UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA PPGEET - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

LUCIANA DA SILVA BRIGGS

ESTUDO, CARACTERIZAÇÃO E APLICAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI EM CÉLULA *PHASED ARRAY* DE BANDA LARGA

NITERÓI - RJ 2019

LUCIANA DA SILVA BRIGGS

ESTUDO, CARACTERIZAÇÃO E APLICAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI EM CÉLULA *PHASED ARRAY* DE BANDA LARGA

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

Orientadora: Prof^a. Dra. VANESSA PRZYBYLSKI RIBEIRO MAGRI SOUZA Co-orientadora: Prof^a. Dra. LENI JOAQUIM DE MATOS

> Niterói - RJ 2019

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE Gerada com informações fornecidas pelo autor

B854e Briggs, Luciana da Silva Estudo, Caracterização e Aplicação de Antenas Vivaldi em Célula Phased Array de Banda Larga / Luciana da Silva Briggs ; Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza, orientadora ; Leni Joaquim de Matos, coorientadora. Niterói, 2019. 202 f. : il.
Dissertação (mestrado) -Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2019.
DOI: http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2019.m.10037218778
1. Antena Phased Array. 2. Antena Vivaldi. 3. Antena Impressa. 4. Produção intelectual. I. Przybylski Ribeiro Magri Souza, Vanessa, orientadora. II. Joaquim de Matos, Leni, coorientadora. III. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV. Título.

Bibliotecária responsável: Fabiana Menezes Santos da Silva - CRB7/5274

LUCIANA DA SILVA BRIGGS

ESTUDO, CARACTERIZAÇÃO E APLICAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI EM CÉLULA *PHASED ARRAY* DE BANDA LARGA

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

Aprovada em 29 de março de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Prof^a. Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza - Orientadora - UFF

Prof^a. Dra. Leni Joaquim de Matos - Co-orientadora - UFF

Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira - UFF

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos - UFF

Dr. Ilidio Leite Ferreira Filho - Marinha do Brasil

Niterói - RJ - 2019

Dedicado ao povo brasileiro.

AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, por me conceder mais esta benção de poder realizar e concluir este curso há muito tempo almejado.

À minha família, pela paciência, motivação e carinho durante o curso, e em especial à minha filha Cecília, por ser minha força e minha inspiração, ao meu marido Rafael, pela compreensão e apoio incondicional em todos os momentos, e aos meus pais, pelos valores e ensinamentos que me foram transmitidos.

À minha orientadora, Vanessa, em especial, pela orientação, imensurável ajuda e apoio no desenvolvimento deste trabalho, e pela paciência, motivação e suporte em todas as dificuldades.

À minha co-orientadora, Leni, pelo grande apoio durante todo o curso e no desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus orientadores técnicos da Marinha do Brasil, Rodolfo Lima e Claumir Sarzeda, pelo imenso apoio e grande dedicação e contribuição prestada ao meu trabalho.

Ao amigo Vitor Mota, pelo apoio no desenvolvimento de códigos de programação e na montagem do *setup* de medição utilizados neste trabalho.

Aos professores e colegas do Laboratório de Propagação da UFF, pelo apoio prestado durante o curso e nas medições realizadas no laboratório.

Ao Instituto de Pesquisas da Marinha - IPqM e, em especial, aos pesquisadores, engenheiros e técnicos do Grupo de Sistemas de Guerra Eletrônica e Radar, pelo apoio durante o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço, também, ao Grupo de Tecnologia dos Materiais pelo apoio prestado nas medições realizadas no trabalho, com equipamento disponibilizado pelo Grupo.

À Marinha do Brasil, por permitir a realização deste curso, com dedicação exclusiva.

RESUMO

Esta dissertação aborda o desenvolvimento de um protótipo de célula de antena *phased array* de banda larga com quatro elementos de antena. O projeto se baseou em requisitos para o emprego desta célula em um mastro integrado com quatro faces, sendo estabelecidas duas possíveis bandas de operação: 8 a 18 GHz (B1) e 2 a 18 GHz (B2), e um campo de visão (*field of view*) de 90°. Quatro dispositivos defasadores foram disponibilizados para este trabalho, os quais, aplicados aos elementos de antena, permitem realizar o apontamento do feixe de irradiação do conjunto.

A implementação do projeto foi organizada em três etapas, são elas: projeto de antena impressa de banda larga para compor o protótipo de antena *phased array*; projeto do circuito controlador dos dispositivos defasadores e; a montagem e teste do protótipo propriamente dito. Na primeira etapa, foram dimensionados, projetados no *software* HFSSTM, fabricados e testados alguns modelos de antena impressa de banda larga (conforme B1 e B2 acima), para avaliação do melhor modelo a ser empregado no protótipo. Na segunda etapa, projetou-se e fabricou-se um circuito para realizar o controle e acionamento dos dispositivos defasadores. Esta etapa englobou o cálculo e determinação do valor de fase a ser configurado em cada defasador, para um determinado ângulo de apontamento, e alimentação dos respectivos defasadores com sinal correspondente à fase determinada. Na última etapa, primeiramente o conjunto de antenas foi simulado, com quatro elementos do modelo de antena que apresentou melhor desempenho na primeira etapa, em seguida, o protótipo de célula de antena *phased array* foi montado com quatro elementos fabricados desse modelo de antena, juntamente com o circuito projetado na segunda etapa. O protótipo foi medido experimentalmente e os resultados obtidos são apresentados e analisados.

Palavras-chave: antena phased array, antena impressa banda larga, antena Vivaldi.

ABSTRACT

This dissertation assesses the work of development of a broadband phased array antenna cell prototype with four antenna elements. The project was based on the requirements for the employment of this cell in a vessel with a four-sided integrated mast, with two possible operating bands: 8 to 18 GHz (B1) and 2 to 18 GHz (B2), and a field of view of 90°. Four phased shifters were available for this work, which, applied to the antenna elements, enable the array to perform beam steering.

The project implementation was organized in three stages, namely: broadband printed antenna design to compose the phased array antenna prototype; design of a circuit to control the phase shifter devices and; assembly and testing of the prototype. In the first stage, some models of broadband printed antenna (as B1 and B2 mentioned) were designed in HFSSTM software, then manufactured and tested, to evaluate the best model to be employed in the prototype. In the second stage, a circuit was designed and manufactured to perform the control and activation of the phase shifter devices. This step involved the calculation and determination of the phase value to be configured in each phase shifter, for a given a scan angle (SA), and control of the respective phase shifter with the signal correspondent to the determined phase. In the last stage, first the antennas array was simulated, with four elements of the antenna model, which presented the best performance in the first stage, and then, the phased array antenna cell prototype was assembled with four elements manufactured of this antenna model, together with the circuit designed in the second stage. The prototype was measured experimentally and the results obtained are presented and analyzed.

SUMÁRIO

Capítulo	1: Introdução	.1
1.1.	Contexto	.1
1.2.	Obietivo	.2
1.2	2.1. Requisitos	. 2
1.2	2.2. Projeto	. 3

Capítul	o 2: Projet	to de Antena Impressa de Banda Larga	8
2.1.	Introdu	ção	8
2.2.	Modelos	s de Antena Vivaldi	9
2	2.2.1. Tap	ered Slot Vivaldi Antenna (TSA)	9
	2.2.1.1.	TSA Microstrip	9
	2.2.1.2.	TSA Stripline	19
2	2.2.2. Anti	podal Vivaldi Antenna (AVA)	22
	2.2.2.1.	Conceito e Arquitetura	22
	2.2.2.2.	Antipodal Vivaldi Antenna Convencional (AVAC)	25
	2.2.2.3. Variation	Variação da Antena Vivaldi Antipodal (Vivaldi Antipodal Antenna n - AVAV)	
2	2.2.3 Aná	lise dos Resultados de Simulação	40
23	Fabrica	rão	41
2.4.	Caracte	rização Experimental	43
2	2.4.1. Med	lição da Perda de Retorno das Antenas Fabricadas	44
2	2.4.2. Med	ição do Diagrama de Irradiação das Antenas Fabricadas	46
	2.4.2.1.	Setup de medição do diagrama de irradiação	••••
	2.4.2.2.	Procedimento de medição do diagrama de irradiação	
	2.4.2.3.	Resultados de medição do diagrama de irradiação	••••••
2	2.4.3. Med	lição do Ganho das Antenas Fabricadas	55
	2.4.3.1.	Procedimento de medição de ganho	55
	2.4.3.2.	Resultados de medição de ganho	57
2.5.	Análise	dos Resultados Medidos	61

Capítul	o 3: Projet	to do Circuito Controlador	
3.1.	Introdu	ção	
3.2.	Disposit	ivo Defasador	
3.3.	Projeto	Físico do Circuito Controlador dos Defasadores	
Ĵ	3.3.1. Proj	ieto do Circuito de Controle de um dispositivo Defasador	66
	3.3.1.1.	Fabricação e Teste do Circuito de Controle de um Defasador	
ŝ	3.3.2. Proj	ieto do Circuito Controlador de 4 Defasadores	69
	3.3.2.1.	Fabricação do Circuito de quatro Defasadores	72
3.4.	Lógica d	lo Circuito	75
Ĵ	3.4.1. Prog	grama Lógico do Circuito Controlador	75
	3.4.1.1.	Código MATLAB	76
	3.4.1.2.	Código LabVIEW	
3.5.	Circuito	Final	
Capítul	o 4: Protó	tipo de Célula de Antena <i>Phased Array</i>	
- 1	Introdu		88

4.1. Introdução	88
4.2. Seleção da Antena para o Protótipo Célula de Antena <i>Phased Array</i>	88
4.3. Simulação do Conjunto de Antenas no HFSS	90
4.3.1. Avaliação do Desempenho do Conjunto de Antenas no HFSS sem variação de	2
fase9	90
4.3.1.1. Configuração do conjunto de antenas no HFSS	90
4.3.1.2. Resultados de Simulação de Desempenho do Conjunto	92
4.3.2. Simulação do Conjunto de antenas em Varredura de Apontamento9	98
4.3.2.1. Simulação Real de Varredura de Apontamento	99
4.3.2.2. Simulação Ideal de Varredura de Apontamento11	11
4.3.2.3. Análise dos Resultados de Simulação12	20
4.4. Calibração do Protótipo de Antena <i>Phased Array</i>	
4.5. Medição do Protótipo de Antena <i>Phased Array</i>	
4.5.1. Montagem do Protótipo de Antena Phased Array12	24
4.5.2. Setup de Medição do Protótipo de Antena Phased Array no LaProp-UFF12	25
4.5.3. Resultados de Medição do Protótipo de Antena Phased array12	29
4.5.4. Análise dos Resultados de Medição13	33

Capítulo 5: Conclusão	134
5.1. Análise dos Resultados	134
5.2. Trabalhos Futuros	
Referências:	136
Apêndice A: Procedimento de Fabricação das Antenas	140
Apêndice B: Algoritmo para Geração dos Diagramas de Irradiação Si	mulado e
Medido	155
Apêndice C: Ficha Técnica dos Dispositivos Defasadores	157
Apêndice D: Tabela de Correspondência de Fase	162
Apêndice E: Funcionamento do Equipamento NI-USB-6343	168
Apêndice F: Algoritmo do Scritp 2 (MATLAB) do Circuito Controlador	177
Apêndice G: Processo de Caracterização dos Dispositivos Defasadores	184
Apêndice H: Planilha de Caracterização dos Dispositivos Defasadores	190
Apêndice I: Código do Circuito de Controle no LabVIEW	191
Apêndice J: Algoritmo para Geração dos Diagramas de Irradiação Calculado e Simulado	1
Apêndice K: Tabela de Calibração	196
Apêndice L: Algoritmo do Scritp 1 (MATLAB) do Circuito Controlador	202

LISTA DE FIGURAS

- Fig. 1.1. Imagem de um navio com mastro integrado, com uma antena *phased array* associada às faces mastro.
- Fig. 1.2. Diagrama de blocos do protótipo de célula de antena phased array.
- Fig. 2.1. Estrutura da Tapered Slot Vivaldi Antenna microstrip.
- Fig. 2.2. Transição microstrip para slotline [21]
- Fig. 2.3. Modelo de chanfro adotado na linha microstrip [21]
- Fig. 2.4. Antena TSA *microstrip*, relativa à tabela 2.1, projetada no HFSS, com visualização da: (a) curva *slot*line exponencial, na camada superior; e (b) linha de alimentação *microstrip*, na camada inferior.
- Fig. 2.5. Perda de retorno da antena TSA microstrip, da tabela 2.1 (obtida por simulação).
- Fig. 2.6. Diagrama de irradiação da antena TSA *microstrip*, da tabela 2.1, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (Plano-E – Plano-H).
- Fig. 2.7. Curva de ganho no eixo principal da antena TSA microstrip, da tabela 2.1.
- Fig. 2.8. Representação tridimensional do modelo de Antena TSA stripline.
- Fig. 2.9. Antena TSA *stripline*, relativa à tabela 2.3, projetada no HFSS, com visualização da:
 (a) curva *slot*line exponencial na camada superior; e (b) curva *slot*line exponencial na camada inferior.
- Fig. 2.10. Perda de retorno da antena TSA stripline, da tabela 2.3 (obtida por simulação).
- Fig. 2.11. Diagrama de irradiação da antena TSA *stripline*, da tabela 2.3, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (Plano-E – Plano-H).
- Fig. 2.12. Curva de ganho no eixo principal da antena TSA stripline, da tabela 2.3.
- Fig. 2.13. Parâmetros da Antena AVA.
- Fig. 2.14. Estrutura da antena AVA com a introdução dos Regular Slot Edges.
- Fig. 2.15. Modelo de antena AVAC (a) sem RSE; e (b) com RSE.
- Fig. 2.16. Antenas AVAC relativa à tabela 2.5, projetadas no HFSS: (a) sem RSE; e (b) com RSE.
- Fig. 2.17. Perda de retorno da antena AVAC da tabela 2.5, sem e com RSE (obtidas por simulação).
- Fig. 2.18. Diagrama de irradiação das antenas AVAC da tabela 2.5, (a) sem; e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E --- Plano-H).

- Fig. 2.19. Curva de ganho no eixo principal das antenas AVAC da tabela 2.5, sem e com RSE.
- Fig. 2.20. Modelo de antena AVAV sem (a); e com RSE (b), vista frontal e posterior.
- Fig. 2.21. Antenas AVAV-1 relativas à tabela 2.5, projetadas no HFSS, (a) sem; e (b) com RSE.
- Fig. 2.22. Antena AVAV-2 relativas à tabela 2.7, projetadas no HFSS, (a) sem; e (b) com RSE.
- Fig. 2.23. Perda de retorno da antena AVAV-1 da tabela 2.5, com e sem RSE (obtidas por simulação).
- Fig. 2.24. Perda de retorno da antena AVAV-2 da tabela 2.7, sem e com RSE (obtidas por simulação).
- Fig. 2.25. Diagrama de irradiação das antenas AVAV-1 da tabela 2.5, (a) sem e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E --- Plano-H).
- Fig. 2.26. Diagrama de irradiação das antenas AVAV-2 da tabela 2.7, (a) sem e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E --- Plano-H).
- Fig. 2.27. Curva de ganho no eixo principal das antenas AVAV-1 sem RSE, da tabela 2.5, e AVAV-2 com RSE, da tabela 2.7.
- Fig. 2.28. Modelo de antena AVAC (a) sem RSE; (b) com um RSE; e (c) com dois RSE.
- Fig. 2.29. Antena AVAV-3 relativa à tabela 2.9, projetadas no HFSS com dois RSE.
- Fig. 2.30. Resultado da perda de retorno daz antenas AVAV-3 da tabela 2.9: sem RSE; com um RSE; e com dois RSE (obtida por simulação).
- Fig. 2.31. Diagramas de irradiação da antenas AVAV-3, da tabela 2.9, (a) sem RSE, (b) com 1
 RSE e (c) com 2 RSE, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado
 (—Plano-E - Plano-H).
- Fig. 2.32. Diagramas de irradiação da antena AVAV-3, da tabela 2.9, (a) sem RSE, (b) com 1
 RSE e (c) com 2 RSE, em 18 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (—Plano-E – –Plano-H).
- Fig. 2.33. Curva de ganho no eixo principal da antena AVAV-3 com 2 RSE, da tabela 2.9.
- Fig. 2.34. Antenas fabricadas: (a) TSA *microstrip*; (b) TSA *stripline*; (c) AVAV-1; (d) AVAV-2 com RSE; e (e) AVAV-3 com 2 RSE.
- Fig. 2.35. Fotografia da medição da perda de retorno das antenas fabricadas.
- Fig. 2.36. Gráfico comparativo dos resultados de perda de retorno, medido e simulado, das antenas TSA (a) *microstrip* e (b) *stripline*, (c) AVAV-1 sem
- Fig. 2.37. Diagrama de blocos do setup de medição utilizado no LaProp-UFF.

- Fig. 2.38. Foto dos intrumentos conectados para geração do sinal de transmissão durante a medição no LaProp-UFF.
- Fig. 2.39. Fotografia da estrutura de apoio criada para rotacionar a antena transmissora: (a) ao término da montagem; e (b) durante a medição.
- Fig. 2.40. Fotografia do setup de medição montado no LaProp.
- Fig. 2.41. Trecho de tabela criada em uma medição realizada no LaProp-UFF.
- Fig. 2.42. Diagrama de irradiação, (----) medido e (---) simulado, da antena AVAV-3-2RSE em 8 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2 RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.
- Fig. 2.43. Diagrama de irradiação, (---) medido e (---) simulado, da antena AVAV-3-2RSE em 11 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2 RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.
- Fig. 2.44. Diagrama de irradiação, (---) medido e (---) simulado, da antena AVAV-3-2RSE em 14 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2 RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.
- Fig. 3.1. Imagem do dispositivo Phase Shifter da General Microwave Série 77.
- Fig. 3.2. Imagem de um trecho da tabela Tabela_bits.xsl.
- Fig. 3.3. Esquemático inicial do circuito controlador de um defasador.
- Fig. 3.4. Fabricação do circuito de controle de um defasador.
- Fig. 3.5. Circuito de controle de um defasador fabricado e montado.
- Fig. 3.6. Teste do circuito de controle realizado no IPqM.
- Fig. 3.7. Esquemático do circuito de controle para quatro defasadores desenvolvido no HFSS.
- Fig. 3.8. Processo de fabricação do circuito para quatro defasadores: (a) e (b) processo de fabricação na máquina prototipadora; (c) processo de pós-fabricação; e (d) circuito final pós-fabricação.
- Fig. 3.9. Componentes utilizados na montagem do circuito final para controle de quatro defasadores: (a) conectores jumpers; (b) cabos jumpers; (c) resitores; (d) plugs para conectores banana; (e) espaçadores de nylon M2; e (f) conectores dB15 macho 90°, de placa de circuito impresso.
- Fig. 3.10. Circuito final montado com vista das camadas (a) inferior e (b) superior.
- Fig. 3.11. Circuito final montado conectado ao NI-USB-6343 e aos cabos fabricados.
- Fig. 3.12. Fluxograma da lógica do circuito controlador.
- Fig. 3.13. (a) Processo de caracterização dos dispositivos defasadores, e (b) o processo em diagrama blocos.

- Fig. 3.14. Gráfico das curvas de fase medida por fase configurada, por frequência.
- Fig. 3.15. Curvas de erro obtidas na análise dos resultados obtidos na caracterização dos defasadores.
- Fig. 3.16. Exemplo do processo de correção de fase.
- Fig. 3.17. Exemplo do processo de determinação da palavra de bits
- Fig. 3.18. Tela de interface com usuário desenvolvida no LabVIEW.
- Fig. 3.19 : Teste do Circuito Completo utilizando-se o VNA no IPqM.
- Fig. 4.1. Introdução dos quatro elementos de antenas em conjunto no SW HFSS.
- Fig. 4.2. Tela de configuração dos sinais de entrada nas portas das antenas do conjunto.
- Fig. 4.3. Resultado de simulação da perda de retorno do conjunto de quatro elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE, parâmetros: S11, S22, S33, S44.
- Fig. 4.4. Curvas de ganho, em dB, do conjunto de 4 elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE, em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz.
- Fig. 4.5. Diagrama de irradiação em 3D do conjunto de 4 elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz, do campo elétrico total (mV).
- Fig. 4.6. Diagrama de irradiação polar do conjunto de 4 elementos de antena AVAV-3 com 2 RSE, em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz, para campo elétrico máximo (mW) (--- Plano-E --- Plano-H).
- Fig. 4.7. Gráfico contendo as curvas, para as frequências de (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz, e 18 GHz do: (----) diagrama de irradiação do campo elétrico normalizado do elemento de antena; (----) fator de conjunto; (----) diagrama do conjunto, produto do fator de conjunto com o diagrama de um elemento de antena.
- Fig. 4.8. Gráfico contendo as curvas, para as frequências de (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz, e 18 GHz, do: (---) diagrama do conjunto, produto do fator de conjunto com o diagrama do elemento de antena; (---) diagrama do conjunto simulado, exportado do SW HFSS.
- Fig. 4.9. Tela de configuração do sinal de entrada nas portas das antenas do conjunto para simulação da varredura.
- Fig. 4.10. Tela de configuração de variáveis.
- Fig. 4.11. Diagrama do conjunto de antenas com a indicação das fases de alimentação.
- Fig. 4.12. Acesso à tela de configuração de parametrização.
- Fig. 4.13. Tela de configuração de parametrização.
- Fig. 4.14. Tela de entrada de dados na tela de configuração de parametrização.

