seguidos para a continuação dos refinamentos necessários a este método de detecção estão listados a seguir:

1. Intensificar os testes de campo, na própria UFPE com a colocação em solo de hastes de âncora, sobre o experimento de acordo com o esboço do cenário apresentado na Fig. 63;
2. Realizar testes de campo, nas linhas de transmissão da empresa STN SA, sobre o experimento de acordo com o esboço do cenário apresentado na Fig. 63;
3. Desenvolver inspeções nas hastes ensaiadas com o intuito de validar e refinar o método de diagnóstico desenvolvido;
4. Criar banco de sinais para viabilizar a construção de um processo de classificação dos estados das hastes a partir dos sinais do parâmetro S11;
5. Escrever documentação técnica referente ao processo de medição desenvolvido, direcionada também à obtenção de patente do invento.

Publicações do Autor

As principais publicações realizadas pelo Autor deste trabalho de Tese estão apresentadas abaixo em duas listas, respectivamente àquelas publicadas durante o período do Doutorado e às publicações anteriores a este período.

Lista de publicações realizadas durante o período do Doutorado:

1. L. R. G. S. L. Novo; M. T. de Melo. ; M. R. T. Oliveira; J. M. B. Bezerra ; L. H. A. de Medeiros and R. R. B. de Aquino. “*Design of Connector for Measurements in High Frequency on Anchor Rods*”. *IJAEM, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, v. 45, p. 457-464, April 2014;
2. José M. B. Bezerra, Luiz H. A. de Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino, Otoni N. Neto, Lauro R. G. S. L. Novo, Marcos T. de Melo, Daniel S. Santos, Márcio A. B. Fontan and Paulo R. R. Britto. “*Localization and Diagnosis of Stay Rod of V Guyed Towers Corrosion*”. *ICHVE 2014, International Conference on High Voltage Engineering and Application, September 2014, Ponznan, Polônia*;
3. Lauro R. G. S. Lourenço Novo, Marcos T. de Melo, Daniel S. dos Santos, José M. B. Bezerra, Luiz H. A. de Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino e Otoni N. Neto. “*Desenvolvimento de Método para Medição de Presença e Nível de Corrosão e Desgaste em Hastes de Âncora de Torres de Transmissão Estaiadas*”. MOMAG 2014, 16° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11° CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Agosto-Setembro 2014, Curitiba, Brasil;
4. Lauro R. G. S. L. Novo, Vinícius L. S. Dias, Marcos T. de Melo, José M. B. Bezerra, Luiz H. A. Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino, Otoni N. Neto, Márcio A. B. Fontan, Paulo R. R. Britto. “*Design of a Complex Impedance Matching Circuit in Microstrip used to Detect Corrosion in Anchor Rods*”. *IMOC 2015, International Microwave and Optoelectronic Conference, 3rd-6th November, Porto de Galinhas, Brazil*.

Lista de publicações realizadas anteriormente ao período de Doutorado:

1. M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva, M. T. de Melo, and L. R. G. S. L. Novo. “*Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators*”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v.57, pp. 2224 - 2231, September 2009;
2. L. R. G. S. L. Novo, J. F. A. G. Wavrik, A. J. B. de Oliveira e M. T. de Melo. “Desenvolvimento de Sensor para Identificação de Pontos de Descarga Atmosférica Sobre as Estruturas em Cada Vão de L.T. de 230 KV e Construção de Sistema de Transmissão Remota dos Dados Obtidos Através de Enlace de Rádio”. XX SNPTEE, Novembro 2009, Recife, Brasil.
3. Bruno G. M. de Oliveira, Fabio R. L. e Silva, Marcos T. de Melo and L. R. G. S. L. Novo. “*A New Coplanar Interferometer for a 5-6 GHz Instantaneous Frequency Measurement System*”. *IMOC 2009, International Microwave and Optoelectronics Conference, November 2009*, Belém, Brasil;
4. Lauro R. G. S. L. Novo, José F. A. G. Wavrik, Antonio J. B. Oliveira e Marcos T. Melo, Development of a Sensor System for Identifying Lightning Discharge Locations on Structures of a 230 KV Transmission. X SIPDA, International Symposium on Lightning Protection, October 2009, Curitiba, Brazil;
5. L. R. G. S. L. Novo, F. R. L. e Silva e A. J. B. de Oliveira. “Divisores de potência planares em linhas de microfita com duas e quatro saídas para as faixas de telefonia celular GSM e UMTS”. MOMAG 2008, 13º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 8º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Setembro 2008, Florianópolis, Brasil.