- Fig. 4.15. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), resultados da simulação parametrizada do ângulo de apontamento do conjunto para as frequências de: (a) 8 GHz; (b) 11 GHz;
 (c) 4 GHz; e (d) 18 GHz.
- Fig. 4.16. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), resultados da simulação para os ângulo de apontamento do conjunto de (----) -45°, (---) -30°, (---) -15°, (----) 0°, (----) +15°; (----) +30°; e (----)+45°, para as frequências de: (a) 8 GHz; (b) 11 GHz; (c) 14 GHz; e (d) 18 GHz.
- Fig. 4.17. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), na frequência de 8 GHz, para o ângulo de apontamento do conjunto de (----) 30° e (-----) 35°.
- Fig. 4.18. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 8 GHz, de: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) + 30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.19. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 11 GHz, de: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) + 30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.20. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 14 GHz, de: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) + 30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.21. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 18 GHz, de: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) + 30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.22. Introdução do projeto de um elemento do modelo de antena a ser simulado em conjunto.
- Fig. 4.23. Tela para seleção de simulação do conjunto de antenas.
- Fig. 4.24. Tela de configuração do conjunto de antenas.
- Fig. 4.25. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de 4 antenas, em 8
 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.26. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 11
 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c)
 -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.27. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 14 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.

- Fig. 4.28. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 18
 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.29. Trecho da Tabela de Calibração para a frequência de 11 GHz.
- Fig. 4.30. Fluxograma da Lógica do Circuito Controlador atualizado com os dois scritps do MATLAB.
- Fig. 4.31. Foto do protótipo de antena *phased array* montado com vista (a) frontal e (b) lateral.
- Fig. 4.32. Diagrama de blocos do setup de medição do protótipo de antena phased array.
- Fig. 4.33. Foto tirada durante a medição do protótipo de antena phased array no LaProp-UFF.
- Fig. 4.34. Imagem aproximada dos pontos destacados na foto apresentada na figura 4.33: (a) conjunto de antenas transmissoras; (b) antena receptora; (c) circuito controlador; e
 (d) equipamentos para geração do sinal de transmissão.
- Fig. 4.35. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 8 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.36. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 11 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.
- Fig. 4.37. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 14 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.

LISTA DE TABELAS

- Tabela 2.1 Dimensões da antena TSA microstrip.
- Tabela 2.2. Valores dos parâmetros da antena TSA microstrip obtidos em simulação.
- Tabela 2.3. Dimensões da antena TSA stripline.
- Tabela 2.4. Valores dos parâmetros da antena TSA stripline obtidos em simulação.
- Tabela 2.5. Dimensões da antena AVAC.
- Tabela 2.6. Valores dos parâmetros da antenas AVAC obtidos por simulação.
- Tabela 2.7. Dimensões da antena AVAV-2.
- Tabela 2.8. Valores dos parâmetros da antenas AVAV obtidos em simulação.
- Tabela 2.9. Dimensões da antena AVAV-3.
- Tabela 2.10. Valores dos parâmetros da antenas AVAV-3 com 2 RSE, obtidos em simulação.
- Tabela 2.11. Tabela Comparativa dos Resultados Simulados dos parâmetros das Antenas.
- Tabela 2.12. Tabela com as frequências configuradas em cada instrumento para geração do sinal de transmissão.
- Tabela 2.13. Tabela com a relação de instrumentos utilizados na medição.
- Tabela 2.14. Valores dos parâmetros das variáveis do setup na frequência de 8 GHz.
- Tabela 2.15. Valores dos parâmetros das variáveis do setup na frequência de 11 GHz.
- Tabela 2.16. Valores dos parâmetros das variáveis do setup na frequência de 14 GHz.
- Tabela 2.17. Tabela comparativa apresentando valores de ganho simulados e medidos.
- Tabela 3.1. Funções dos Pinos do Conector J3 (DB15) do Defasador 7728A.
- Tabela 3.2. Tabela de correspondência: palavra de bits por pinos físicos do conector dB15.
- Tabela 3.3. Exemplo: Tabela de correspondência de palavra de bits em variáveis.
- Tabela 3.4. Tabela de Configuração do Pinos dos Defasadores às Portas do NI-USB-6343.
- Tabela 4.3.1: Valores de ganho máximo obtidos na simulação por frequência.

LISTA DE SIGLAS

AVA	Antipodal Vivaldi Antenna
AVAC	Antipodal Vivaldi Antenna Convencional
BAVA	Balance Antipodal Vidaldi Antenna
FOV	Field of View (Campo de visão)
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPBW	Half Power Beam Width
IPqM	Instituto de Pesquisas da Marinha
NI	National Instuments
PC	Personal Computer (Computador pessoal)
RF	Radio frequency
RSE	Regular Slot Edge
RX	Reception (Recepção)
SA	Scan Angle (Ângulo de apontamento)
SW	Software
TSA	Tapered Slot Vivaldi Antenna
ТХ	Transmission (Transmissão)
VNA	Vector Network Analyzer (Analisador de Rede Vetorial)

Capítulo 1

Introdução

1.1. Contexto

As antenas *phased array*, por definição na literatura acadêmica [1], consistem de múltiplos elementos de antena, que são alimentados de forma coerente e utilizam controle de variação de fase ou *time-delay* em cada elemento para realizar o apontamento do feixe de irradiação em determinados ângulos no espaço, também sendo possível utilizar a variação de amplitude para modelar o diagrama de irradiação do conjunto. Esse tipo de antena é muitas vezes preferido, em relação às antenas de abertura fixa, pela precisão e controle do padrão de irradiação que ele permite e, principalmente, pela capacidade de aumento da diretividade e de gerar uma varredura eletrônica, características desejadas ou necessárias a determinadas aplicações.

A literatura científica marca o início do trabalho com arranjos de antenas na década 1920, sendo a tecnologia empregada em sistemas radar, durante a Segunda Guerra Mundial pelas grandes potências como os Estados Unidos, a Inglaterra e a Alemanha [2][3]. Ainda nos dias atuais, os radares compostos por antenas *phased array* são largamente utilizados em navios e aeronaves das Forças Armadas. Observa-se, ainda, a tendência da aplicação das antenas *phased array* de forma integrada a vários sistemas na mesma plataforma, isto é, uma única antena *phased array* passa a atender a vários sistemas do navio, como os diversos radares existentes e os sistemas de guerra eletrônica (GE). Além disso, esta tecnologia é imprescindível para atuação de alguns sistemas modernos de radar, como os radares multifuncionais, os quais devem ser capazes de realizar diversas tarefas simultaneamente, como manter o acompanhamento de alvos terrestres e aéreos, se comunicar com outras unidades, entre outras [4][5].

É possível observar, na comunidade científica, o contínuo e crescente interesse em antena *phased array*, tendo em vista as pesquisas que vêm sendo desenvolvidas ao longo dos anos para buscar tanto a melhoria do desempenho da antena quanto a solução de problemas e limitações da tecnologia, por meio de, por exemplo: miniaturização dos elementos de antena;

e redução ou eliminação dos lóbulos laterais e do acoplamento mútuo [6-11]. Verifica-se ainda que este interesse não se limita apenas a propósitos militares, mas também abrange as aplicações civis. Podem-se citar alguns setores que também empregam a tecnologia de antena *phased array*, tais como: astronomia [12][13], medicina [14][15] e comunicação móvel [16][17], destacando-se a previsão de aplicação desta tecnologia para a nova geração da telefonia móvel 5G.

1.2. Objetivo

O escopo deste trabalho é implementar um protótipo de célula de antena *phased array* banda larga com quatro elementos dispostos linearmente e alimentados uniformemente. Neste trabalho, vai-se referir como célula *phased array* à subunidade de menor complexidade do conjunto de antenas. Cada célula integrante do conjunto é constituída por um conjunto de dispositivos/componentes, tais como: elemento de antena (elemento irradiante); e dispositivo defasador. O controle do apontamento deve se dar apenas pela introdução de diferença de fase entre os elementos, implementada através da utilização de dispositivos defasadores associados a cada elemento de antena.

1.2.1. Requisitos

Os dispositivos defasadores disponíveis para o projeto possuem uma banda de operação de 8 a 18 GHz. Tal característica foi utilizada para definir a banda mínima do projeto. Contudo, tendo em vista o aumento da aplicabilidade a uma maior quantidade e variedade de sistemas, como radares multifuncionais e sistemas de GE, os quais operam em bandas mais extensas, definiu-se a faixa de frequência de 2 a 18 GHz como a banda de operação desejada ou buscada, no projeto, englobando desta forma as bandas S, C, X e Ku [3]. Além disso, considerando uma aplicação naval, verifica-se uma tendência mundial na construção de navios com mastro integrado [18]. Nestes navios, as antenas dos sensores de radar e GE são compostas por antenas *phased array*, as quais são integradas às faces do mastro. Desta forma, definindo-se um mastro com seção transversal retangular com quatro faces, para garantir uma cobertura total de 360° em azimute, o protótipo da célula de antena *phased array* do projeto deve apresentar um campo de visão (*Field of View – FOV*) de 90°, ou seja, uma capacidade de varredura angular de -45° a +45°, conforme figura 1.1.



Fig. 1.1: Imagem de um navio com mastro integrado, com uma antena *phased array* associada às faces do mastro.

Na figura 1.1 é possível observar o exemplo de um navio (navio holandês *HNLMS Friesland*) com um mastro integrado de quatro faces, sendo destacada a imagem da antena de um radar (radar *Seamaster S-band*) posicionada nas faces do mastro [18].

Desta forma, definiram-se como requisitos para o projeto de protótipo de célula de antena *phased array* deste trabalho, uma banda objetivo de 8 a 18 GHz e uma banda desejada de 2 a 18 GHz, e uma varredura angular de -45° a 45°, em azimute.

1.2.2. Projeto

Tendo em vista a aplicação de variação de fase em quatro elementos de antena para realizar o apontamento do feixe de irradiação do *array* no ângulo desejado, a implementação do projeto foi planejada inicialmente, em uma visão macro, da seguinte forma:

- Aplicar a variação de fase nas quatro antenas banda larga (a ser desenvolvida) através dos defasadores a elas associados;
- Realizar o controle de fase dos defasadores através de um circuito de controle (a ser desenvolvido);
- Acionar o circuito de controle, com os valores de fase necessários para apontamento do feixe no ângulo desejado, pelo usuário, através de uma lógica (a ser desenvolvida) em um computador (PC).

Na figura 1.2, é apresentado o diagrama de blocos planejado, inicialmente, para o desenvolvimento do protótipo. Primeiramente, através do PC, o usuário deve entrar com os dados desejados de apontamento do *array*. Em seguida, os componentes do diagrama: PC, o equipamento NI-USB-6343 [19] e o circuito de controle, devem ser responsáveis por realizar os cálculos para determinação da fase de cada antena e pela introdução dos sinais, correspondentes às fases, nos defasadores – D0, D1, D2 e D3 – para gerar as diferenças de fase necessárias nas antenas, de modo que o conjunto aponte o diagrama de irradiação no ângulo desejado.

O equipamento NI-USB-6343 é um dispositivo USB de entradas e saídas multifuncionais, permitindo gerar sinais de controle em diferentes protocolos elétricos.



Fig. 1.2: Diagrama de blocos do protótipo de célula de antena phased array.

Na figura 1.2 está assinalado o ângulo θ de apontamento do conjunto, que é o feixe do lóbulo principal do diagrama de irradiação efetivo do conjunto, obtido aplicando-se as fases apropriadas em cada elemento de antena.

Desta forma, o desenvolvimento do projeto foi subdividido em três fases:

- Fase 1: Projeto de antena impressa de banda larga;
- Fase 2: Projeto do circuito controlador do dispositivo defasador;
- Fase 3: Projeto do conjunto de antenas associadas aos defasadores e ao circuito controlador para atuação como antena *phased array*.

Na seção a seguir são apresentados os capítulos da dissertação, os quais foram associados às fases de implementação do projeto listadas acima.

Cabe mencionar que, durante a pesquisa realizada na literatura científica em relação ao tema de antenas *phased array*, não foi encontrado nenhum trabalho realizado na configuração pretendida para este projeto, ou seja, empregando dispositivos defasadores digitais de 10 bits de fase e com desenvolvimento de um circuito de controle para acionamento e controle do feixe de irradiação do protótipo de célula *phased array*.

A dissertação foi organizada em mais quatro capítulos, os quais são descritos a seguir.

O Capítulo 2 apresenta o projeto de antena impressa de banda larga. É a fase do trabalho correspondente ao desenvolvimento do projeto de antenas impressa de banda larga, nas faixas de 8 a 18 GHz e de 2 a 18 GHz, conforme requisitos apresentados (1.2.1), visando a uma aplicação no protótipo de célula de antena *phased array*.

Estes projetos foram desenvolvidos com base em alguns modelos de antenas impressas de banda larga pesquisados. A partir de pesquisa realizada na literatura científica, a antena Vivaldi [20] foi identificada como o melhor tipo de antena para esse propósito. Tal antena possui diferentes modelos, dentre eles o *Tapered Slot Vivaldi Antenna* e o *Antipodal Vivaldi Antenna*. Esses dois modelos são abordados na Seção 2.2, sendo apresentados os seus conceitos, as suas arquiteturas e equações de dimensionamento. Algumas antenas desses modelos foram dimensionadas e projetadas no *software* (SW) *Ansoft High Frequency Structure Simulator* (HFSS™) [20], versão 15. O HFSS é um simulador de onda eletromagnética de alto desempenho, que utiliza o Método de Elementos Finitos e *mesh* adaptativo para realizar o cálculo de diversos parâmetros, dentre eles os parâmetros S e os campos eletromagnéticos. As antenas dimensionadas e implementadas no HFSS são simuladas e os seus respectivos resultados apresentados. Os modelos de antena que apresentaram melhores resultados de simulação são fabricados no material RO6006, Seção 2.3 e, posteriormente, testados na Seção 2.4.

O Capítulo 3 compreende o projeto de desenvolvimento e teste do circuito controlador dos dispositivos defasadores, abordando tanto o projeto do circuito físico quanto os códigos de programação com a lógica necessária elaborada. Visando a uma melhor compreensão, o projeto foi subdividido em quatro etapas: a primeira compreende o estudo dos dispositivos defasadores; a segunda abrange o projeto físico do circuito; a terceira é dedicada ao desenvolvimento dos códigos lógicos de controle, desenvolvidos em *softwares* específicos; e a última, apresenta o circuito controlador final desenvolvido e testado.

Em termos gerais, o objetivo do desenvolvimento do circuito controlador é realizar o controle do acionamento das fases de cada defasador, associados a cada uma das quatro antenas, para obter o apontamento do conjunto de antenas no ângulo desejado. Para tal, é necessário: calcular a fase correspondente a cada antena para que o conjunto aponte o feixe de irradiação no ângulo desejado; associar a fase calculada de cada antena à palavra de bits correspondente, compreendida pelo defasador; transformar os bits de fase em sinal TTL; e introduzí-los nos defasadores. As duas primeiras tarefas mencionadas acima são realizadas através de uma lógica elaborada em um código de programação, enquanto a terceira compreende a parte do circuito físico.

Na primeira etapa do projeto, realiza-se um estudo dos defasadores dispobilizados pelo Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM) para o projeto: quatro unidades do dispositivo *Phase Shifter*, da *General Microwave*, série 77. O estudo compreende a análise da ficha técnica do dispositivo no qual estão contidas, dentre outras informações, as suas características físicas e lógicas, modo de operação e valores de tensão e corrente necessários para acioná-lo. Este estudo está detalhado na Seção 3.2.

A segunda etapa do projeto circuito de controle compreende o desenvolvimento da estrutura física para manipular corretamente os dispositivos defasadores. Nesta fase, analisam-se os valores necessários de tensão e corrente para acionamento dos dispositivos defasadores e das fases propriamente ditas. O circuito de controle é projetado em uma placa de circuito impresso, primeiramente para realizar o controle de apenas um defasador e, posteriormente, para quatro unidades. Para realizar o acionamento dos dispositivos foi necessário utilizar, em conjunto com o circuito, um equipamento da *National Instruments* (NI-USB-6343) responsável pela associação dos bits lógicos em sinais TTL. Esta fase é detalhada na Seção 3.3.

Na terceira etapa do projeto do circuito de controle, Seção 3.4, é abordado o desenvolvimento da lógica do circuito controlador. São elaborados códigos de programação nos SW MATLAB[®] [22] e LabVIEWTM [23] para realizar o cálculo dos valores das fases a serem empregadas em cada antena, bem como a associação destas fases à palavra de bits correspondente. Dentro deste desenvolvimento, ainda são realizadas as etapas de caracterização dos dispositivos defasadores e posterior correção do erro medido.

Por fim, na Seção 3.5, é apresentado o circuito final de controle desenvolvido, testado com todos os elementos e dispositivos associados e operando: defasadores; circuito; NI-USB-

6343; e computador (PC) executando os SW MATLAB[®] e LabVIEWTM com os códigos desenvolvidos.

O Capítulo 4 compreende a implementação do protótipo de célula de antena *phased array* propriamente dito, utilizando-se todo o desenvolvimento realizado e apresentado nos capítulos anteriores, de projeto de antena impressa de banda larga e do circuito controlador dos dispositivos defasadores. O capítulo foi subdividido em quatro etapas, a saber: seleção da antena para compor o protótipo; simulação do conjunto no SW HFSS[™]; calibração do protótipo; e montagem e medição do protótipo *phased array* final.

O capítulo inicia com uma breve introdução na Seção 4.1, e na seção 4.2 realiza-se a seleção de uma antena, dentre as apresentadas no Capítulo 2, para compor o conjunto. Para tal, observou-se a teoria de antenas *phased array* e buscou-se atender os requisitos da banda objetivo (de 8 a 18 GHz), e a capacidade do conjunto em realizar uma varredura angular de -45° a $+45^{\circ}$.

Na seção 4.3, o conjunto de quatro elementos da antena selecionada é simulado no SW HFSS. Nesta fase, são analisados os resultados de simulação dos seguintes parâmetros: perda de retorno; ganho e; diagramas de irradiação do conjunto, com e sem varredura angular.

Na Seção 4.4, o processo de calibração do protótipo e sua implementação são detalhados.

Por fim, a Seção 4.5 apresenta os processos de montagem e medição do protótipo de célula de antena *phased array*. O diagrama de irradiação do protótipo é medido no Laboratório de Propagação da UFF (LaProp-UFF) para os ângulos de apontamento de 0°, $\pm 15^{\circ}$, $\pm 30^{\circ}$ e $\pm 45^{\circ}$, para as frequências de 8, 11 e 14 GHz. Os resultados obtidos são apresentados e, em seguida, analisados.

A conclusão desse trabalho é apresentada no Capítulo 5, onde é analisado o processo de desenvolvimento do protótipo, os resultados obtidos e as dificuldades encontradas. São ainda indicados trabalhos futuros, aos quais se pretende dar prosseguimento após a conclusão do curso de mestrado.

Capítulo 2

Projeto de Antena Impressa de Banda Larga

2.1. Introdução

Este capítulo compreende a fase de projeto das antenas de banda larga, nas faixas de 8 a 18 GHz e de 2 a 18 GHz, visando à aplicação no protótipo de conjunto *phased array*. Conforme já mencionado, após pesquisas realizadas, verificou-se que as antenas Vivaldi são as mais indicadas para o desenvolvimento de antenas de banda larga em circuito impresso. Algumas antenas Vivaldi, nos modelos *Tapered Slotline* e *Antipodal*, foram dimensionadas, projetadas e simuladas no *software* HFSSTM.

O dimensionamento das antenas impressas foi baseado no substrato disponibilizado pelo Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), o material RO6006 (*Rogers Corporation*), cujas características são: constante dielétrica (ϵ r) igual a 6,15; tangente de perdas (tan δ) igual a 0,0027; altura do substrato (h) igual a 0,635 mm; e espessura de metalização (t) igual a 35 µm. Este material foi escolhido em virtude de sua constante dielétrica relativamente alta, o que permite uma redução das dimensões da antena. Os projetos que apresentaram os melhores resultados de simulação foram então fabricados no material RO6006 e testados posteriormente.

Este capítulo está organizado em quatro seções. Na Seção 2.1, são abordados dois modelos de antenas do tipo Vivaldi, sendo apresentadas as suas arquiteturas e equações de dimensionamento. Nesta mesma seção, algumas antenas desses dois modelos foram projetadas e simuladas no SW HFSS, e em seguida apresentados os resultados obtidos na simulação. A Seção 2.3 apresenta o processo de fabricação das antenas escolhidas. Na Seção 2.4, as antenas fabricadas são testadas, e os resultados obtidos apresentados. Por fim, na Seção 2.5, faz-se uma breve conclusão do capítulo.

2.2. Modelos de Antena Vivaldi

2.2.1. Tapered Slot Vivaldi Antenna (TSA)

2.2.1.1. TSA Microstrip

2.2.1.1.1. Conceito e Arquitetura

Esse modelo de antena é composto por um substrato dielétrico com circuito impresso nos dois lados (metalização em ambas as faces). A antena é composta por um trecho *slotline*, um trecho *microstrip* e um trecho de transição *microstrip-slotline*. A antena Vivaldi é implementada por um trecho de *slotline* uniforme, em uma das superfícies condutoras, seguido por um outro trecho de uma *slotline* em formato de uma curva exponencial. A *slotline* exponencial é a responsável pela irradiação do sinal para o ambiente. Uma linha *microstrip* na camada condutora da face oposta é utilizada para a alimentação do sinal na antena. Na figura 2.1 observa-se a estrutura da antena TSA *microstrip*.



Fig. 2.1. Estrutura da *Tapered Slot Vivaldi Antenna microstrip*. A expressão da curva exponencial da *slotline* é apresentada na equação (2.1) [24,25]:

$$Y = C1 \cdot e^{Rx} + C2$$
(2.1)
onde: $C1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}$ e $C2 = \frac{e^{Rx_2}y_1 - e^{Rx_1}y_2}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}$

Na equação (2.1), x e y são as coordenadas horizontal e vertical, R é a taxa de abertura da curva exponencial e C1 e C2 são constantes de ajuste, determinadas pelas expressões acima. Os valores de (x_1,y_1) e (x_2,y_2) são, respectivamente, os valores das coordenadas (x,y)dos pontos inicial e final da curva exponencial, conforme figura 2.1. L é o comprimento e W, a largura da antena; W_c é a largura da cavidade quadrada; W_s é a largura da *slotline* uniforme; W_m é a largura da linha *microstrip*; e L_{mh} e L_{mv} são o comprimento dos trechos de linha *microstrip* horizontal e vertical, respectivamente. Com base nas características do material utilizado, a banda, a impedância e a ordem de grandeza de dimensão da antena desejada, pode-se calcular os valores L_s e W_s de acordo com [25]. O dimensionamento das linhas *microstrip* de alimentação e da *slotline* são realizadas conforme as equações de dimensionamento conhecidas na literatura [25][26], bem como o dimensionamento da *slotline* [25].

O trecho de transição *microstrip-slotline* é responsável pelo casamento de impedância entre essas linhas (nos dois planos), visando a redução da reflexão do sinal. A implementação do casamento de impedância neste trecho é de extrema relevância, pois tem impacto direto na banda da antena [27][28]. No ponto de cruzamento, ambas as linhas devem apresentar um curto virtual [28]. Uma forma de implementação é estender a *microstrip* de $\lambda/4$ [25] além do ponto de cruzamento das linhas, conforme figura 2.2. Na *slotline* é comumente realizada a terminação em cavidade circular [21][24] ou quadrada [29], as quais produzem um curto virtual no ponto de cruzamento.



Fig. 2.2. Transição microstrip para slotline [25]

De modo a posicionar a alimentação na face posterior da antena, visando a facilitar a sua conectorização, fez-se necessário introduzir um chanfro no ponto de "quebra" da *microstrip* em 90°, sendo adotado o modelo apresentado na figura 2.3 [25], com o corte do chanfro na diagonal do quadrado de interseção das linhas.



Fig. 2.3. Modelo de chanfro adotado na linha microstrip [25]

2.2.1.1.2. Projeto da TSA microstrip

2.2.1.1.2.1. Dimensionamento da TSA microstrip

Com base na arquitetura apresentada anteriormente, projetou-se uma antena TSA *microstrip* para aplicação na faixa de 8 a 18 GHz, conforme [27].

• Largura e Comprimento da Antena

Primeiramente, dimensionou-se o tamanho da antena, a largura L e o comprimento W, em função das frequências mínima e máxima da banda, conforme [27][30]. As seguintes expressões apresentadas nas equações (2.2) e (2.3) foram utilizadas para realizar o dimensionamento da antena:

$$L > \frac{\lambda_{min} + \lambda_{max}}{2} \tag{2.2}$$

$$W > \frac{\lambda_{min} + \lambda_{max}}{4} \tag{2.3}$$

Tendo em vista uma banda de 8 a 18 GHz, obtiveram-se os seguintes os seguintes valores iniciais para L e W, respectivamente: 27,08 mm e 13,54 mm, contudo, simulações mostraram que a antena apresentou um melhor desempenho para um dimensionamento realizado para a frequência mínima de 5 GHz e máxima de 18 GHz, para as quais obteve-se os seguintes valores de L e W, respectivamente: 38,33 mm e 19,16 mm.

• *Slotline* uniforme

Em [25] são apresentadas as equações de dimensionamento de linha *slotline*, as quais são subdivididas em conjuntos de equações. A identificação do conjunto de equações a serem empregadas é realizada em função da condição dos seguintes parâmetros: constante dielétrica do material (ϵ_r); relação da altura do substrato (h) e o comprimento de onda na frequência de operação (λ_0); e relação da largura da linha *slotline* (W_s) e h. Desta forma, para determinar do conjunto de equações a serem utilizados no projeto da antena TSA *microstrip* foi necessário avaliar cada parâmetro:

 1 – Como a constante dielétrica do material RO6006 é 6,15, o primeiro parâmetro se enquadra na seguinte condição:

$$2,22 < \epsilon_r < 9,8 \tag{2.4}$$

2 – Para uma constante dielétrica na faixa de 2,22 < ϵ_r < 9,8, uma segunda condição deve ser avaliada para poder-se determinar as equações de dimensionamento:

$$0,006 \lambda_0 < h < 0,06 \lambda_0 \tag{2.5}$$

A altura do substrato do material utilizado é 0,635 mm o que corresponde a 0,01 do comprimento de onda em 8 GHz e, 0,03 do comprimento de onda em 18 GHz, enquadrandose, desta forma, na condição exigida.

3 – Atendendo-se às condições (2.4) e (2.5), deve-se verificar duas possibilidades de configuração:

 $\circ \quad 0{,}0015 < W_s\!/\!\lambda_0 < \ 0{,}075$

Para a frequência de 8 GHz, têm-se: 0,05625 mm $< W_s < 2,8125$ mm e, para a frequência de 18 GHz, têm-se: 0,02499 mm < Ws < 1,2495 mm.

$$\circ$$
 0,075 < W_s/ λ_0 < 1,000

Para a frequência de 8 GHz, têm-se: 2,8125 mm $< W_s < 37,5$ mm e, para a frequência de 18 GHz, têm-se: 1,2495 mm $< W_s < 16,66$ mm.

Tendo em vista que a impedância característica da *slotline* aumenta com o aumento da largura da linha, a menor largura da linha deve ser selecionada para se tentar obter o valor de impedância mais próximo possível de 50 Ω [31]. Diante disso, optou-se pelo conjunto de equações de dimensionamento da primeira configuração (0,0015 < W_s/ λ_0 < 0,075), as quais são apresentadas a seguir:

$$\frac{\lambda_{s}}{\lambda_{0}} = 0,9217 - 0,277 \ln\epsilon_{r} + 0,0322 \frac{W_{s}}{h} \left[\frac{\epsilon_{r}}{\left(\frac{W_{s}}{h} + 0,435 \right)} \right]^{\frac{1}{2}} - 0,01 \ln\left(\frac{h}{\lambda_{0}} \right) \left[4,6 - \frac{3,65}{\epsilon_{r}^{2} \sqrt{\frac{W_{s}}{\lambda_{0}}} (9,06 - 100 \frac{W_{s}}{\lambda_{0}}} \right]$$

$$(2.6)$$

$$Z_{0s} = 73,6 - 2,15\epsilon_r + (638,9 - 31,37\epsilon_r) \left(\frac{W_s}{\lambda_0}\right)^{0,6} + \left(36,23\sqrt{\epsilon_r^2 + 41} - 225\right) \left(\frac{\frac{W_s}{h}}{\left(\frac{W_s}{h} + 0,876\epsilon_r - 2\right)}\right) + 0,51(\epsilon_r + 2,12) \left(\frac{W_s}{h}\right) \ln\left(100\frac{h}{\lambda_0}\right) - 0,753\epsilon_r \left(\frac{h}{\lambda_0}\right) / \left(\frac{W_s}{\lambda_0}\right)$$
(2.7)

Para o dimensionamento da *slotline* uniforme foi considerado o valor de impedância de entrada na porta na antena de 50 Ω , tendo em vista a impedância dos cabos de RF a serem utilizados. Adotou-se um valor intermediário na relação W_S/ λ_0 igual a 0,03, obtendo-se W_S = 0,5 mm, para a frequência de 18 GHz, o qual apresentou melhor resultado de simulação. Este valor também foi escolhido em função da capacidade da prototipadora, tendo em vista uma futura fabricação. Através das equações de dimensionamento verificou-se que, para 18 GHz, têm-se $\lambda_S = 10,37$ mm, enquanto para a frequência inferior da banda, de 8 GHz, tem-se $\lambda_S =$ 24.67 mm.

• Linha microstrip

O dimensionamento da linha de alimentação *microstrip* foi realizado com base em [25][26], onde são apresentadas as equações para determinação, em função de h e ϵ_r , dos seguintes parâmetros: constante dielétrica efetiva (ϵ_e), impedância (Z_0), e largura da linha *microstrip* (W_m).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{W_m}}} \right)$$
(2.8)

$$Z_{0} = \begin{cases} \frac{60}{\epsilon_{e}} \ln\left(\frac{8d}{W_{m}} + \frac{W_{m}}{4h}\right) & para \ \frac{W_{m}}{h} \leq 1\\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{e}}\left[\frac{W_{m}}{h} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{W_{m}}{h} + 1.444\right)\right]} & para \ \frac{W_{m}}{h} \geq 1 \end{cases}$$
(2.9)

$$\frac{W_m}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & para \ \frac{W_m}{h} < 2\\ \frac{2}{\pi} \Big[B - 1 - \ln(2B - 1) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\right) \Big\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \Big\} \Big] para \ \frac{W_m}{h} > 2 \end{cases}$$
(2.10)

onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)$$
(2.11)

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r} \tag{2.12}$$

Neste dimensionamento, também se considerou um valor de impedância igual a 50 Ω . Os seguintes valores foram obtidos das equações anteriores para a linha *microstrip* em 8 e 18 GHz: $\lambda_m = 17.8242$ mm e W_m = 0,9351 mm, em 8 GHz; e $\lambda_m = 7,9187$ mm e W_m = 0,9351 mm, em 18 GHz.

Nas simulações realizadas, contudo, verificou-se que estes valores de dimensionamento não apresentaram bons resultados. Foram então realizados novos dimensionamentos com maiores valores de frequências. A configuração na qual se obtiveram melhor resultado foi a o dimensionamento da linha para uma frequência de 19,5 GHz, na qual obteve-se os seguintes valores de dimensionamento para a linha *microstrip*: $\lambda_m = 7,4$ mm e $W_m = 0,4$ mm.

• Cavidade da *Slotline*

A cavidade implementada ao final da *slotline*, através da qual é realizado o casamento de impedância com a linha *microstrip*, pode ser implementada através de uma cavidade circular ou quadrada, conforme mencionado anteriormente. Ambas implementações são

vastamente encontradas na literatura. Foram realizadas simulações com as duas configurações, e a configuração que apresentou melhor resultado foi a quadrada. Esta cavidade foi então adotada no projeto com um valor de aresta, W_c, igual a 2,5 mm.

A determinação do valor de W_c foi realizado através da avaliação dos resultados obtidos em simulações implementadas com diferentes valores de aresta para a cavidade, dentro de uma faixa de valores. Não foi encontrada na literatura uma expressão de dimensionamento da cavidade quadrada, então, inicialmente foi utilizada, como ponto de partida, a relação para dimensionamento da cavidade circular. Em [28] é definido que o valor de diâmetro da cavidade circular deve ser um quarto do comprimento de onda na linha *slotline* para a maior frequência da banda de operação. Adotou-se, então, essa relação para definir um valor inicial de simulação, o qual foi calculado como 2,59 mm. A partir deste valor, realizaram-se algumas simulações com alguns valores acima e abaixo, obtendo-se um melhor resultado para a antena com um valor de W_c igual a 2,5 mm.

• Determinação da taxa de abertura da curva exponencial

Conforme visto anteriormente, R é a taxa de abertura da curva exponencial da equação (2.1). Este valor foi determinado através da análise dos resultados obtidos nas simulações da antena para diferentes valores de R. Foram realizadas simulações com R ={0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5}, seguindo o mesmo procedimento realizado em [24] para determinação da melhor configuração. O melhor resultado foi obtido para R = 0,2.

Para implementar o projeto da antena no HFSS, primeiramente determina-se a curva exponencial para a *slotline* da antena. Conforme equação (2.1) e adotando-se os valores de R = 0,2, $W_s = 0,5 \text{ mm}$, L = 40,05 mm e W = 25 mm, determinados anteriormente, obteve-se a seguinte equação da curva:

$$Y = 0,016679 \cdot e^{0,2x} + 0,23907 \tag{2.11}$$

Em seguida, foram introduzidos no SW HFSS os valores dimensionados para cada parâmetro da antena TSA *microstrip*, determinados anteriormente e apresentados na tabela

2.1, bem como a equação (2.11), para gerar a curva exponencial da *slotline* e, então, obtendose a antena simulada, conforme figura 2.4.

Parâmetros	Dimensão	Parâmetros	Dimensão
da Antena	(mm)	da Antena	(mm)
L	40	\mathbf{W}_{m}	0,4
W	25	L_{mh}	7,4
W _c	2,5	L_{mv}	7,5
W _s	0,5	_	_

Tabela 2.1 - Dimensões da antena TSA microstrip.



Fig. 2.4. Antena TSA *microstrip*, relativa à tabela 2.1, projetada no HFSS, com visualização da: (a) curva *slotline* exponencial, na camada superior; e (b) linha de alimentação *microstrip*, na camada inferior.

Na Fig. 2.4 (a) observa-se o projeto da antena TSA *microstrip* implementado no HFSS, com a imagem da camada superior apresentando a curva *slotline* exponencial destacada na cor rosa. Na figura 4 (b) é destacada, também na cor rosa, a imagem da linha de alimentação *microstrip* implementada na camada inferior da antena. Esta antena foi simulada e os resultados são apresentados a seguir.

2.2.1.1.2.2. Resultados de Simulação da TSA microstrip

Na simulação da antena TSA *microstrip*, assim como para todos os projetos de antenas apresentados neste capítulo, foram avaliados os parâmetros de perda de retorno, ganho, diretividade e HPBW, para os quais foram adotados os conceitos da teoria de antenas consagrados na literatura científica [21].

A antena TSA *microstrip* simulada apresentou uma banda de operação na faixa de 5,73 - 15,9 GHz, como pode se observar na figura 2.5, sendo adotado valor de -10 dB, como limiar do parâmetro de perda de retorno, para avaliação da banda da antena, valor comumente adotado na comunidade acadêmica [6-8], e que indica que, aproximadamente, apenas 10% do sinal é refletido. Esta antena apresentou, ainda, um valor de diretividade igual a 7,38 dB e ganho máximo igual a 7,05 dB, em 15 GHz, e valor de HPBW de 68,26° (phi = 0°) e 73,71° (phi = 90°), na frequência de 8 GHz. Na figura 2.6 é apresentado o diagrama de irradiação da antena e, na figura 2.7, a sua curva de ganho, obtidos por simulação.



Fig. 2.5. Perda de retorno da antena TSA *microstrip*, da tabela 2.1 (obtida por simulação).


Fig. 2.6. Diagrama de irradiação da antena TSA *microstrip*, da tabela 2.1, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (— Plano-E –––Plano-H).



Fig. 2.7. Curva de ganho no eixo principal da antena TSA microstrip, da tabela 2.1.

Na tabela 2.2 foram inseridos os valores dos parâmetros da antena TSA *microstrip*, obtidos por simulação no HFSS, para melhor análise do seu desempenho. As antenas que exibem o símbolo asterisco ("*") ao lado dos valores da banda, correspondem às antenas que apresentaram, dentro da faixa de frequência para qual foram projetadas, trechos com valores de S_{11} (dB) melhores que -10 dB. A partir deste momento, esta simbologia passa a ser adotada para todo o capítulo.

Tabela 2.2. Valores dos parâmetros da antena TSA microstrip obtidos em simulação.

Banda de Projeto: 8-18 GHz					
Modeles de Antenes	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW	HPBW
Modelos de Antenas Dundu (GHZ)	máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)	(phi=90°)	
TSA microstrip	5,73 - 15,90*	7,38	7,05	68,26°	73,71°

Com o modelo de antena TSA *microstrip* não foi possível obter uma antena que cobrisse a banda até 18 GHz, assim, verificou-se a necessidade de adotar um novo modelo para que a antena atendesse toda a banda desejada. Para isso, optou-se por avaliar o modelo de antena TSA *stripline*.

2.2.1.2. TSA Stripline

2.2.1.2.1. Projeto da TSA stripline

O modelo TSA *stripline* é uma variação do modelo TSA *microstrip*. Pesquisas mostram que o modelo de antena TSA *stripline* apresenta um melhor desempenho em relação ao modelo com alimentação com linha *microstrip* [31]. Desta forma, visando à melhoria do limite superior da banda de frequência, projetou-se uma antena TSA *stripline*. Este projeto foi baseado na antena TSA *microstrip* anteriormente projetada, adotando-se a equação (2.11) e os mesmos valores de parâmetros W_c, W_s, e W da tabela 2.1. Nesse modelo, contudo, duas antenas TSA *microstrip* são unificadas por sobreposição em camadas, sendo agora alimentadas por uma linha *stripline*, conforme figura 2.8, sendo esta linha dimensionada de acordo com [26].



Fig. 2.8. Representação tridimensional do modelo de Antena TSA stripline.

Foram realizadas algumas simulações com a linha de alimentação dimensionada para diferentes frequências dentro da banda de operação desejada de 8 a 18 GHz, para avaliar a melhor configuração. A antena apresentou melhor desempenho com um dimensionamento realizado para a frequência de 20 GHz. Nesta configuração obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros: largura da *stripline* $W_{sl} = 0,36056$ mm; comprimento $L_{sv} = 9,0666$ mm e comprimento $L_{sh} = 10,5777$ mm. Na tabela 2.3, são apresentados os valores de todos os parâmetros da antena TSA *stripline*.

Parâmetros da Antena	Dimensão (mm)	Parâmetros da Antena	Dimensão (mm)
L	40	W _{sl}	0,36
W	25	L _{sh}	10,57
W _c	2,5	L_{sv}	9,06
W _s	0,5	_	_

Tabela 2.3. Dimensões da antena TSA stripline.

Os valores da tabela 2.3 e a equação (2.11) foram introduzidos no HFSS, obtendo-se, por fim, a antena simulada, mostrada na figura 2.9:



Fig. 2.9. Antena TSA *stripline*, relativa à tabela 2.3, projetada no HFSS, com visualização da: (a) curva *slotline* exponencial na camada superior; e (b) curva *slotline* exponencial na camada inferior.

Na figura 2.9 (a) observa-se o projeto da antena no HFSS, com a camada superior da antena destacada na cor rosa, sendo possível visualizar a curva exponencial da *slotline*. Na figura 2.9 (b) é destacada a camada inferior da antena. Esta antena foi simulada e os resultados são apresentados a seguir.

2.2.1.2.1.1. Resultados de Simulação da TSA stripline

Verifica-se, na figura 2.10, o resultado da simulação da perda de retorno da antena TSA *stripline* que, conforme desejado, mostra a resposta em frequência de 7,85 GHz até valores superiores a 18 GHz. Essa antena apresentou um valor de diretividade igual a 7,62 dB e ganho máximo igual a 7,27 dB, em 15 GHz, e HPBW de 74,55° (phi = 0°) e 76,36° (phi = 90°), na frequência de 8 GHz. A figura 2.11 apresenta o diagrama de irradiação da antena e a figura 2.12 sua curva de ganho, resultados de simulação.