Referências Bibliográficas

- [1] Lima, O. V. F.; Santos, R. B. “Corrosão em hastes de âncora em torres estaiadas 500 KV. causas e soluções adotadas”. VIII-SNPTEE. São Paulo. 1986.
- [2] Fontan, M. A. B.; Silva R. L. ; Nava G. et al. “Método para avaliação da corrosão de tirantes em rocha”, XIII ERIAC, 2009, Puerto Iguazú - Argentina, 24 a 28 de Maio de 2009.
- [3] Gentil V. “Corrosão”. LTC Editora. 5a Edição. 2007.
- [4] DSTAR. “Anchor corrosion detector report”. 2000. Disponível em: www.dstar.org/.
- [5] Ostendorp, M. “*Ground line corrosion damage activity and damage assessment for direct embedded steel structures and guy anchors*”. *Transmission and Distribution, Construction, Operation and Live-Line Maintenance, IEEE ESMO 2003, IEEE 10th International Conference on, 6-10 April 2003*.
- [6] Pandey, A.K.; Stewart A.H.; Luther, S.A. “*Anchor rod inspection using nondestructive evaluation*”. *Transmission & Distribution Construction, Operation & Live-Line Maintenance Proceedings, IEEE ESMO 1998, IEEE 8th International Conference on, 26-30 Apr 1998*.
- [7] CIGRÉ. “*Management of existing overhead transmission lines*”, *Brochure 175*. 2000.
- [8] Niles, G.B. “*In situ method of inspecting anchor rods for section loss using the cylindrically guided wave technique*”. *Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.11, no.3, pp.1601-1605, Jul 1996*.
- [9] Hu Yang, Lina yu. “*Inspected simulation of port anchor metal rods ultrasonic guided wave based on dispersion characteristic*”. *Software Engineering and Service Science (ICSESS), 2011 IEEE 2nd International Conference on, 15-17 July 2011*.
- [10] Griffiths, L.A.; Parakh, R.; Furse, C.; et al. “*The invisible fray: a critical analysis of the use of reflectometry for fray location*”. *Sensors Journal, IEEE , vol.6, no.3, pp.697-706, June 2006*.
- [11] Xiaodong, Gu; Ching, Chu; Sablatash, M. “*Optical wavelet domain Reflectometry*”. *Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, 1994, *Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on , vol., no., pp.158-161, 25-28 Oct 1994*.
- [12] Furse, C.; Smith, P.; Diamond, M. “*Feasibility of reflectometry for nondestructive evaluation of prestressed concrete anchors*”. *Sensors Journal, IEEE , vol.9, no.11, pp.1322-1329, Nov. 2009*.
- [13] Ruijun, Li.; Yaqing, Shi.; Runshan, Bai; et al. “*Application of the threshold and best tree based on wavelet analysis in the intelligent diagnosis on anchor poles*”. *Electric Technology and Civil Engineering (ICETCE), 2011 International Conference on , vol., no., pp.5774-5777, 22-24 April 2011*.

- [14] Xiaodong, Gu.; Sablatash, M. “*Estimation and detection in OTDR using analyzing wavelets*”. *Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 1994., Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on* , vol., no., pp.353-356, 25-28 Oct 1994.
- [15] Shi, Lihua.; Xu, Qiwei.; Chen, Bin. *et al.* “*Measurement of the frequency-dependent dielectric constant of concrete materials by TDR and wavelet modeling method*”. *Environmental Electromagnetics, 2003. CEEM 2003. Proceedings. Asia-Pacific Conference on* , vol., no., pp. 626- 629, 4-7 Nov. 2003.
- [16] Ashcar, Rubens “*Recomendações e informações técnicas sobre fundações de linhas de transmissão*”. *VII ERLAC, Ciudad Del Leste, 1999.*
- [17] Brusamarello, Valner; Bianchi, André; Riader, Ester S.; Balbinot, Alexandre; Wentz, Márcio; Koniz, Diogo e Radke, Carlos. “*Investigação e comparação dos principais processos de corrosão em diferentes subestações de energia elétrica do Estado do RS*”. Novembro 2006. Foz do Iguaçu, Brasil.
- [18] Ciolho, A. T. e Tabatabai, H. “*Nondestructive methods for condition evaluation of prestressing steel strands in concrete bridges*”. *National Cooperative Highway Research Program. NCHRP Project 10-53. Março de 1999*
- [19] Gomes, Luiz Paulo, "Testes de proteção catódica para tubos enterrados e tanques metálicos em plantas industriais". IEC-Instalações e Engenharia de Corrosão Ltda, IT IEC-SPD001-IT-001, Rio de Janeiro, Brasil, 1989.
- [20] D. M. Pozar. *Microwave Engineering, 2nd ed., Ed. John Wiley & Sons INC, New York, 1998.*
- [21] D. K. Cheng. *Field and Wave Electromagnetics, 2nd ed., Ed. Pearson Education, INC, New York, 2006.*
- [22] J. A. Justino Ribeiro. Engenharia de Micro-ondas: Fundamentos e Aplicações, 1ª edição, Ed. Érica/Saraiva, São Paulo, 2008.
- [23] G. Wranglén. *An introduction to corrosion and protection of metals, 1st ed, Ed. Institut för metallskydd, Madison, 1972.*
- [24] Okanla, E.I., Gaydecki, P.A., and Burdekin, F.M. “*Detecting faults in post-tensioning ducts by electrical time-domain reflectometry*”. *Journal of Structural Engineering, ASCE, pp. 567-574, 1997.*
- [25] Dowding, C.H., and Pierce, C.E. “*Measurement of water pressure and deformation with time domain reflectometry cables*”, *SPIE Proceedings, No. 2457, pp. 217-225, 1995.*
- [26] <http://www.amanogawa.com/archive/transmissionpdf.html>
- [27] <http://www.microwaves101.com/calculators/866-microstrip-calculator>
- [28] Neto, A. G. Notas de aula da disciplina de Micro-ondas. IFPB, João Pessoa, 2014. PEGAR REFERÊNCIAS SOBRE A TRANSFORMADA WAVELET.