Fig. 2.10. Perda de retorno da antena TSA *stripline*, da tabela 2.3 (obtida por simulação).



Fig. 2.11. Diagrama de irradiação da antena TSA *stripline*, da tabela 2.3, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (— Plano-E – – Plano-H).



Fig. 2.12. Curva de ganho no eixo principal da antena TSA stripline, da tabela 2.3.

Na tabela 2.4 foram inseridos os valores dos parâmetros da antena TSA *stripline*, obtidos por simulação no HFSS.

Tabela 2.4. Valores dos parâmetros da antena TSA stripline obtidos em simulação.

Banda de Projeto: 8-18 GHz					
Modelos de Antenas Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW	HPBW	
	máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)	(phi=90°)	
TSA stripline	$7,\!85-18,\!00$	7,62	7,27	74,55°	76,36°

Tendo em vista os resultados obtidos em simulação, esta antena é uma excelente candidata para a faixa de frequências de 8 a 18 GHz. Entretanto, não se teve sucesso ao se tentar dimensionar um projeto deste modelo de antena para frequências inferiores, visando à segunda banda de operação, de 2 a 18 GHz. Para atender a faixa de frequência, outros modelos no mesmo substrato são avaliados a seguir.

2.2.2. Antipodal Vivaldi Antenna (AVA)

2.2.2.1. Conceito e Arquitetura

A banda da antena TSA é limitada e diretamente impactada pelo trecho de transição *microstrip* para *slotline*, cujo dimensionamento é bastante complexo [27][28]. Visando a eliminar ou reduzir o problema de alimentação, foi encontrado na literatura um outro modelo de antena Vivaldi, a Vivaldi Antipodal (AVA) [32]. Assim como no modelo TSA, a antena

AVA também apresenta versões com linhas de alimentação *microstrip* e *stripline* (*Balance Antipodal Vivaldi Antenna* – BAVA), contudo é estudado e trabalhado aqui apenas o modelo AVA com alimentação *microstrip*.

Existem diversas formas de implementação destas antenas [32-34], tendo sido adotado o método de implementação baseado em elipses [32]. Neste método, a estrutura das antenas AVA projetadas se baseia na interseção de um quarto de duas elipses implementadas tanto na camada condutora superior quanto na inferior, contudo posicionadas de forma oposta e espelhada em relação ao eixo longitudinal da antena. Na figura 2.13, são apresentados os parâmetros geométricos de dimensionamento desse tipo de antena, cujas expressões encontram-se nas equações. (2.12) - (2.15) [27]. Dentro deste modelo, ainda existem diversas variações e, por isso, o modelo apresentado a seguir, na figura 2.15, será aqui denominado AVAC (convencional); uma outra variação de antena AVA, figura 2.20, é abordada em seguida.



Fig. 2.13. Parâmetros da Antena AVA.

Nas equações (2.12) - (2.15) a seguir são apresentadas as equações de dimensionamento dos parâmetros geométrico das elipses:

$$a1 = (W - W_f)/2 \tag{2.12}$$

$$a2 = 1,68 \cdot b2$$
 (2.13)

$$b1 = 0.48 \cdot a1$$
 (2.14)

$$b2 = (W + W_f)/2$$
 (2.15)

W e L correspondem à largura e ao comprimento total da antena, respectivamente, e a1, a2, b1 e b2 são vértices das duas elipses, conforme se pode observar na figura 2.13. W_f e L_f são a largura e o comprimento da linha *microstrip* de alimentação da antena, respectivamente, e são dimensionados conforme [25][26].

Neste modelo, o dimensionamento da largura antena é realizado conforme as expressões apresentadas nas equações (2.16) - (2.17) [32] a seguir:

$$f_{\min} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_e}}$$
(2.16)

onde o ϵ_e é determinado pela equação (2.8).

Da estrutura geométrica da antena, pode-se inferir que o comprimento da antena AVA é dado pela seguinte equação:

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_{\mathbf{f}} + \mathbf{a}\mathbf{2} \tag{2.17}$$

Neste modelo, foi avaliado a introdução de um *Regular Slot Edge* (RSE). O *slot* é um trecho de condutor removido na lateral da antena, geralmente em um formato retangular, o que promove uma redução da corrente de superfície na lateral da antena, reduzindo por consequência os lóbulos laterais no diagrama de irradiação da mesma, e por fim, melhorando o seu desempenho, conforme estudos encontrados na literatura [6][35]. Uma das melhorias identificadas pela introdução dos *slot*s nas antenas é a redução da frequência inferior da banda [6]. O estudo apresentado em [35] apresenta a análise de algumas expressões de dimensionamento dos *slot*s, verificando quais expressões provocam uma maior melhoria nos resultados das antenas simuladas com os RSE. Dentre as expressões disponíveis, optou-se por utilizar as seguintes, por resultarem em *slot*s com menores dimensões:

$$CL = 0,08\lambda_0 \tag{2.18}$$

$$CW = 0,04\lambda_0 \tag{2.19}$$

onde: CL - é o comprimento do slot;

CW - é largura do slot; e

 λ_0 - comprimento de onda da frequência mínima da banda.

Na figura 2.14, é possível visualizar a introdução dos *slot*s na estrutura inicial da antena AVA apresentada na figura 2.13.



Fig. 2.14. Estrutura da antena AVA com a introdução dos Regular Slot Edges.

Em todos os projetos de antenas em que foram introduzidos os *slots*, o seu posicionamento foi determinado através de um processo de parametrização oferecido pelo HFSS, no qual, após especificar uma faixa de valores de posicionamento do *slot*, o SW realiza uma simulação para cada valor de posição e apresenta, ao final, um gráfico com as curvas de perda de retorno resultantes de cada simulação. Assim, conseguiu-se determinar a melhor posição dos *slots* implementados na antena.

Nos projetos das antenas AVA são desenvolvidos sempre dois projetos de antena, um baseado na estrutura original da antena, conforme figura 2.13, e um segundo, baseado na estrutura da figura 2.14, com a introdução dos RSE. As duas variações do modelo são comparadas e avaliadas quanto ao seu desempenho.

2.2.2.2. Antipodal Vivaldi Antenna Convencional (AVAC)

2.2.2.2.1. Projeto da AVAC

2.2.2.1.1. Dimensionamento da AVAC

No projeto da antena AVAC, a faixa de frequência inferior de projeto é estendida e, como as dimensões da antena estão diretamente relacionadas à frequência mínima [32], estas foram recalculadas, inicialmente, para 2,5 GHz, utilizando-se a equação (2.16) para uma avaliação inicial. Neste dimensionamento, obteve-se um valor de W igual a, aproximadamente, 30 mm.

Neste modelo de antena, existem duas linhas *microstrip* iguais nas duas camadas. A linha da camada superior é de alimentação enquanto a da camada inferior corresponde ao terra. As linhas foram dimensionadas conforme [25][26], determinando-se os valores de W_f e L_f , respectivamente iguais a: 0,9 mm e 24 mm.

Tendo-se determinado os valores de W_f e W, através das equações (2.12) - (2.17), é possível calcular o comprimento da antena, sendo obtido valor de L igual a, aproximadamente, 50 mm.

Conforme mencionado anteriormente, a este modelo também foi incorporado um RSE, tanto na camada superior quanto na inferior, visando à melhoria da banda. Na figura 2.15 são apresentados os modelos de Antena AVAC, com e sem RSE. O *slot* foi dimensionado para a frequência de 2 GHz, conforme equações (2.18) - (2.19), obtendo-se os seguintes valores: largura CW = 6 mm, e altura CL = 12 mm.



Fig. 2.15. Modelo de antena AVAC (a) sem RSE; e (b) com RSE.

A tabela 2.5 contém os valores finais de dimensionamento de cada parâmetro dos modelos de antena AVAC com e sem RSE.

Parâmetros da Antena	Dimensão (mm)	Parâmetros da Antena	Dimensão (mm)
L	50,00	a1	14,54
W	30,00	b1	6,98
L _f	24,00	a2	25,95
W _f	0,90	b2	15,45
CW	6,00	CL	12,00

Tabela 2.5. Dimensões da antena AVAC.

Os valores da tabela 2.5 foram introduzidos no SW HFSS, sendo obtidas por fim, as antenas AVAC simuladas, com e sem RSE, conforme figura 2.16:



Fig. 2.16. Antenas AVAC relativa à tabela 2.5, projetadas no HFSS: (a) sem RSE; e (b) com RSE.

Na figura 2.16 (a) observa-se o projeto da antena AVAC sem RSE implementado no HFSS, com destaque da camada superior da antena na cor rosa e na cor cinza escuro a camada inferior. Da mesma forma, na figura 2.16 (b) observa-se o projeto da antena AVAC com RSE, com destaque na camada superior na cor rosa e na cor cinza escuro a camada inferior, sendo possível visualizar, ainda, os RSE introduzidos em ambas as faces. Estes dois projetos da antena AVAC foram simulados e os resultados são apresentados a seguir.

2.2.2.1.2. Resultados de Simulação da AVAC

A figura 2.17 apresenta o resultado comparativo de simulação da perda de retorno dos dois projetos do modelo AVAC. As antenas AVAC sem RSE e com RSE apresentaram frequências de corte inferior em 6 GHz e 4 GHz, respectivamente, ambas com resposta aceitável até 18 GHz. Estes resultados de simulação indicam que a introdução do RSE promoveu o aumento da banda, conforme estudos realizados anteriormente [6][35].

As antenas apresentaram valores similares de diretividade e ganho até 12 GHz e de HPBW, aproximado, de 67° (phi = 0°) e 123,32° (phi = 90°), em 8 GHz. A antena AVAC com RSE apresentou valor de diretividade igual a 8,08 e ganho máximo igual a 8,01, em 12 GHz, enquanto a AVAC sem RSE apresentou valores de ganho e diretividade máximos iguais a 9,05 dB e 9,2 dB, respectivamente, em 15 GHz. Na figura 2.18 são apresentados os diagramas de irradiação e na figura 2.19 as suas curvas de ganho, resultados de simulação.



Fig. 2.17. Perda de retorno da antena AVAC da tabela 2.5, sem e com RSE (obtidas por simulação).



Fig. 2.18. Diagrama de irradiação das antenas AVAC da tabela 2.5, (a) sem; e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E --- Plano-H).



Fig. 2.19. Curva de ganho no eixo principal das antenas AVAC da tabela 2.5, sem e com RSE.

Na tabela 2.6 foram inseridos os valores dos parâmetros dos dois projetos da antena AVAC obtidos por simulação no HFSS.

Tabela 2.6. Valores dos parâmetros das antenas AVAC obtidos por simulação.

Banda de Projeto: 2 – 18 GHz					
Modelos de Antenas Banda (GHz)	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW [°]	HPBW [°]
	()	máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)	(phi=90°)
AVAC	6,36 - 18,00*	9,2	9,05	61,82°	120,30°
AVAC -RSE	4,17 - 18,00*	8,08	8,01	67,56°	123,32°

Como o resultado da perda de retorno na banda de 2,5 a 18 GHz necessitava de melhorias, um novo dimensionamento foi realizado para a AVA, agora baseado no modelo AVAV, apresentado a seguir.

2.2.2.3. Variação da Antena Vivaldi Antipodal (Vivaldi Antipodal Antenna - AVAV)

2.2.2.3.1. Projeto da AVAV: Banda 2 - 18 GHz

2.2.2.3.1.1. Dimensionamento da AVAV

O modelo de antena AVAV se diferencia do modelo AVAC pela presença de um plano de terra que se estende da base da antena até a curva da elipse menor, na camada inferior, o que facilita a conectorização da antena. Na figura 2.20 encontram-se os desenhos geométricos dos modelos da antena AVAV com e sem a introdução do RSE.



Fig. 2.20. Modelo de antena AVAV sem (a); e com RSE (b), vista frontal e posterior.

Para esse modelo, foram projetadas inicialmente duas antenas, visando a atender à banda de 2 a 18 GHz. A primeira, AVAV-1, utiliza as mesmas dimensões do modelo AVAC, conforme tabela 2.5. As dimensões da segunda, AVAV-2, foram calculadas para a frequência inferior de 2 GHz, conforme equações (2.16) - (2.17), visando novamente a tentar estender o limite inferior da banda da antena. Os valores dos parâmetros de AVAV-2 são apresentados na tabela 2.7.

Tanto para AVAV-1 quanto para AVAV-2 foram realizadas variações introduzindo-se o RSE a fim de se obter um melhor desempenho, com mesmo dimensionamento realizado anteriormente, conforme equações (2.18) - (2.19). A antena AVAV-2 com RSE apresentou melhor resultado de simulação para um dimensionamento de *slot* também na frequência de 12 GHz.

Parâmetros	Dimensão	Parâmetros	Dimensão
da Antena	(mm)	da Antena	(mm)
L	55,00	b1	8,42
W	36,00	a2	30,99
L _f	24,00	b2	18,45
W_{f}	0,90	CL	12,00
a1	17,54	CW	6,00

Tabela 2.7. Dimensões da antena AVAV-2.

Nas figuras 2.21 e 2.22 são apresentados, respectivamente, os projetos das antenas AVAV-1, sem e com RSE, e AVAV-2, sem e com RSE, implementados no SW HFSS. Para o projeto da AVAV-1 foram utilizados os valores da tabela 2.5 enquanto para o projeto da AVAV-2 foram utilizados os valores da tabela 2.7. Nestas figuras é possível visualizar o plano de terra estendido, característico do novo modelo AVAV.



Fig. 2.21. Antenas AVAV-1 relativas à tabela 2.5, projetadas no HFSS, (a) sem; e (b) com RSE.



Fig. 2.22. Antena AVAV-2 relativas à tabela 2.7, projetadas no HFSS, (a) sem; e (b) com RSE.

Na figura 2.21 (a) e (b) observa-se, respectivamente, o projeto da antena AVAV-1 sem e com RSE, com destaque da camada inferior da antena na cor rosa e na cor cinza escuro a camada superior. Na figura 2.22 (a) e (b) observa-se, respectivamente, o projeto da antena AVAV-2 sem e com RSE, com destaque da camada inferior da antena na cor rosa e na cor cinza escuro a camada superior. Estes quatro projetos da antena AVAV foram simulados e os resultados são apresentados a seguir.

2.2.2.3.1.2. Resultados de Simulação da AVAV

Observando-se os gráficos dos resultados das simulações da perda de retorno das quatro antenas AVAV nas figuras 2.23 e 2.24, verifica-se e comprova-se que, assim como para o modelo de antena AVAC, a introdução do RSE reduz a frequência de corte inferior entre 5% e 10%. Comparando-se as antenas de mesma dimensão, a AVAV-1 sem RSE e a AVAV-2 com RSE obtiveram os melhores desempenhos, esta última apresentando uma larga faixa de frequência de operação, iniciando em 3,5 GHz e estendendo-se até 20 GHz. Nas figuras 2.25 e 2.26 são apresentados os diagramas de irradiação dos modelos AVAV-1 e AVAV-2, respectivamente, resultados de simulação.



Fig. 2.23. Perda de retorno da antena AVAV-1 da tabela 2.5, com e sem RSE (obtidas por simulação).



Fig. 2.24. Perda de retorno da antena AVAV-2 da tabela 2.7, sem e com RSE (obtidas por simulação).



Fig. 2.25. Diagrama de irradiação das antenas AVAV-1 da tabela 2.5, (a) sem e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E --- Plano-H).



Fig. 2.26. Diagrama de irradiação das antenas AVAV-2 da tabela 2.7, (a) sem e (b) com RSE em 8 GHz para campo elétrico máximo normalizado (--- Plano-E - - -Plano-H).

As antenas que apresentaram melhor desempenho dentre os modelos AVAV-1 e AVAV-2, foram as antenas AVAV-1 sem RSE e antena AVAV-2 com RSE. A antena AVAV-1 sem RSE apresentou um valor de diretividade igual a 9,02 dB e ganho máximo de 8,96 dB, em 15 GHz, e HPBW de 65,07° (phi = 0°) e 124,21° (phi = 90°), em 8 GHz. A antena AVAV-2 com RSE apresentou diretividade igual a 8,90 dB e ganho máximo igual a 8,77 dB, em 10 GHz, e HPBW 60,72° (phi = 0°) e 100,80° (phi = 90°), em 9 GHz. Na figura 2.27 são apresentadas as curvas de ganho das antenas AVAV-1 sem RSE e AVAV-2 com RSE.



Fig. 2.27. Curva de ganho no eixo principal das antenas AVAV-1 sem RSE, da tabela 2.5, e AVAV-2 com RSE, da tabela 2.7.

Na tabela 2.8, foram inseridos os valores dos parâmetros dos quatro modelos de antena AVAV, obtidos na simulação no HFSS.

Banda de Projeto: 2 – 18 GHz					
Modelos de Antenas	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW [°]	HPBW [°]
Wodelos de Aliteitas	ntenas Dundu (G112)	máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)	(phi=90°)
AVAV-1	6,59 - 18,00	8,96	9,02	65,07°	124,21°
AVAV-1-RSE	4,13 - 18,00*	8,83	8,82	72,52°	125,79°
AVAV-2	4,52 - 18,00	10,48	10,72	55,90°	101,01°
AVAV-2-RSE	3,58 - 18,00	8,90	8,77	60,72°	100,80°

Tabela 2.8. Valores dos parâmetros das antenas AVAV obtidos em simulação.

2.2.2.3.2. Projeto da AVAV: Banda 8 - 18 GHz

2.2.2.3.2.1. Dimensionamento da AVAV: Banda 8 - 18 GHz

Apesar da antena AVAC ter apresentado, ligeiramente, um melhor desempenho quanto ao ganho e à diretividade, o parâmetro de perda de retorno foi adotado como critério para validação as antenas, em função da necessidade e busca por uma antena banda larga nas faixas de frequência do projeto e, neste quesito, a antena AVAV com a introdução do RSE foi a que apresentou melhor resultado. Tendo isto em vista, realizou-se um novo dimensionamento de antena neste modelo, agora retornando à banda inicial de 8 a 18 GHz, com a finalidade de comparar seu desempenho com o projeto desenvolvido no modelo TSA *stripline*, o qual apresentou melhor resultado de simulação nesta faixa de frequência de operação. Esta antena projetada foi denominada AVAV-3.

O dimensionamento da AVAV-3 obedeceu à mesma metodologia e equações adotadas nos modelos AVAV-1 e 2. Apesar da frequência mínima desejada agora ser 8 GHz, a antena apresentou melhor resultado para um dimensionamento de W na frequência de 4 GHz, sendo adotado um valor aproximando de L = 15,75 mm. A linha de alimentação foi dimensionada conforme [25][26].

Para esta antena, também foi implementada uma variação do modelo com a introdução do RSE, porém nesta, foram introduzidos dois RSE. Conforme realizado nos modelos AVAV-

1 e 2, foram utilizadas as equações (2.18) e (2.19) para se dimensionar um primeiro *slot* visando à redução da frequência inferior da banda, contudo, além desse, foi ainda inserido um segundo *slot*. Foi observado que a introdução de um segundo *slot*, dimensionado para frequências superiores da banda, resulta em uma melhoria do diagrama de irradiação da antena nestas frequências, consequentemente melhorando o seu ganho. Desta forma, foi introduzido um segundo *slot* visando a melhoria do desempenho da antena nas frequências mais altas. Na figura 2.28 é possível visualizar os três modelos desta antena: sem *slot*; com um *slot*; e com dois *slots*.



Fig. 2.28. Modelo de antena AVAC (a) sem RSE; (b) com um RSE; e (c) com dois RSE.

Foram realizadas simulações com a introdução do primeiro *slot*, com dimensionamento realizado através das expressões (2.18) e (2.19), para as frequências de 4 a 8 GHz e, em seguida observados os resultados obtidos. A antena apresentou melhor resultado do parâmetro S_{11} (dB) para um dimensionamento de *slot* realizado para a frequência de 4 GHz, cujos valores obtidos foram: CW1 = 3 mm; e CL1 = 6 mm.

Da mesma forma, para o segundo RSE, foram realizadas também algumas simulações com a introdução deste segundo *slot*, sendo este dimensionado para diferentes frequências na faixa definida de 12 a 18 GHz, para avaliação. O melhor resultado de perda de retorno foi obtido para um dimensionamento de *slot* realizado em 12 GHz, o qual apresenta os seguintes valores de parâmetro: CW2 = 1 mm, e CL2 = 2 mm.

Na tabela 2.9 são apresentados os valores de cada parâmetro da antena AVAV-3.

Parâmetros	Dimensão	Parâmetros	Dimensão
da Antena	(mm)	da Antena	(mm)
L	21,11	a2	13,98
W	15,75	b2	8,32
L _f	7,12	CW1	3,00
W _f	0,90	CL1	6,00
a1	7,42	CW2	1,00
b1	3,563	CL2	2,00

Tabela 2.9. Dimensões da antena AVAV-3.

Os valores da tabela 2.9 foram introduzidos no HFSS, sendo obtida, por fim, a antena AVAV-3 simulada, sem RSE e com um e dois RSE, conforme figura 2.29:



Fig. 2.29. Antena AVAV-3 relativa à tabela 2.9, projetadas no HFSS, (a) sem RSE; (b) com um RSE; e (c) com dois RSE.

Na figura 2.29 (a) (b) e (c) observa-se, respectivamente, o projeto da antena AVAV-3 sem e com um e dois RSE, com destaque da camada inferior da antena na cor rosa e na cor cinza escuro a camada superior. Estes três projetos da antena AVAV foram simulados e os resultados são apresentados a seguir.

2.2.2.3.2.2. Resultados da AVAV: Banda 8 - 18 GHz

Na figura 2.30, pode-se observar a comparação das curvas de simulação do parâmetro de perda de retorno da antena AVAV-3 nos três cenários: sem RSE, com a introdução do primeiro *slot*; e com a introdução do segundo *slot*. É verificado que há uma significativa redução da frequência inferior da banda da antena no modelo com a introdução do primeiro RSE. O deslocamento da frequência inferior da banda de 11,99 GHz para 7,27 GHz corresponde a uma redução de, aproximadamente, 40% da frequência, uma redução ainda maior do que a atingida nas antenas AVAV-1 e 2 com RSE. A introdução do segundo *slot* também provocou uma pequena melhora da curva, reduzindo a frequência inferior para 7,20 GHz. Desta forma, a frequência inferior desejada de 8 GHz foi atingida com folga.



Fig. 2.30. Resultado da perda de retorno das antenas AVAV-3 da tabela 2.9: sem RSE; com um RSE; e com dois RSE (obtida por simulação).

Na figura 2.31 são apresentados os diagramas de irradiação da antena AVAV-3 com 2 RSE em 8 GHz, nas três variações: sem RSE, com um RSE, e com dois RSE. Observando-se a figura 2.31 é possível verificar que o diagrama de irradiação apresentou uma melhoria considerável com a introdução do primeiro *slot* e pouca alteração com a introdução do segundo, na frequência de 8 GHz.

Da mesma forma, analisando-se a figura 2.32, verifica-se novamente uma grande melhoria do diagrama com a introdução do primeiro *slot*, na frequência de 18 GHz, porém agora, também se observa uma melhoria do diagrama com inserção do segundo RSE, obtendo-se uma redução dos lóbulos laterais e traseiro, o que resulta no aumento da relação frente-costas.



Fig. 2.31. Diagramas de irradiação das antenas AVAV-3, da tabela 2.9, (a) sem RSE,
(b) com 1 RSE e (c) com 2 RSE, em 8 GHz, para campo elétrico máximo normalizado
(—Plano-E - - -Plano-H).



Fig. 2.32. Diagramas de irradiação da antena AVAV-3, da tabela 2.9, (a) sem RSE, (b) com 1 RSE e (c) com 2 RSE, em 18 GHz, para campo elétrico máximo normalizado (—Plano-E – – –Plano-H).

Na figura 2.33 é apresentada a curva de ganho da antena AVAV-3 com dois RSE. O valor máximo de ganho desta antena é 6,81 dB, apresentando uma diretividade de 6,90 dB, em 16 GHz.



Fig. 2.33. Curva de ganho no eixo principal da antena AVAV-3 com 2 RSE, da tabela 2.9.

Comparando-se estes resultados aos da antena TSA da figura 2.4, também *microstrip*, verifica-se que o modelo de antena AVAV-3 com 2 RSE apresentou melhor desempenho quanto à perda de retorno, com uma banda de operação que atende a faixa de frequência inicial de 8 a 18 GHz, além de possuir menores dimensões. Desta forma, para a banda de operação de 8 - 18 GHz, a AVAV-3 com 2 RSE, juntamente com a TSA *stripline*, também se apresenta como uma boa candidata a ser utilizada no protótipo de célula de antena *phased array*. Na tabela 2.10 foram inseridos os valores dos parâmetros da antena AVAV-3 com 2 RSE obtidos por simulação no HFSS.

Tabela 2.10. Valores dos parâmetros das antenas AVAV-3 com 2 RSE, obtidos em simulação.

Banda de Projeto: 8-18 GHz					
Madalaa da Antanaa Banda (GHz	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW	HPBW
Widelos de Antenas	2 union (0112)	máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)	(phi=90°)
AVAV-3-2RSE	7,20 - 18,00	6,90	6,81	79,24°	142,94°

2.2.3. Análise dos Resultados de Simulação

As tabelas 2.2, 2.4, 2.6, 2.8 e 2.10, as quais contêm os resultados dos parâmetros de todas as antenas projetadas neste capítulo, obtidos por simulação, foram condensadas em uma

única tabela, tabela 2.11, visando a uma melhor análise comparativa. A organização das antenas na tabela foi baseada na banda de operação para qual foram projetadas.

Banda de Projeto: 8-18 GHz					
Modeles de Antenes	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW	HPBW
Widdelos de Antenas		máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)**	(phi=90°)**
TSA microstrip	5,73 - 15,90*	7,38	7,05	68,26°	73,71°
TSA stripline	$7,\!85-18,\!00$	7,62	7,27	74,55°	76,36°
AVAV-3-2RSE	7,20 - 18,00	6,90	6,81	79,24°	142,94°
Banda de Projeto: 2	– 18 GHz				
Madalaa da Automaa	Banda (GHz)	Diretividade	Ganho	HPBW [°]	HPBW [°]
Widdelos de Antenas		máxima (dB)	máximo (dB)	(phi=0°)***	(phi=90°)***
AVAC	6,36 - 18,00*	9,2	9,05	61,82°	120,30°
AVAC -RSE	4,17 - 18,00*	8,08	8,01	67,56°	123,32°
AVAV-1	6,59 - 18,00	8,96	9,02	65,07°	124,21°
AVAV-1-RSE	4,13 - 18,00*	8,83	8,82	72,52°	125,79°
AVAV-2	4,52 - 18,00	10,48	10,72	55,90°	101,01°
AVAV-2-RSE	3,58 - 18,00	8,90	8,77	60,72°	100,80°

Tabela 2.11. Tabela Comparativa dos Resultados Simulados dos parâmetros das Antenas.

** as antenas foram simuladas nas frequências de 8 a 18 GHz, sendo apresentados os valores de HPBW resultantes da simulação em 8 GHz.

*** as antenas foram simuladas nas frequências de 2 a 18 GHz, sendo apresentados os valores de HPBW resultantes da simulação em 8 GHz.

Observa-se, na tabela 2.11, que para a banda de 8 - 18 GHz, as antenas que apresentaram melhor desempenho quanto à perda de retorno foram as antenas AVAV-3 com 2 RSE e TSA *stripline*. A TSA apresenta, ainda, melhores resultados de ganho e diretividade, contudo a AVAV-3 com 2 RSE possui menores dimensões. Ambas se apresentam como uma boa candidata a ser utilizada no protótipo de célula de antena *phased array* na faixa de 8 - 18 GHz.

Na faixa de projeto de 2 - 18 GHz, apesar de outros modelos de antena apresentarem melhores valores de ganho e diretividade, considerando-se a perda de retorno como critério principal, a antena que apresentou melhor desempenho foi a AVAV-2-RSE, pois foi a antena que apresentou uma banda mais próxima da desejada, de 3,58 a 18 GHz.

2.3. Fabricação

Realizou-se uma análise comparativa, conforme tabela 2.11, com o objetivo de identificar as antenas que apresentaram os melhores resultados de simulação, em ambas as faixas de frequência de projeto. O critério utilizado para avaliar as antenas foi a banda de operação. Dentre as antenas de cada banda de projeto, selecionou-se uma de cada modelo, que apresentou melhor resultado de simulação, para avaliar-se nos futuros testes experimentais o desempenho de cada modelo. Desta forma, para a banda de projeto de 8 - 18 GHz, foram selecionados para fabricação as antenas TSA *microstrip*, TSA *stripline* e AVAV-3 com 2 RSE, uma de cada modelo projetado. Para a banda de projeto de 2 - 18 GHz, selecionou-se as antenas AVAV-1 sem RSE e AVAV-2 com RSE, pois dentre os modelos AVA, com e sem RSE, foram as que apresentaram melhores resultados de simulação de perda de retorno.

A fabricação dos modelos selecionados foi realizada no LaProp-UFF, utilizando-se a prototipadora LPKF S103. O procedimento completo de fabricação das antenas está detalhado no Apêndice A. Na figura 2.34 são apresentadas as antenas finais, fabricadas e conectorizadas.

Na Seção 2.4, as antenas são testadas e seus resultados de medição comparados aos de simulação.



Fig. 2.34. Antenas fabricadas: (a) TSA *microstrip*; (b) TSA *stripline*; (c) AVAV-1; (d) AVAV-2 com RSE; e (e) AVAV-3 com 2 RSE.

2.4. Caracterização Experimental

As antenas fabricadas foram testadas e seus resultados de medição comparados aos resultados, obtidos em simulação, para verificação e análise do desempenho real de cada uma. Os testes experimentais contemplaram a medição dos parâmetros de: perda de retorno, ganho

máximo e diagrama de irradiação. Nas subseções a seguir, é detalhado cada processo de medição realizado, bem como os resultados obtidos.

2.4.1. Medição da Perda de Retorno das Antenas Fabricadas

As antenas fabricadas foram testadas quanto à perda de retorno no Grupo de Tecnologia de Materiais do Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), utilizando-se o Analisador de Rede Vetorial PNA-L N5231A, da *Keysight Technologies*. Na figura 2.35, é apresentada uma fotografia tirada durante o processo de medição de uma antena, sendo o mesmo procedimento adotado para todas.



Fig. 2.35. Fotografia da medição da perda de retorno das antenas fabricadas.

Os gráficos apresentados na figura 2.36 mostram os resultados comparativos, da perda de retorno simulada e a medida experimental, de cada uma das antenas fabricadas, na faixa de 2 a 20 GHz.



Fig. 2.36. Gráfico comparativo dos resultados de perda de retorno, — medido e
simulado, das antenas TSA (a) *microstrip* e (b) *stripline*, (c) AVAV-1 sem
RSE; (d) AVAV-2 com RSE; e (e) AVAV-3 com 2 RSE.

Observa-se na figura 2.36 que, antena TSA *stripline* apresentou maior diferença nas curvas do parâmetro S_{11} . Essa diferença foi atribuída à complexidade de montagem, característica da configuração *stripline*, e concluiu-se que, deficiências na montagem fez com

que o protótipo não reproduzisse, corretamente, o modelo simulado, sendo necessário desta forma, pesquisar e buscar um melhor método de fabricação para este modelo de antena. Ainda assim, é possível verificar que as curvas das antenas AVAV-1 sem RSE, AVAV-2 com RSE e AVAV-3 com 2 RSE apresentaram a frequência inferior da banda na simulação e na medição bem próximas, comprovando o modelo de dimensionamento para as faixas de 8 - 18 GHz e 3,5 - 18 GHz. A conectorização também mostrou impacto na diferença entre os resultados simulados e medidos, tendo em vista que os conectores não foram, de fato, considerados nos modelos da simulação.

Destes resultados, verifica-se que as antenas que apresentaram melhor desempenho, para o parâmetro de perda de retorno, nas duas bandas de operação, foram a AVAV-3 com 2 RSE, para a banda de 8 – 18 GHz e, a AVAV-2 com RSE, na banda de 3,5 – 18 GHz.

2.4.2. Medição do Diagrama de Irradiação das Antenas Fabricadas

A medição do diagrama de irradiação das antenas foi realizado no LaProp-UFF. Inicialmente, planejou-se realizar o teste experimental de todas as antenas na câmara anecóica do Grupo de Sistemas de Guerra Eletrônica e Radar do IPqM, contudo, em virtude da indisponibilidade da câmara, isto não foi possível. O IPqM dispõe de antenas cornetas de referência, nas duas bandas de operação do projeto, de 8 - 18 GHz e 2 - 18 GHz, por isso, para as primeiras antenas fabricadas foi considerado apenas uma unidade de cada projeto para poder-se caracterizar o seu diagrama de irradiação na câmara.

O LaProp-UFF, por sua vez, não possui uma antena de referência nas bandas de operação do projeto, desta forma, um *setup* de medição para caracterização de diagrama de irradiação no local necessita de uma par de antenas iguais [36]. A antena AVAV-3 com 2 RSE foi o modelo de antena que apresentou melhor resultado de perda de retorno de medição para a banda de operação de 8 - 18 GHz, atendendo, assim, a banda de operação dos defasadores. Tendo em vista, ainda, sua menor dimensão em relação aos outros projetos, critério importante para antenas *phased array*, como será visto no Capítulo 4, esta é a antena mais indicada para caracterização e medição do diagrama de irradiação do *array*, em um

ambiente *indoor*. Utilizou-se, então, duas unidades desse modelo de antena para realizar a medição do seu diagrama de irradiação no LaProp-UFF.

A seguir, são apresentadas as etapas do processo de medição, são eles: descrição e montagem do *setup* de teste; procedimento de medição; e resultados de medição.

2.4.2.1. Setup de medição do diagrama de irradiação

Para dar início ao processo de medição foi necessário elaborar um *setup* de teste, cujo diagrama de blocos pode ser observado na figura 2.37. Para esta etapa, foram analisadas as necessidades de: instrumentação para geração e análise dos sinais de transmissão e recepção dos testes; e montagem de estrutura física para medição.



Fig. 2.37. Diagrama de blocos do setup de medição utilizado no LaProp-UFF.

2.4.2.1.1. Instrumentação de medição

Primeiramente, foi avaliada a geração do sinal de transmissão para medição. O LaProp-UFF não dispõe de um gerador de sinais na faixa de operação da antena, contudo, foi possível gerar os sinais desejados utilizando-se um mixer associado a um oscilador local de 10 GHz (com capacidade de ajuste de ± 2 GHz), e um gerador de sinais com capacidade de

operação até 6 GHz. Foi necessário, ainda, introduzir um amplificador e dois DC blocks, na entrada e saída do amplificador, visando uma melhora do sinal de chegada à antena receptora. O amplificador operar até 12 GHz, de acordo com sua ficha técnica, contudo, foi possível observar sua operação até a frequência de 14 GHz. Desta forma, foi possível gerar sinais de 8, 11 e 14 GHz, conforme tabela 2.12.

Tabela 2.12. Tabela com as frequências configuradas em cada instrumento para geração dosinal de transmissão.

Frequência configurada no gerador de sinais	Frequência no oscilador local	Frequência pós- mixer
3,371 GHz	11,371 GHz	8 GHz
0,371 GHz	11,371 GHz	11 GHz
2,629 GHz	11,371 GHz	14 GHz

Na figura 2.37, é possível observar a interconexão destes instrumentos para geração do sinal, em diagrama de blocos, e, na figura 2.38, é apresentada uma foto destes instrumentos conectados durante a medição.



Fig. 2.38. Foto dos instrumentos conectados para geração do sinal de transmissão durante a medição no LaProp-UFF.

Na recepção, é utilizado apenas um analisador de espectro conectado à antena receptora, para observar o sinal recebido. Nas medições, este equipamento foi configurado para visualização do sinal recebido com um valor de frequência central igual à frequência do pós-mixer, conforme tabela 2.12. Além disso, o analisador foi configurado com os seguintes valores para cada parâmetro a seguir: RBW = 10 MHz; VBW = 5 KHz; Spam = 500 MHz; SWT = 30 ms.

Na tabela 2.13 estão relacionados os modelos de todos os instrumentos utilizados na medição.

Instrumento de Medição	Modelo
Gerador de Sinal	Anritsu MG3700
Oscilador	Anritsu MS 2692A
Mixer	WJ M77C
Amplificador	Microsemi JCA Amplifier – JCA812-5021
DC Block	ATM INC
Fonte	PS5000 0-30V 0-3A
Analisador Vetorial de Sinal	Anritsu MS2692A

Tabela 2.13. Tabela com a relação de instrumentos utilizados na medição.

2.4.2.1.2. Montagem de infraestrutura para medição

Esta fase compreende a análise e implementação das necessidades relativas à infraestrutura necessária à execução dos testes, a saber: montagem de uma estrutura de apoio para a antena transmissora capaz de realizar uma rotação de 360° ; e posicionamento das antenas transmissora e receptora em uma altura *h* acima do piso, com uma distância *d* entre elas.

Na medição do diagrama, foi adotado que a antena transmissora seria responsável por realizar o giro de 360°. Para tal, foi necessário criar uma estrutura de apoio na qual a antena fosse ser fixada, capaz de permitir e realizar o movimento de rotação de 360°. Esta estrutura de apoio foi criada a partir de um suporte de placa de circuito impresso, o qual foi fixado a uma pequena haste de madeira na posição vertical, conforme figura 2.39. Na extremidade superior da haste de madeira conectou-se um motor de passo, e na extremidade inferior da

haste de madeira foi fixada uma peça de pé de cadeira giratória. Tanto o motor de passo quanto a peça do pé de cadeira permitem o movimento giratório da estrutura. Inseriu-se ainda, na base inferior da estrutura de apoio, um transferidor, através do qual é verificado o posicionamento angular da antena.



Fig. 2.39. Fotografia da estrutura de apoio criada para rotacionar a antena transmissora: (a) ao término da montagem; e (b) durante a medição.

Para posicionar as antenas transmissora e receptora em uma altura h foram utilizados um suporte de tripé de câmara fotográfica e duas hastes metálicas do próprio laboratório. A antena receptora foi fixada ao tripé fotográfico, ajustado para uma altura h. Para posicionar a antena transmissora em uma altura h, foi necessário utilizar as duas hastes metálicas. Uma haste serviu como suporte para a base inferior da estrutura de apoio da antena transmissora, na extremidade inferior, enquanto a outra serviu como suporte para sua extremidade superior. Em seguida, o tripé fotográfico e as hastes metálicas foram afastados com uma distância d. A figura 2.40 apresenta uma fotografia do *setup* de medição final montado, tirada durante a medição, na qual é possível observar tanto o tripé quanto as hastes metálicas utilizadas para elevar, respectivamente, as antenas receptora e transmissora a uma altura h.



Fig. 2.40. Fotografia do setup de medição montado no LaProp-UFF.

2.4.2.2. Procedimento de medição do diagrama de irradiação

O motor de passo foi introduzido na extremidade superior da estrutura de apoio da antena transmissora para realizar o movimento rotatório da estrutura, ou seja, da antena transmissora. Este motor é controlado por um arduíno, o qual foi programado para girar de 0° a 360° com passo de 5°, totalizando 72 ângulos ou posições de medição [37].

Desta forma, para cada medição, a antena transmissora foi girada de 0° a 360°, de 5 em 5 graus, permanecendo por cerca de 2 minutos em cada posição angular, esperando-se alguns segundos para estabilização do sinal. Em cada posição, foram registrados cinco valores de potência recebidos pela antena receptora, obtidos através do analisador de espectro, através da função *Max Hold*. Sendo registrados, portanto, 5 valores para cada uma das 72 posições angulares.

Os valores registrados foram inseridos em uma planilha do MS Excel, resultando em uma tabela de 72 linhas e sete colunas. A primeira coluna corresponde aos valores das 72 posições angulares; na segunda consta o valor de frequência medido, isto é, as 72 linhas desta coluna contém o mesmo valor da frequência daquela medição e, por fim, nas outras cinco colunas seguintes, são inseridos os cinco valores registrados, para cada ângulo medido. Nesta planilha, foi inserida uma fórmula na coluna seguinte a dos valores medidos, para realizar a média das cinco medidas para cada ângulo. Na figura 2.41, é possível visualizar um trecho da tabela criada a partir de uma das medidas realizadas no LaProp-UFF.

Ângulo (°)	Frequência (MHz)	Valor da 1a medida	Valor da 2a medida	Valor da 3a medida	Valor da 4a medida	Valor da 5a medida	Valor médio
		(asm)	(asm)	(asm)	(asm)	(asm)	(asm)
0	8000	-66,74	-66,74	-66,73	-66,73	-66,73	-66,73
5	8000	-67,00	-66,99	-66,98	-66,98	-66,97	-66,98
10	8000	-66,98	-66,98	-66,98	-66,98	-66,97	-66,98
15	8000	-68,01	-68,01	-68,04	-68,05	-68,06	-68,03
20	8000	-68,63	-68,63	-68,63	-68,63	-68,63	-68,63
25	8000	-68,70	-68,68	-68,68	-68,68	-68,68	-68,68
30	8000	-68,21	-68,22	-68,21	-68,20	-68,21	-68,21
35	8000	-69,00	-69,00	-69,00	-69,00	-69,01	-69,00
40	8000	-70,20	-70,20	-70,20	-70,20	-70,20	-70,20
45	8000	-71,44	-71,45	-71,46	-71,47	-71,45	-71,45

Fig. 2.41. Trecho de tabela criada em uma medição realizada no LaProp-UFF.