- [29] C. Furse, P. Smith, M. Safavi, and C. Lo. “*Feasibility of spread spectrum reflectometry for location of arcs on live wires,*” *IEEE Sensors J.*, vol. 5, no. 6, pp. 1445–1450, Dec. 2005.
- [30] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. “*Fault location on aircraft wiring using spread spectrum time domain reflectometry,*” *IEEE Sensors J.*, vol. 5, no. 6, pp. 1469–1478, Dec. 2005.
- [31] V. Taylor and M. Faulkner. “*Line monitoring and fault location using spread spectrum on power line carrier,*” in *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, Sep. 1996, vol. 143, pp. 427–434.
- [32] O. M. Bucci, A. Capozzoli, and G. D’Elia. “*A novel approach to scatterer localization problem,*” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 2079–2090, Aug. 2003.
- [33] S. Caorsi, A. Massa, and M. Pastorino. “*A stochastic microwave imaging approach for NDE applications,*” *Rev. Prog. Quant. Nondestruct. Eval.*, vol. 20, no. 4, pp. 422–429, 2000.
- [34] Y. Shi and D. C. Jiles. “*Finite element analysis of the influence of a fatigue crack on magnetic properties of steel,*” *J. Appl. Phys.*, vol. 83, no. 11, pp. 6353–6355, 1998.
- [35] N. J. Goldfine, D. Clark, and T. Lovett. “*Material characterization using model based meandering winding eddy current testing (MW-ET),*” in *EPRI Topical Workshop: Electromagnetic NDE Applications in the Electric Power Industry*, Charlotte, NC, Aug. 21–23, 1995, pp. 1–9.
- [36] L. R. G. S. L. Novo, M. T. de Melo, M. R. T. Oliveira, J. M. B. Bezerra, L. H. A. de Medeiros and R. R. B. de Aquino. “*Design of Connector for Measurements in High Frequency on Anchor Rods*”. *IJAEM, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, v. 45, p. 457-464, April 2014.
- [37] José M. B. Bezerra, Luiz H. A. de Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino, Otoni N. Neto, Lauro R. G. S. L. Novo, Marcos T. de Melo, Daniel S. Santos, Márcio A. B. Fontan and Paulo R. R. Britto. “*Localization and Diagnosis of Stay Rod of V Guyed Towers Corrosion*”. *ICHVE 2014, International Conference on High Voltage Engineering and Application*, September 2014, Ponznan, Poland.
- [38] Lauro R. G. S. Lourenço Novo, Marcos T. de Melo, Daniel S. dos Santos, José M. B. Bezerra, Luiz H. A. de Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino e Otoni N. Neto. “*Desenvolvimento de Método para Medição de Presença e Nível de Corrosão e Desgaste em Hastes de Âncora de Torres de Transmissão Estaiadas*”. *MOMAG 2014, 16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Agosto-Setembro 2014, Curitiba, Brasil.
- [39] Lauro R. G. S. L. Novo, Vinícius L. S. Dias, Marcos T. de Melo, José M. B. Bezerra, Luiz H. A. Medeiros, Ronaldo R. B. Aquino, Otoni N. Neto, Márcio A. B. Fontan, Paulo R. R. Britto. “*Design of a Complex Impedance Matching Circuit in Microstrip used to Detect Corrosion in Anchor Rods*”. *IMOC 2015, International Microwave and Optoelectronic Conference*, 3rd-6th November, Porto de Galinhas, Brazil.