Em seguida, para gerar o diagrama de irradiação, utilizou-se um código desenvolvido no MATLAB[®], o qual se encontra no Apêndice B. Este código foi elaborado a partir de outro desenvolvido previamente e apresentado em [37]. O código acessa a planilha de medição, converte os valores médios, obtidos em dBm, para Watts, e normaliza-os. Em seguida, com base nos valores normalizados em relação ao valor máximo, gera o gráfico polar daquela medida, através da função *polar*. Neste mesmo código, inseriu-se um trecho para geração da curva do diagrama de irradiação simulado, a fim de realizar uma melhor avaliação comparativa entre os resultados obtidos por simulação e medição. A partir da simulação realizada no HFSS, exportam-se os valores simulados também para uma planilha MS Excel e, assim como para a geração do gráfico do diagrama medido, o código acessa esta planilha e, através da função *polar*, gera a curva do diagrama simulado.

Desta forma, ao final de todas as medições realizadas, para cada uma, foi gerado um gráfico comparativo apresentando tanto a curva do diagrama de irradiação medido quanto o simulado, utilizando-se o código do Apêndice B.

2.4.2.3. Resultados de medição do diagrama de irradiação

Nas figuras 2.42 a 2.44, estão apresentados os gráficos com as curvas de diagrama de irradiação obtido por medição e por simulação, nas frequências de 8, 11, e 14 GHz, para os Planos E e H, podendo-se realizar uma análise comparativa.

- 0 -30 30 -60 60 -60 60 6.4 0.6 0.8 1 0.8 0.6 0.4 -90 90 -90 90 -120 -120 120 120 -150 150 -150 150 180 180 (b) (a)
- Resultados Frequência = 8 GHz

Fig. 2.42. Diagrama de irradiação, (---) medido e (---) simulado, da antena AVAV-3-2RSE em 8 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2 RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.
• Resultados frequência = 11 GHz



Fig. 2.43. Diagrama de irradiação, (---) medido e (---) simulado, da antena AVAV-3-2RSE em 11 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2 RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.

• Resultados frequência = 14 GHz



Fig. 2.44. Diagrama de irradiação, (---) medido e (---) simulado, da antena
AVAV-3-2RSE em 14 GHz medido em relação a uma antena de referência AVAV-3 com 2
RSE, normalizado: (a) Plano-E; e (b) Plano-H.

Apesar do laboratório não ser um ambiente ideal de medição, foi possível comprovar a convergência dos resultados medidos com os obtidos em simulação.

Assim como na medição do diagrama de irradiação, a medição do ganho das antenas fabricadas foi realizado no LaProp-UFF, em virtude da indisponibilidade da câmara anecóica do IPqM.

Para a medição do ganho das antenas, foi adotado o mesmo *setup* de medição do diagrama de irradiação das antenas, conforme visto em (2.4.2.1).

2.4.3.1. Procedimento de medição de ganho

A medição do ganho das antenas, em dB, foi realizada utilizando-se a equação de *Friis*, onde todas as variáveis do *setup* de medição foram consideradas, conforme equação (2.20) [38]:

$$P_{TX} + G_{TX} - A_{cabos} - L + G_{RX(0^0)} = P_{RX}$$
(2.20)

onde: $P_{TX} - \acute{e}$ a potência do sinal transmitido no eixo principal (ângulo = 0°);

 G_{TX} – é o ganho da antena de transmissão;

A_{cabos} – é a atenuação do sinal nos cabos do setup;

L – é a atenuação do sinal no espaço livre;

 $G_{RX(0^0)}$ – é o ganho da antena receptora, a qual se deseja caracterizar;

 P_{RX} – é a potência do sinal recebido no eixo principal (ângulo = 0°).

Na equação (2.20), todas as variáveis são conhecidas, ou possíveis de serem medidas isoladamente, exceto o ganho das antenas de transmissão e recepção. Geralmente, nos sistemas de medição de antenas, são utilizadas antenas de referência com ganho conhecido, permanecendo, desta forma, apenas uma incógnita a ser calculada, contudo, no LaProp-UFF, conforme mencionado, não há uma antena de referência na faixa de frequência de operação deste trabalho. Verificou-se, então, que a utilização desta equação seria possível utilizando-se um par de antenas idênticas, de modo que a antena de referência seja igual à antena a ser

caracterizada [36]. Desta forma, G_{TX} e G_{RX} são iguais, para transmissão no eixo principal (ângulo = 0°) e, passa-se a ter apenas uma variável desconhecida na equação (2.20), a qual pode ser para a equação (2.21) seguinte:

$$P_{TX} + 2G_{ant} - A_{cabos} - L = P_{RX(ang0^{\circ})}$$
(2.21)

onde: $G_{ant}-\acute{e}$ o ganho das antenas transmissora e receptora

Conforme mencionado anteriormente, assim como para a medição do diagrama de irradiação, será medido o ganho da antena AVAV-3 com 2 RSE, a qual apresentou melhor resultado de perda de retorno dentro da faixa de operação dos dispositivos defasadores, sendo esta fabricada, então, em duplicata. Aplicou-se a equação (2.21), sendo necessário definir o valor de cada variável da equação. A seguir, cada variável é analisada, sendo detalhando procedimento adotado para determinação do seu valor:

• Potência de Transmissão (P_{TX})

A P_{TX} é conhecida, pois sabe-se o valor da potência configurada no gerador de sinais. Esta também pode ser medida conectando-se o sinal de saída do gerador ao analisador de espectro.

• Atenuação nos cabos (A_{cabos})

A atenuação dos cabos também pode ser medida. Isto é realizado conectando-se todos os cabos do *setup*, e conectando-se uma das extremidades ao gerador, e a outra ao analisador de espectro. Sabendo-se a potência de saída do gerador e a potência lida no analisador pode-se calcular a perda de potência provocada pelos cabos.

Neste trabalho, realizou-se a medição de P_{TX} e de A_{cabos} em conjunto. Conectou-se todos os cabos utilizados na medição e, em seguida, conectou-se uma das extremidades na saída do gerador, configurado na potência de medição, e a outra extremidade à entrada do analisador. Desta forma, obteve-se o valor final da potência transmitida, já com a atenuação introduzida pelos cabos.

• Perda no espaço livre (L)

Considerando as antenas de transmissão e recepção distantes de $d > 10 \lambda_0 (\lambda_0 - comprimento de onda da menor frequência), para garantir a condição de campo distante para antenas impressas [39], a perda do espaço livre pode ser calculada utilizando-se a equação (2.22) [38], a seguir:$

$$L = 32,44 + 20\log(f) + 20\log(d)$$
(2.22)

onde: f - é a frequência de transmissão, em MHz; e

d - é a distância entre as antenas de transmissão e recepção, em Km.

• Potência de Recepção (P_{RX(ang0°)})

O valor da potência de recepção, por sua vez, é obtido quando as antenas de transmissão e recepção estão alinhadas no eixo principal (ângulo = 0°), e posicionadas com uma distância *d*, onde $d > 10 \lambda_0$. Nesta configuração, registra-se o valor de potência de pico obtido na leitura do analisador de espectro.

2.4.3.2. Resultados de medição de ganho

O processo de medição foi então realizado para a antena AVAV-3 com 2 RSE, para as frequências de 8, 11 e 14 GHz. A seguir, são apresentados os resultados obtidos na medição.

• Frequência: 8 GHz

Na tabela 2.14, são apresentados os valores das variáveis conhecidas e das determinadas por medição (P_{TX} , A_{cabos} , $P_{RX(ang0^{\circ})}$), na frequência de 8 GHz.

Variáveis do Setup	Valor
P_{TX} (dBm) - A_{cabos} (dB)	-19,96 dBm
d	1,15 m
f	8 GHz
$P_{RX(ang0^{\circ})}$	-60,80 dBm

Tabela 2.14. Valores dos parâmetros das variáveis do setup na frequência de 8 GHz.

Para a determinação do valor de perda no espaço livre foi aplicada a equação (2.22), ou seja:

$$L = 32,44 + 20 \log(8000 \text{ MHz}) + 20 \log(0,00115 \text{ Km})$$
(2.23)

$$L = 32,44 + 78,06 - 58,78 = 51,72 \text{ dB}$$
(2.24)

Em seguida, realizou-se o cálculo do ganho final da antena AVAV-3 com 2 RSE em 8 GHz, conforme equação (2.21), obtendo-se:

$$P_{TX(0^{\circ})} + G_{TX(8GHz)(0^{\circ})} - A_{cabos} - L + G_{RX(8GHz)(0^{\circ})} = P_{RX(0^{\circ})}$$
(2.25)

$$-19,96 + 2G_{ant} - 51,72 = -60,80 \tag{2.26}$$

$$G_{ant(8GHz)} = 5,44 \text{ dB}$$
 (2.27)

Como resultado do cálculo, obteve-se um valor de ganho de 5,44 dB para a antena AVAV-3, em 8 GHz, no eixo principal (ângulo = 0°).

• Frequência: 11 GHz

Na tabela 2.15, são apresentados os valores das variáveis conhecidas e das determinadas por medição, na frequência de 11 GHz.

Variáveis do Setup	Valor
P_{TX} (dBm) - A_{cabos} (dB)	-11,75 dBm
d	1,15 m
f	11 GHz
P _{RX(ang0°)}	—57,73 dBm

Tabela 2.15. Valores dos parâmetros das variáveis do setup na frequência de 11 GHz.

Para a determinação do valor de perda no espaço livre foi aplicada a equação (2.22), chegando-se a:

$$L = 32,44 + 20 \log(11000 \text{ MHz}) + 20 \log(0,00115 \text{ Km}) = 54,48 \text{ dB}$$
(2.28)

Em seguida, realizou-se o cálculo do ganho final da antena AVAV-3 com 2 RSE em 11 GHz, conforme equação (2.21), obtendo-se:

$$P_{TX(0^{\circ})} + G_{TX(11GHz)(0^{\circ})} - A_{cabos} - L + G_{RX(11GHz)(0^{\circ})} = P_{RX(0^{\circ})}$$
(2.29)

$$G_{ant(11GHz)} = 4,25 \text{ dB}$$
 (2.30)

Como resultado do cálculo, obteve-se um valor de ganho de 4,25 dB para a antena AVAV-3, em 11 GHz, no eixo principal (ângulo = 0°).

• Frequência: 14 GHz

Na tabela 2.16, são apresentados os valores das variáveis conhecidas e das determinadas por medição, na frequência de 14 GHz.

 Tabela 2.16. Valores dos parâmetros das variáveis do setup
 na frequência de 14 GHz.

 Variáveis do Setup
 Valor

Variáveis do Setup	Valor
P_{TX} (dBm) - A_{cabos} (dB)	-5,88 dBm
d	1,15 m
f	14 GHz
$P_{RX(ang0^{\circ})}$	-54,14 dBm

Para a determinação do valor de perda no espaço livre foi aplicada a equação (2.22), chegando-se a:

$$L = 32,44 + 20 \log(14000 \text{ MHz}) + 20 \log(0,00115 \text{ Km}) = 56,58 \text{ dB}$$
(2.31)

Em seguida, realizou-se o cálculo do ganho final da antena AVAV-3 com 2 RSE em 14 GHz, conforme equação (2.21), obtendo-se:

$$P_{TX(0^{\circ})} + G_{TX(14GHz)(0^{\circ})} - A_{cabos} - L + G_{RX(14GHz)(0^{\circ})} = P_{RX(0^{\circ})}$$
(2.32)

$$G_{ant(14GHz)} = 4,91 \, dB$$
 (2.33)

Como resultado do cálculo, obteve-se um valor de ganho de 4,91 dB para a antena AVAV-3, em 14 GHz, no eixo principal (ângulo = 0°).

Na tabela 2.17 foram inseridos os valores de ganho da antena AVAV-3 com 2 RSE obtidos por simulação e por medição, para uma melhor análise comparativa.

Frequência	Ganho simulado	Ganho medido
(GHz)	(dB)	(dB)
8	5,57	5,44
11	4,77	4,25
14	5,82	4,91

Tabela 2.17. Tabela comparativa apresentando valores de ganho simulados e medidos.

Observando-se a tabela 2.17, verifica-se que os resultados medidos foram bem próximos dos simulados, obtendo-se erro percentual entre 2 e 15%.

2.5. Análise dos Resultados de Medição

O estudo das antenas de banda larga nas faixas de 8 - 18 GHz e 2 - 18 GHz alcançou seu propósito, sendo obtidos o dimensionamento e as simulações de cada modelo de antena abordado, permitindo a avaliação do seu desempenho. Os projetos que apresentaram melhor desempenho na simulação foram fabricados no substrato RO6006 e medidos experimentalmente, no LaProp-UFF, em relação aos parâmetros de perda de retorno, diagrama de irradiação e ganho.

A antena que apresentou melhor desempenho em relação à perda de retorno, tanto na simulação quanto nos testes experimentais, foi a AVAV-2 com RSE, com uma banda de 3,5 GHz estendendo-se a 20 GHz, valores de simulação de diretividade igual a 8,90 dB, ganho máximo igual a 8,77 dB, em 13 GHz, e HPBW 60,72° (phi = 0°) e 100,80° (phi = 90°), em 8 GHz.

Considerando a faixa de frequência de 8 – 18 GHz, a antena que apresentou melhor desempenho foi a AVAV-3 com 2 RSE, com diretividade igual a 6,90 dB e ganho igual a 6,81 dB, em 16 GHz, e HPBW de 79,24° (phi = 0°) e 142,94° (phi = 90°), apresentando as menores dimensões. Desta forma, o modelo de antena AVAV se mostrou a melhor candidata para implementação em sistemas de Defesa Eletrônica com banda larga, de acordo com as características e banda aqui avaliadas.

Capítulo 3

Projeto do Circuito Controlador

3.1. Introdução

Este capítulo compreende o desenvolvimento do projeto do circuito controlador dos dispositivos defasadores, sendo abordado tanto o projeto do circuito físico, quanto o desenvolvimento da lógica de controle. A defasagem provocada pelos defasadores, associados a cada antena, permite realizar o apontamento do feixe de irradiação do conjunto de antenas no ângulo desejado, conforme será visto no Capítulo 4, e desta forma, o desenvolvimento deste circuito é de extrema importância para o projeto.

Visando uma melhor compreensão, o projeto foi subdividido em quatro etapas, as quais foram associadas as seções do capítulo, a saber: estudo dos dispositivos defasadores; projeto físico do circuito controlador; desenvolvimento da lógica de controle do circuito; e apresentação do circuito controlador final.

3.2. Dispositivo Defasador

Na implementação do projeto foram utilizados dispositivos defasadores comerciais da *General Microwave (Phase Shifter 7728A)*. Para o desenvolvimento do circuito, primeiramente, foi necessário estudar estes dispositivos, conhecer suas características e compreender seu funcionamento. Na figura 3.1 observa-se a imagem do dispositivo defasador utilizado no projeto.



Fig. 3.1. Imagem do dispositivo Phase Shifter da General Microwave Série 7728A.

Quatro unidades deste modelo foram disponibilizadas pelo IPqM para o projeto, referenciados a partir deste momento de D0, D1, D2 e D3.

A ficha técnica deste dispositivo foi acessada no *website* do fabricante. Esta ficha se encontra no Apêndice C. Algumas características, identificadas como mais importantes, são destacadas a seguir:

- Banda de operação: 8 a 18 GHz;
- Perda de Inserção: 12 dB
- 10 bits de fase: entrada TTL;
- Acurácia máxima: ±12 °;
- Alimentação:

0	Pino 1:	-15 V; $I_{max} = 100 \text{ mA}$
0	Pino 2:	+15 V; $I_{max} = 100 \text{ mA}$
0	Pino 15:	+5 V; $I_{max} = 90 \text{ mA}$

• Tabela de pinagem:

Pino	Função
1	-12 V / -15 V
2	+12 V / +15 V
3	Band Edge
4	1,4°
5	5,6°
6	45,0°
7	180,0°
8	90,0°
9	GND
10	0,7°
11	22,5°
12	2,8°
13	11,3°
14	0,35°
15	+5 V / +5,5 V DC

Tabela 3.1. Funções dos Pinos do Conector J3 (DB15) do defasador 7728A.

O defasador possui três conectores: dois são SMA (Fêmea), um de entrada de RF (J1), a ser associado a um gerador de sinal de RF (J2), e outro, de saída de RF, a ser associado à antena; e o terceiro é um conector DB15 (J3), por meio do qual é realizada a configuração de fase e a alimentação de tensão, necessárias à operação do dispositivo.

A entrada do conector DB15 é responsável pelo acionamento de fase do dispositivo defasador. Conforme se pode observar na tabela 3.1, dos quinze pinos, quatro são referentes à alimentação (tensão), dez correspondem aos pinos de controle de fase, e um corresponde ao sinal *Band Edge*. O pino de *Band Edge*, pino 3, permite realizar uma extensão da banda (6 – 18 GHz), conforme pesquisado no *website* do fabricante, porém, foi decidido não acioná-lo, e por isso, este pino foi associado ao terra. Os quatro pinos referentes às entradas de tensão/terra são: pino 1 (-12 V / -15 V); pino 2 (+12 V / +15 V); pino 15 (+5 V / +5,5 V DC) e pino 9 (GND). Os dez pinos referentes à configuração de fase são: pinos 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12 13, e 14. Cada pino corresponde um bit, que compõe uma palavra de bits de fase, ou seja, juntos, os bits formam uma palavra de bits, a qual correspondente a um valor de fase final de saída do dispositivo. Na tabela 3.2, para melhor visualização da palavra de bits, os pinos de fase foram organizados em função da posição do bit que ele ocupa na palavra de bits, ou, como pode ser observado, em função do valor de fase que eles representam, de forma crescente.

Tabela 3.2. Tabela de correspondência: palavra de bits por pinos físicos do conector DB15.

Palavra de bits	bit9	bit8	bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
Fase	-180°	-90°	-45°	-22,5°	-11,3°	-5,6°	-2,8°	-1,4°	-0,7°	-0,35°
Pinos	P7	P8	P6	P11	P13	P5	P12	P4	P10	P14

Das tabelas 3.1 e 3.2, observa-se que o defasador possui uma precisão de 0,35°, contudo, durante o processo de caracterização dos defasadores, o qual será abordado na Seção 3.3, foi observado que a precisão de 2,8° seria suficiente para o desenvolvimento deste projeto, sendo esta a precisão adotada neste trabalho. Neste mesmo processo, verificou-se que os defasadores foram caracterizados com uma diferença de fase negativa, e por este motivo, todas as fases manipuladas no projeto adotam valores de fase negativo, o que não prejudica ou impacta o seu desenvolvimento.

Com base na tabela 3.1, foi criada uma tabela de bits em uma planilha do MS Excel, denominada "Tabela_bits.xsl", disponibilizada no Apêndice D. Através desta tabela, é possível realizar uma correspondência de todas as fases configuráveis no dispositivo, de fase em graus, para fase em palavras de bits. Em virtude da precisão escolhida, tem-se a variação de apenas 7 bits de fase, o que possibilita a configuração de 128 valores de fase no dispositivo, pelo operador. Na figura 3.2 é possível visualizar um trecho da tabela de bits criada.

Configuração	Pino 7	Pino 8	Pino 6	Pino 11	Pino 13	Pino 5	Pino 12	Pino 4	Pino 10	Pino 14
de fase [°]	[fase = 180°]	[fase = 90°]	[fase = 45°]	[fase = 22,5°]	[fase = 11,3°]	[fase = 5,6°]	[fase = 2,8°]	[fase = 1,4°]	[fase = 0,7°]	[fase = 0,35°]
0,00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
-2,80	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
-5,60	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
-8,40	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
-11,30	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
-14,10	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
-16,90	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
-19,70	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
-22,50	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
-25,30	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
-28,10	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
-30,90	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0
-33,80	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
-36,60	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
-39,40	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
-42,20	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
-45,00	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 3.2. Imagem de um trecho da tabela Tabela_bits.xsl.

Na tabela apresentada na figura 3.2, a primeira coluna corresponde aos valores de fase em graus, enquanto as dez colunas seguintes compreendem os dez bits da palavra de bits de fase. O valor de fase final, em graus, é o resultado do somatório das fases correspondentes aos bits acionados logicamente com o valor "1".

Da ficha técnica dos defasadores, verificou-se que, para acionar este dispositivo na fase que se deseja, é preciso entrar com um sinal TTL de +5 V nos pinos cujos valores de bit lógico sejam "1" e com sinal de 0 V nos pinos cujos valores lógicos de bit sejam "0". Para

possibilitar a configuração de fase destes dispositivos pelo operador, ou seja, alimentar cada pino com o valor correto de tensão (+5 V ou 0 V), em função do valor lógico de bit correspondente, foi necessário desenvolver um circuito, cujo projeto é apresentado na Seção 3.3.

3.3. Projeto Físico do Circuito Controlador dos Defasadores

Nesta fase, foi elaborado o projeto do circuito físico para controlar os dispositivos defasadores. Primeiramente, foi desenvolvido um circuito para realizar o controle de apenas um defasador, para fins de teste e validação do projeto. Em seguida, deu-se início ao projeto do circuito para o controle de quatro dispositivos. A seguir, são apresentadas ambas as etapas de desenvolvimento.

3.3.1. Projeto do Circuito de Controle de Um Dispositivo Defasador

O projeto teve início na elaboração do esquemático do circuito, conforme figura 3.3, para realizar a associação física das entradas de sinais TTL (bits lógicos), no circuito, aos pinos correspondentes de fase do defasador, necessários ao acionamento do dispositivo, conforme explicado anteriormente. Neste momento, o desenvolvimento do esquemático foi baseado na implementação do controle de apenas um defasador, para fins de teste e validação do projeto.

Para implementação do circuito, é prevista a utilização do instrumento NI-USB-6343-USB-6343, associado a um PC executando o SW LabVIEWTM. O PC executando o LabVIEWTM, é responsável pelo cálculo da fase a ser configurada nos defasadores, e a associação destas fases em palavras de bits. O NI-USB-6343, por sua vez, é responsável por receber os bits lógicos como entrada, através do LabVIEWTM (cabo ligando o PC ao NI-USB-6343), e transformá-los em sinais TTL, nas suas portas de saída. O funcionamento do NI-USB-6343 está detalhando no Apêndice E. Os sinais TTL, correspondentes aos bits de fase, juntamente com as quatro entradas de alimentação, compõem os sinais de entrada do conector DB15, no dispositivo defasador.



Fig. 3.3. Esquemático inicial do circuito controlador de um defasador.

O circuito tem como objetivo realizar a alimentação necessária dos pinos do conector DB15 do defasador, conforme tabela 3.1. Desta forma, foram projetados 15 pinos de saída do circuito, os quais correspondem à entrada no conector DB15 do defasador. Os pinos de saída do circuito foram conectados a trilhas, linhas *microstrip*, cujas entradas estão associadas à fonte, para os pinos de alimentação; e ao NI-USB-6343, para os pinos de controle de fase. Quatro trilhas têm como entrada sinais de fonte de tensão na seguinte configuração: F1 (-12 V), F2 (+12 V); F3 (+5 V); e o terra. A trilha correspondente ao sinal *Band Edge* é interligada à linha do terra por não ser acionado, conforme comentado anteriormente. As outras 10 trilhas de entrada do circuito são associadas às portas de saída do NI-USB-6343, correspondentes aos bits de fase. Foram inseridos resistores de 18 kOhm, entre as trilhas de entrada do circuito (vindas do NI-USB-6343) e as trilhas de saída (conectadas à entrada do defasador) para realizar um "*trigger*" de corrente no circuito, necessidade observada durante o desenvolvimento do projeto.

3.3.1.1. Fabricação e Teste do Circuito Controlador de Um Defasador

O circuito projetado foi fabricado em uma placa de circuito impresso FR-4, utilizandose a prototipadora LPKF, no LaProp-UFF, conforme figura 3.4. A fabricação do circuito obedeceu ao mesmo processo de fabricação descrito no Apêndice A.



Fig. 3.4. Fabricação do circuito de controle de um defasador.

Ao final do processo de fabricação, o circuito foi montado, soldando-se todos os componentes e cabos previstos, obtendo-se, o circuito da figura 3.5.



Fig. 3.5. Protótipo do circuito de controle de um defasador fabricado e montado.

O circuito foi, então, testado no laboratório do Grupo de Tecnologia de Materiais do IPqM, utilizando-se um dispositivo defasador e um equipamento VNA, modelo PNA-L N5231A da *Keysight Technologies*, conforme figura 3.6. A porta 1 do VNA foi conectada à porta de entrada de RF do defasador e a porta 2, conectada à porta de saída de RF do defasador. Os resultados do parâmetro S_{21} , de fase, foram analisados, e verificou-se que o circuito operou conforme esperado.



Fig. 3.6. Teste do circuito de controle realizado no IPqM.

Em seguida, deu-se início ao projeto do circuito para controle de quatro defasadores, detalhado a seguir.

3.3.2. Projeto do Circuito Controlador de Quatro Defasadores

Nesta fase, foi desenvolvido o projeto do circuito controlador para quatro dispositivos defasadores. O projeto deste circuito foi desenvolvido no SW HFSS e pode ser visualizado na figura 3.7.



Fig. 3.7. Esquemático do circuito de controle para quatro defasadores desenvolvido

No projeto deste circuito, foram realizados alguns ajustes, visando tanto a facilitar ao seu emprego, bem como a garantir a robustez da operação do mesmo em conjunto com os quatro dispositivos defasadores, o NI-USB-6343 e o PC. As trilhas, com exceção das associadas diretamente à fonte, foram mantidas na camada inferior da placa, e os conectores (DB15, banana e *jumpers*), na camada superior da placa.

Tendo em vista que, durante a operação do protótipo, o conjunto de antenas e os defasadores devem estar próximos, mas provavelmente, distantes do circuito de controle, foram fabricados quatro cabos com 2,0 m de comprimento, para permitir a conexão do circuito de controle aos defasadores a uma distância de até 2,0 m. Estes cabos foram fabricados com conectores DB15 fêmea nas duas extremidades, uma vez que o dispositivo defasador possui um conector DB15 macho, e na placa do circuito de controle foi inserido também um conector DB15 macho, de placa de circuito impresso. Desta forma, os pinos dos conectores DB15, no circuito controlador, correspondem exatamente aos mesmos pinos dos defasadores.

Para cada pino de um cabo, vindo do NI-USB-6343, foi criada uma trilha responsável por interligá-lo ao pino do defasador correspondente ao bit (ou fase) que ele representa. Na extremidade de cada trilha, associada ao NI-USB-6343, foram implementadas vias, para que na fase de montagem fosse possível soldar conectores *jumpers*, de modo a facilitar a conexão dos cabos do circuito ao NI-USB-6343. Além disso, na outra extremidade da trilha, foram criadas lacunas para inserção dos resistores na fase de montagem do circuito.

Após as lacunas dos resistores, seguem as continuações das trilhas, cujas terminações agora estão associadas ao conector DB15 do circuito, cujos sinais de saída, serão a entrada do defasador, por meio do cabo fabricado. O conector DB15 utilizado na placa do circuito é um modelo padrão de circuito impresso de 90°. A pinagem deste conector possui distância de separação entre os pinos de 2,77 mm. Manteve-se este valor de distanciamento, também, entre as trilhas, durante o projeto, de modo a garantir que não houvesse interferência. Desta forma, para conectar algumas trilhas aos respectivos pinos do conector DB15 do circuito, mantendo-se a distância mínima de 2,77 mm, foi necessário implementá-las com uma curvatura, como pode ser observado na figura 3.7 nas trilhas associadas aos pinos 1, 2 e de 9 a 14.

A alimentação de tensão foi implementada criando-se quatro grandes trilhas, para cada uma das tensões do circuito, e o terra. Estas grandes trilhas, que se estendem ao longo do comprimento da placa, foram implementadas na camada superior, dispondo duas em cada lateral da placa, de modo que não houvesse cruzamento entre elas e visando a facilitar suas conexões à fonte. Tal conexão é realizada através de um *plug* para conector banana, introduzido em uma das suas extremidades. O sinal de tensão das trilhas maiores é "escoado" para as trilhas menores, na camada inferior, através de um pino de contato inserido nas vias criadas para interligá-las. As trilhas menores, por sua vez, são associadas diretamente aos pinos correspondentes àquela tensão no conector DB15 do circuito, pinos n° 1, 2, 9 e 15.

3.3.2.1. Fabricação do Circuito Controlador de quatro Defasadores

O circuito de controle de quatro dispositivos defasadores foi fabricado também no LaProp-UFF, utilizando a prototipadora LPKF e uma placa de circuito impresso FR-4. A fabricação do circuito obedeceu ao mesmo processo de fabricação descrito no Apêndice A. Na figura 3.8, são apresentadas imagens do processo de fabricação do circuito e o circuito final fabricado.



Fig. 3.8. Processo de fabricação do circuito para quatro defasadores: (a) e (b) processo de fabricação na máquina prototipadora; (c) processo de pós-fabricação; e (d) circuito final pós-fabricação.

Em seguida, deu-se início ao processo de montagem da placa, inserindo-se os componentes do projeto. Para este circuito final, foi dimensionada a utilização do seguinte material:

- 40 *jumpers*, figura 3.9 (a), para conectorização das trilhas ao NI-USB-6343 através de cabos *jumpers*, figura 3.9 (b);
- 40 resistores de 18 KOhm, figura 3.9 (c);
- 4 *plugs* para conectores banana, figura 3.9 (d);
- 4 espaçadores de *nylon* M2, figura 3.9 (e), de circuito impresso, fixados nas pontas da placa do circuito para elevá-lo da superfície, para evitar possíveis danos e contato das trilhas com outras superfícies; e
- 4 conectores DB15 macho 90° com 2 fileiras de pinos, figura 3.9 (f), para placa de circuito impresso.



Fig. 3.9. Componentes utilizados na montagem do circuito final para controle de quatro defasadores: (a) conectores *jumpers*; (b) cabos *jumpers*; (c) resistores; (d) *plugs* para conectores banana; (e) espaçadores de *nylon* M2; e (f) conectores DB15 macho 90°, de placa de circuito impresso.

Na figura 3.10 é possível visualizar o circuito final montado com os componentes previstos, com vista da camada inferior e superior.



Fig. 3.10. Circuito final montado com vista das camadas (a) inferior e (b) superior.

Na figura 3.11 é possível observar uma fotografia da conexão realizada do circuito final de controle dos 4 desadores com o equipamento NI-USB-6343 e os cabos fabricados.



Fig. 3.11. Circuito final montado conectado ao NI-USB-6343 e aos cabos fabricados.

O circuito de controle de quatro defasadores foi testado apenas após a conclusão do desenvolvimento da lógica do circuito, o qual é apresentado na Seção 3.4.

3.4. Lógica do Circuito

3.4.1. Programa Lógico do Circuito Controlador

Em paralelo ao desenvolvimento do projeto do circuito físico, descrito na seção anterior, foi elaborada a lógica do circuito controlador. Foi desenvolvido um programa com o objetivo de realizar o cálculo dos valores de fase de cada defasador, necessários para obter-se o apontamento do feixe do conjunto de antenas no ângulo desejado. Além do cálculo, uma importante função do código é atribuir o valor de fase calculado, ou o valor de cada bit que compõe a palavra de bits de fase de cada antena, às respectivas portas de saída do NI-USB-6343, para garantir a entrada do sinal correto de fase no dispositivo defasador, ou seja os sinais TTL. Para implementação dessa lógica, foram utilizados os SW LabVIEWTM e MATLAB[®]. A parte do código desenvolvida no MATLAB[®] está contida dentro do programa do LabVIEWTM, sendo chamada como um *script* pelo LabVIEWTM.

O programa macro do LabVIEWTM é responsável pela entradas e saídas físicas de dados, enquanto o desenvolvimento dos cálculos é realizado dentro do *script* do MATLAB[®]. Desta forma, a interface para interação do usuário com o programa foi desenvolvida no LabVIEWTM, assim como a associação dos valores dos bits das palavras de fase, às portas físicas de saída do NI-USB-6343. Na figura 3.12 é possível visualizar o fluxograma macro da lógica do circuito controlador, e os processos atribuídos a cada SW. A seguir, os códigos elaborados em cada SW são apresentados e detalhados.



Fig. 3.12. Fluxograma da lógica do circuito controlador.

3.4.1.1. Código MATLAB®

A seguir, cada etapa ou trecho do código do MATLAB[®] desenvolvido, representado no fluxograma da figura 3.12 por um retângulo dentro do *script* do MATLAB[®], é descrito e detalhado:

Determinação das fases de cada defasador

No *script* do MATLAB[®], determina-se a fase a ser configurada em cada dispositivo defasador em função do ângulo desejado de apontamento do feixe de irradiação do conjunto, e da frequência de operação. Os valores de frequência e ângulo são entradas do código do MATLAB[®] e são configuráveis/selecionadas pelo usuário através de uma interface gráfica desenvolvida no LabVIEWTM, conforme será visto a seguir. Nesta interface, o usuário é capaz de inserir os valores de frequência e ângulo

desejados e estes são transformados em variáveis de entrada no código do MATLAB[®]. O código elaborado no MATLAB[®] pode ser visualizado no Apêndice F.

No código, a determinação dos valores de fase de cada elemento de antena do conjunto, é realizada através da seguinte expressão (3.1) [1][41]:

$$\varphi_{\rm i} = -2\pi \, \frac{if}{c} \, \mathrm{d} \, \sin(\theta_{\rm ap}) \tag{3.1}$$

onde: *i*: número do elemento cuja fase está sendo calculada;

d: distância entre os elementos de antena;

 θ_{ap} : ângulo desejado de apontamento do feixe do conjunto;

f: frequência de operação; e

 φ_i : fase calculada para a antena *i*.

A equação (3.1) foi desenvolvida para antenas omnidirecionais, contudo, esta foi adotada neste trabalho, em virtude de não ter-se encontrado na literatura uma expressão específica para antenas Vivaldi. Isto pode acarretar em algum desvio no ângulo de apontamento do conjunto deste trabalho, o que será avaliado no Capítulo 4.

Esta equação é resolvida para o número de elementos de antenas que compõem o conjunto e seus valores finais são registrados nas variáveis *fase(i)*, *do código* do MATLAB[®]. Neste trabalho, o número de elementos foi definido como quatro, e desta forma, a *fase(i)* recebe o valor de fase calculado para os elementos de antena $i = 0, 1, 2 \in 3$, cujos defasadores correspondentes são, respectivamente, *D0*, *D1*, *D2* e *D3* (*Di*). A distância entre os elementos de antena irá corresponder ao valor da largura da antena utilizada no conjunto, conforme será visto no Capítulo 4, e não será tratada aqui como uma variável. Como a equação pode resultar em valores menores que "-360°", é feita uma verificação, e caso o valor de fase obtido não esteja compreendido no intervalo de [-360: 0°], é realizado um ajuste para posicioná-lo dentro dele. Isto é necessário para os cálculos seguintes. Desta forma, são definidas então as fases de cada elemento de antena.

• Correção de fase

Em seguida, é realizada uma correção e ajuste de fase. Para tal, foram utilizadas as planilhas resultantes do processo de caracterização dos defasadores.

No processo de caracterização dos dispositivos defasadores, foram realizadas medições dos quatro dispositivos defasadores, utilizando-se o VNA da *Keysight*, no IPqM. Os dispositivos foram medidos quanto ao parâmetro S_{21} , observando-se a fase do sinal de saída, na porta 2, em relação ao sinal de entrada, na porta 1, sofrendo uma defasagem introduzida pelo defasador, conforme figura 3.13.



Fig. 3.13. (a) Processo de caracterização dos dispositivos defasadores, e (b) o processo em diagrama blocos.

No Apêndice G é descrito e detalhado todo o processo de caracterização. No processo, foram realizadas diversas medições alterando-se a configuração de fase do defasador para gerar defasagens de -360° a 0°, para uma faixa de frequências de 8 a 18 GHz. Assim, foi possível medir e obter os valores de fases realmente gerados por cada defasador, para cada fase neles configurada. Os dados resultantes das medições foram exportados do VNA em formato de planilhas do MS Excel. Estas planilhas foram analisadas e observou-se que os dispositivos apresentaram, em diferentes graus, desvios ou erros entre o valor configurado e o medido, sendo desta forma possível quantificar os erros existentes para cada configuração de fase, por frequência, e em cada defasador. Na figura 3.14, é possível observar um gráfico apresentando as curvas de fase medida no defasador D1, por fase configurada, para algumas frequências, gerado no Excel com base nos dados da planilha obtida na medição de um defasador. Conforme esperado, a curva tende a uma reta, porém, apresentando leves distorções, as quais correspondem aos erros medidos.



Fig. 3.14. Gráfico das curvas de fase medida por fase configurada, por frequência, no defasador D1.

Analisou-se, ainda, percentualmente os erros medidos em cada defasador, gerando uma curva de erro para cada um, por frequência, conforme gráfico da figura 3.15. A curva é resultado da análise quantitativa, ou somatório, do erro obtido na medição de cada fase, de 0° a 360°, com passo de 2,8°, nas frequências de 8 a 18 GHz, em relação ao total de fases medidas. Na figura, observa-se que um defasador

apresentou comportamento bastante degradado em relação aos outros, principalmente nas frequências superiores, enquanto os demais defasadores apresentaram um erro percentual menor que 10%. Em virtude deste resultado, esse defasador foi chamado de D0 e foi associado ao primeiro elemento de antena, uma vez que este elemento no conjunto é mantido com uma diferença de fase de 0°, conforme equação (3.1), onde o erro medido foi mínimo.



Fig. 3.15. Curvas de erro obtidas na análise dos resultados obtidos na caracterização dos defasadores.

Por fim, os valores de fase medidos nos defasadores D1, D2 e D3, que apresentaram melhor resultado, foram inseridos em uma planilha, separados em três abas, conforme Apêndice H. Esta planilha e as suas abas, são acessadas pelo código do MATLAB[®] e o erro apresentado por cada defasador, em determinada frequência, e para uma determinada configuração de fase, é identificado para então ser corrigido pelo programa. O processo se inicia buscando na planilha de caracterização, para um determinado defasador, e para uma determinada fase e frequência, o valor de fase medido mais próximo da fase desejada, ou calculada previamente. Em seguida, verifica-se qual foi a fase configurada no defasador que apresentou esta fase gerada mais próxima da desejada. Esta será a fase final a ser configurada no defasador. Um exemplo de como é realizada esta correção é apresentado a seguir:

Exemplo de correção de fase: A correção de fase de cada defasador é implementada utilizando-se as planilhas de caracterização dos defasadores, no Apêndice H. As planilhas são acessadas pelo código do MATLAB[®] para garantir que a fase gerada pelo defasador seja a mais próxima possível da calculada.

Primeiramente, de acordo com a frequência inserida pelo usuário, localiza-se na planilha de caracterização dos defasadores, na aba Di (i corresponde o número do defasador), a linha desta frequência, e em seguida, busca-se a fase real medida (caracterizada) mais próxima da fase calculada. Verifica-se, então, na primeira célula da coluna, o valor da fase configurado no dispositivo que gerou essa fase real medida. A figura 3.16 ilustra o processo de correção de fase. Observando a figura, caso, para a frequência de 8,0125 GHz, o cálculo de fase de um dos defasadores resulte em valor de fase de -18°, o processo de correção de fase irá indicar que, para se obter na saída do defasador a fase mais próxima calculada, cujo valor é -17,385°, deve ser configurando no defasador a fase -19,7°.

Fase [°]									
Freq [GHz]	0	-2,8	-5,6	-8,4	-11,3	-14,1	-16,9	-19,7	-22,5
8	0	-2,41624	-4,90713	-7,44392	-9,96844	-12,4454	-14,9354	-17,3 <mark>844</mark>	-19,8077
8,0015625	0	-2,41015	-4,91963	-7,4435	-9,94543	-12,4412	-14,9476	-17,3915	-19,8139
8,003125	0	-2,43635	-4,95328	-7,444	-9,94272	-12,4622	-14,947	-17,4 <mark>065</mark>	-19,8116
8,0046875	0	-2,45402	-4,9357	-7,42405	-9,93925	-12,4583	-14,9516	-17,4105	-19,8189
8,00625	0	-2,46471	-4,93784	-7,45423	-9,95878	-12,4638	-14,9515	-17,4106	-19,8365
8,0078125	0	-2,43075	-4,94418	-7,4434	-9,96413	-12,4491	-14,9388	-17,3 <mark>982</mark>	-19,8066
8,009375	0	-2,42693	-4,93457	-7,42967	-9,94882	-12,4325	-14,9287	-17, <mark>3</mark> 893	-19,8
8,0109375	0	-2,43666	-4,93171	-7,43197	-9,9568	-12,4476	-14,9473	-17,3741	-19,8098
8,0125) 0	-2,45641	4,92133	7,43268	9,95808	12,4471	14,9475	-17,385	-19,7962
8,0140625	0	-2,42565	-4,91947	-7,43981	-9,94718	-12,4315	-14,9323	-17,3841	-19,8026
8,015625	0	-2,43173	-4,92253	-7,42567	-9,93593	-12,4369	-14,9325	-17,3781	-19,7832
8,0171875	0	-2,43333	-4,91893	-7,42829	-9,94392	-12,4478	-14,9319	-17,3691	-19,8085

Fig. 3.16. Exemplo do processo de correção de fase.

• Associação das fases calculadas em palavras de bits

Após o processo de correção de fase, realiza-se o processo de determinação da palavra de bit correspondente à fase já corrigida. Isto é realizado buscando-se na planilha "Tabela_bits.xls", apêndice D, a fase corrigida na primeira coluna da tabela e obtendo-se a palavra de bits correspondente nas dez células subsequentes, na respectiva linha. Conforme mencionado, esta tabela contém todas as correspondências de fase, em graus, para palavra de bits. Um exemplo de como é realizada a determinação da palavra de bits é apresentado a seguir:

Exemplo de determinação da palavra de bits: tendo-se obtido para um determinado defasador, após o cálculo e a correção de fase, o valor de fase de -19,70°, busca-se na planilha da "Tabela_pin.xls", na aba correspondente ao respectivo defasador, na primeira coluna, este valor de fase. Em seguida, obtêm-se nas 10 células seguintes da mesma linha a sua palavra de bits, que neste caso corresponde a: 0000111000, conforme pode ser observado na figura 3.17.

Configuração de fase [°]	Pino 7 [fase = 180°]	Pino 8 [fase = 90°]	Pino 6 [fase = 45°]	Pino 11 [fase = 22,5°]	Pino 13 [fase = 11,3°]	Pino 5 [fase = 5,6°]	Pino 12 [fase = 2,8°]	Pino 4 [fase = 1,4°]	Pino 10 [fase = 0,7°]	Pino 14 [fase = 0,35°]
0,00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
-2,80	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
-5,60	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
-8,40	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
-11,30	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
-14,10	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
-16,90	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
-19,70		0	0	0	1	1	1	0	0	0
-22,50	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
-25,30	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0

Fig. 3.17. Exemplo do processo de determinação da palavra de bits.

• Associação dos bits da palavra de bits de fase em variáveis

Por fim, no código do MATLAB[®] são criadas dez variáveis para cada defasador, às quais são associados os valores de cada bit da palavra de bits, da fase determinada anteriormente. Dando continuidade ao exemplo anterior, tem-se:

Exemplo: Para a palavra de bits da fase de 19,70° a qual foi determinada anteriormente como 0000111000, são criadas dez variáveis: bit0; bit1; bit2; bit3; bit4; bit5; bit6; bit7; bit8; e bit9. Estas são associadas aos valores da palavra de bits da seguinte forma: bit0 = 0; bit1 = 0; bit2 = 0; bit3 = 1; bit4 = 1; bit5 = 1; bit6 = 0; bit7 = 0; bit8 = 0; e bit9 = 0. Esta associação pode ser melhor compreendida observando-se a tabela 3.3.

Tabela 3.3. Exemplo: Tabela de correspondência de palavra de bits em variáveis.

Variáveis de bits	bit9	bit8	bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
Palavra de bits de 19,70°	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0

Na seção seguinte é apresentado o código elaborado no LabVIEW[™] onde será visto que cada variável de bit estará associada à uma porta física de saída do NI-USB-6343.

3.4.1.2. Código LabVIEWTM

Como mencionado anteriormente, a parte do código desenvolvida do LabVIEW[™] é responsável pelas entradas de dados pelo usuário no programa e pelas saída de dados para as portas físicas do NI-USB-6343. Nesta seção, ambos processos são detalhados.

3.4.1.2.1. Entrada de Dados

Para interação do usuário com o programa do circuito controlador, foi desenvolvida uma interface gráfica por meio da qual o usuário é capaz de inserir as informações de entrada do código lógico, necessárias à sua execução, a saber: valor da frequência na qual se deseja operar e o ângulo para o qual deseja que o feixe de irradiação do conjunto de antenas aponte. Conforme visto, estas são variáveis de entrada do código do MATLAB[®], para realização dos cálculos para determinação dos valores de fase a serem configurados em cada defasador. A imagem dessa interface é exibida na figura 3.18.

As lacunas para as informações de entrada pelo usuário foram posicionadas no canto superior esquerdo da tela. É possível verificar que a entrada de frequência pelo usuário deve ser realizada em GHz, enquanto a entrada de ângulo de apontamento deve ser realizada em graus.

Nesta mesma interface gráfica, foram inseridas indicadores de saída, para visualização das informações de saída do código do MATLAB[®], associados a algumas variáveis criadas durante os cálculos realizados, apenas para acompanhamento e verificação pelo usuário. Temse os seguintes indicadores de saída para cada:

- Fase Calculada: valor da fase calculada através da equação (3.1), inserida no MATLAB[®], em graus;
- Fase Real: valor de fase real mais próxima da calculada, obtida na planilha de caracterização de cada defasador, em graus;
- Fase Configurada: valor de fase que foi configurada no defasador e que gerou a fase real medida (caracterizada) mais próxima da calculada, em graus. Este é valor de fase já corrigido que será inserido nos defasadores.
- D*i*-bity: *i* corresponde à identificação do defasador (0, 1, 2 ou 3) e *y*, à identificação do bit correspondente (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, ou 9) da palavra de bit de fase. Para estes dados de saída foram criados, ainda, dois indicadores: o de

LED, acima da identificação "D*i*-bity", cuja cor verde claro corresponde ao bit com valor lógico "1" e a verde escuro, correspondente ao valor lógico "0"; e o numeral, abaixo da identificação "D*i*-bity", no qual o valor lógico "0" ou "1" é apresentado diretamente no visor. Acima dos LEDs, são informadas, ainda, à qual fase e pino do conector DB15 o bit corresponde.



Fig. 3.18. Tela de interface com usuário desenvolvida no LabVIEWTM.

3.4.1.2.2. Saída de Dados

Conforme visto no final da Seção anterior, foram criadas variáveis associadas a cada bit da palavra de bit de fase, de cada defasador. Neste momento, através do LabVIEWTM, cada uma dessas variáveis é associada a uma porta física de saída do NI-USB-6343. Este equipamento é responsável por receber na entrada os valores dos bits lógicos "1" ou "0", e nas portas de saída, associá-los a sinais TTL: +5 V ou 0 V. Essa associação do valor lógico do bit em sinal TTL é realizada através do módulo *DAQ acquisiton*, disponível no LabVIEWTM. A implementação desta associação é detalhada no Apêndice E.

Na tabela 3.4 são apresentadas as associações e configurações realizadas para cada pino (DB15) dos defasadores às portas físicas do NI-USB-6343.

Pinos	Bit	Interface Física NI- USB-6343 – D0	Interface Física NI- USB-6343 – D1	Interface Física NI- USB-6343 – D2	Interface Física NI-USB-6343 – D3
P4	bit2	P1/line2	P0/line0	P0/line8	P0/line18
P5	bit4	P1/line3	P0/line1	P0/line9	P0/line19
P6	bit7	P1/line4	P0/line2	P0/line10	P0/line20
P7	bit9	P1/line5	P0/line3	P0/line11	P0/line21
P8	bit8	P1/line6	P0/line4	P0/line12	P0/line22
P10	bit1	P1/line7	P0/line5	P0/line13	P0/line23
P11	bit6	P2/line4	P0/line6	P0/line14	P0/line28
P12	bit3	P2/line5	P0/line7	P0/line15	P0/line29
P13	bit5	P2/line6	P1/line0	P0/line16	P0/line30
P14	bit0	P2/line7	P1/line1	P0/line17	P0/line31

Tabela 3.4. Tabela de Configuração do Pinos dos Defasadores às Portas do NI-USB-6343.

Os sinais TTL, correspondentes aos bits lógicos "0" ou "1", são os sinais de entrada nos pinos de fase dos defasadores, acionando-os com o valor de fase calculado e corrigido.

Desta forma, os quatro defasadores recebem os sinais correspondentes aos valores de fase calculados, de modo a gerar a defasagem necessária, entre os sinais de transmissão dos quatro elementos de antena que compõe o conjunto, para que o feixe de irradiação do conjunto aponte no ângulo desejado pelo usuário.

O código completo desenvolvido no LabVIEWTM encontra-se no Apêndice I.

3.5. Circuito Final

Após o término do desenvolvimento do circuito físico e lógico do controlador dos defasadores, descritos nas seções anteriores, realizou-se um teste do circuito completo, com todos os componentes juntos e conectados: placa do circuito de controle fabricada; equipamento NI-USB-6343; PC com os SW LabVIEWTM e MATLAB[®] executando a lógica desenvolvida; e os dispositivos defasadores. Na figura 3.19, pode ser visualizado o teste realizado no IPqM utilizando-se o VNA.



Fig. 3.19. Teste do circuito completo utilizando-se um defasador conectado ao VNA no IPqM.

Neste teste foi observado o correto funcionamento do circuito, físico e lógico, com cada um dos quatro defasadores, individualmente, analisando-se cada trecho do circuito desenvolvido, tanto em relação às fases calculadas e corrigidas, quanto a fase final gerada pelos defasadores. Verificou-se, por fim, que o circuito operou conforme esperado, gerando corretamente os sinais TTL de entrada nos defasadores, correspondentes às fases determinadas para cada um, podendo ser então empregado em conjunto com as antenas de banda larga apresentadas no Capítulo 2, para implementação do protótipo de célula de antena *phased array*. No capítulo 4 é abordada esta implementação.

Capítulo 4

Protótipo de Célula de Antena Phased Array

4.1. Introdução

Neste capítulo é realizada a implementação do protótipo de célula de antena *phased array*, com quatro elementos de antena, utilizando-se todo o desenvolvimento realizado e apresentado nos capítulos anteriores de antenas banda larga e do circuito controlador dos dispositivos defasadores. O capítulo foi subdividido em quatro seções, a saber: seleção da antena para implementação do conjunto; simulação do conjunto no SW HFSS, com posterior análise dos resultados; calibração do protótipo de antena *phased array*; e medição do protótipo *phased array*.

4.2. Seleção de Antena para o Protótipo de Célula de Antena Phased Array

Ao final do Capítulo 2, dentre os modelos de antena projetados e fabricados foram identificadas as duas antenas que apresentaram melhor desempenho dentro das possíveis faixas de frequência de operação do protótipo, 8 - 18 GHz e 2 - 18 GHz, a AVAV-3 com 2 RSE e a AVAV-2 com RSE, respectivamente. Neste momento, foi necessário selecionar, dentre estas duas, o modelo de antena que efetivamente irá compor o protótipo de antena *phased array*.

Uma questão crítica no projeto e desenvolvimento de um arranjo de antenas é o possível aparecimento dos *grating lobes* [1][2] no padrão de irradiação resultante. Estes lóbulos indesejados surgem nos diagramas de irradiação de conjuntos uniformes quando a distância entre elementos de antenas é maior do que um determinado valor limite. Sabe-se que, para haver apenas um lóbulo máximo e evitar o aparecimento de *grating lobes*, para antenas *endfire* [1][2] deve-se ter uma distância máxima entre os elementos menor do que 0,5 λ_0 enquanto para antenas *broadside* [1][2] esta distância deve ser menor do que λ_0 , sendo λ_0 o comprimento de onda da frequência central de operação do conjunto [17][41]. Na comunidade científica, conjuntos implementados com elementos de antenas Vivaldi têm sido tratados

como antenas *endfire*, e por isso, vem sendo adotada uma distância inicial máxima entre os elementos de 0,5 λ_0 [38,39]. Tendo em vista estas considerações e a faixa de frequência de operação desejada para o projeto, 2 – 18 GHz ou 8 – 18 GHz, tem-se os seguintes valores de distância máxima entre os elementos: 15 mm, para a banda de 2 – 18 GHz; e 11,5 mm, para a banda de 8 – 18 GHz.

Na literatura na teoria de antenas *phased array* [1][2][41] foi identificada ainda uma importante restrição de distanciamento dos elemento de antena, na sua disposição em conjunto, em função do ângulo máximo de apontamento, para evitar o aparecimento dos indesejados *grating lobes*. Na equação (4.1) é apresentada essa restrição:

$$d_{m\acute{a}x} \le \frac{\lambda}{1+\sin\theta_{ap}} \tag{4.1}$$

onde: d_{máx}: é a distância máxima entre os elementos de antena;

 λ : é o comprimento de onda da maior frequência de operação;

 θ_{ap} : é o ângulo de apontamento do conjunto de antenas.

Desta forma, para a maior frequência de operação do *phased array* deste projeto de 18 GHz, e um ângulo máximo de apontamento desejado de 45°, têm-se como condição uma distância máxima entre os elementos de antena igual a, aproximadamente, 9,76 mm.

Em pesquisa realizada na literatura científica, observou-se a implementação de conjuntos de antenas Vivaldi realizada nas configurações Planar [29][42][44] e Plano-H [44][45], ou seja, com os elementos de antenas dispostos lado a lado na posição horizontal e vertical, respectivamente. Foram realizadas simulações nos métodos "ideal" e "real", os quais serão visto na Seção 4.3, para uma avaliação inicial, das duas configurações de conjunto, e a configuração Planar apresentou melhor desempenho sendo, então, adotada neste projeto.

Considerando-se a disposição das antenas em um conjunto com uma configuração Planar, tem-se que a distância entre os elementos de antena deve ser menor ou, no máximo, igual à largura dos mesmos. Do Capítulo 2, sabe-se que a largura das antenas AVAV-3 com 2 RSE e AVAV-2 com RSE são 15,75 mm e 36 mm, respectivamente. Para estas dimensões, a melhor opção de antena corresponde à antena que apresenta a menor largura, buscando atender ao máximo às restrições de distância máxima entre os elementos de antena do conjunto apresentadas anteriormente. Sendo assim, a antena mais indicada para compor o conjunto de antena no protótipo é a antena AVAV-3 com 2 RSE, sendo este o modelo de antena utilizado na simulação implementada no HFSS, apresentada na próxima seção, e utilizado no resto deste trabalho.

4.3. Simulação do Conjunto de Antenas no HFSS

Após a definição do modelo de antena a ser utilizado para o protótipo de antena, simulou-se no HFSS a operação em conjunto de quatro elementos desse modelo, primeiramente sem aplicar variação de fase entre as antenas, avaliando-se o desempenho inicial do conjunto. Em seguida, com a introdução da variação de fase, foi realizada uma simulação do conjunto com varredura angular.

4.3.1. Avaliação do Desempenho do Conjunto de Antenas no HFSS sem variação de fase

Para realizar a simulação do conjunto de antenas no HFSS foi necessário realizar primeiramente uma configuração no SW, procedimento detalhado a seguir, para só então executar a simulação do conjunto. Os resultados obtidos são apresentados e analisados em seguida.

4.3.1.1. Configuração do conjunto de antenas no HFSS

Introduziu-se no SW HFSS quatro elementos de antenas do modelo AVAV-3 com 2 RSE, dispostos de forma planar e em sequência, conforme figura 4.1.

Como pode ser observado na figura 4.1, nesta simulação já foi considerada a base metálica fabricada para permitir a conectorização da antena, visando obter-se resultados mais próximos do real. Observa-se também que o conjunto está posicionado com a direção do eixo principal no eixo *z*. O ângulo no plano *xz* é o ângulo *theta* e o ângulo no plano *xy* é o *phi*. Nesta configuração tem-se o Plano-E do campo elétrico no plano *xz*, e o Plano-H do campo elétrico no plano *xy*. Desta forma, o padrão de irradiação do conjunto é formado pela combinação do Plano-E dos campos elétricos de cada elemento de antena.


Fig. 4.1. Introdução dos quatro elementos de antenas em conjunto no SW HFSS.

Para realizar a simulação do conjunto, foi necessário criar para cada elemento de antena uma porta de excitação, de entrada de sinal, do tipo *lumped port* [21]. A porta associada a cada antena é configurável em amplitude e fase pelo SW. Neste momento, para avaliar o desempenho do conjunto no ângulo de apontamento de 0° e obter o seu diagrama padrão, adotou-se nos sinais de entrada de cada antena o valor de amplitude de 1 W e de 0° para fase. Na figura 4.2 é apresentada a tela de configuração dos sinais nas portas das antenas, onde é possível visualizar as quatro portas com a introdução dos valores mencionados de amplitude e fase. Esta tela é acessada através do comando: \rightarrow *HFSS* \rightarrow *Fields* \rightarrow *Edit Sources*.

oduice	Some and				
Source	Туре	Magnitude	Unit	Phase	Unit
1:1	Port	1	W	0	deg
2:1	Port	1	w	0	deg
3:1	Port	1	w	0	deg
4:1	Port	1	W	0	deg
	Ž koluda Past Past	Processing Effords			
Ţ	✓ Include Port Post	Processing Effects			
r	✓ Include Port Post	Processing Effects			

Fig. 4.2. Tela de configuração dos sinais de entrada nas portas das antenas do conjunto.

4.3.1.2. Resultados de Simulação de Desempenho do Conjunto

Após a configuração realizada no HFSS executou-se a simulação do conjunto com os quatro elementos de antenas. Os resultados de simulação obtidos para os parâmetros de perda de retorno, ganho e diagrama de irradiação são apresentados e posteriormente analisados nos subitens a seguir.

4.3.1.2.1. Perda de Retorno do Conjunto

O conjunto apresentado na figura 4.1 foi simulado e o resultado da perda de retorno é apresentado na figura 4.3. Na figura é possível visualizar as curvas dos parâmetros S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} . Como é possível observar, as curvas S_{22} e S_{33} possuem um pequeno trecho no qual o valor da perda de retorno está um pouco acima de 10 dB. Acredita-se que este comportamento, diferente do esperado, se deve ao fator de acoplamento mútuo, o qual em virtude da proximidade dos elementos provoca alteração de alguns parâmetros do conjunto [17]. Contudo, é possível verificar que o conjunto apresenta um resultado aceitável de perda de retorno dentro da faixa de frequência de operação de 8 a 18 GHz.



Fig. 4.3. Resultado de simulação da perda de retorno do conjunto de quatro elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE, parâmetros: S₁₁, S₂₂, S₃₃, S₄₄.

4.3.1.2.2. Ganho do Conjunto

O ganho do conjunto foi analisado para as frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz, e as respectivas curvas, em dB, podem ser observadas na figura 4.4.



Fig. 4.4. Curvas de ganho, em dB, do conjunto de 4 elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE, em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz.

Na tabela 4.1 são apresentados os valores de ganho máximo (*theta* = 0°) em 8, 11, 14 e 18 GHz.

Frequência (GHz)	Ganho máximo (dB)
8	8,18
11	11,11
14	11,88
18	12,89

Tabela 4.3.1: Valores de ganho máximo obtidos na simulação por frequência.

4.3.1.2.3. Diagrama de Irradiação do Conjunto

O diagrama de irradiação do conjunto obtido na simulação também foi analisado. Nas figuras 4.5 e 4.6 são apresentados os diagramas em 3D e polar, do Plano-E e Plano-H, respectivamente, ambos para as frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz.



Fig. 4.5. Diagrama de irradiação em 3D do conjunto de 4 elementos da antena AVAV-3 com 2 RSE em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz, do campo elétrico total (mV).



Fig. 4.6. Diagrama de irradiação polar do conjunto de 4 elementos de antena AVAV-3 com 2 RSE, em (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz e (d) 18 GHz, para campo elétrico máximo (mW) (--- Plano-E --- Plano-H).

4.3.1.2.3.1. Comparação do Diagrama de Irradiação do Conjunto Simulado com o Teórico

Da literatura científica [17][41], sabe-se que, para conjuntos de antenas uniformes, o campo elétrico do conjunto, em campo distante, pode ser obtido pelo produto do campo elétrico de um único elemento com o fator de conjunto do arranjo, em um determinado ponto de referência, conforme equação (4.2):

$$\left[E_{\text{Total do Conjunto}}\right] = \left[E_{\text{Total do Elemento}}\right] \times \left[\text{Fator de conjunto}\right]$$
(4.2)

Visando a comparar e validar os resultados obtidos na simulação do conjunto, na configuração de apontamento do feixe de irradiação em 0°, com as equações teóricas, desenvolveu-se um código para gerar o padrão de irradiação do conjunto conforme equação

4.2. Em seguida, o resultado obtido foi analisado juntamente com o diagrama de irradiação resultante da simulação do conjunto de quatro antenas.

Primeiramente, foi necessário determinar o fator de conjunto do arranjo de quatro elementos de antenas. Para tal, foi aplicada a equação (4.3) [17][41] para determinação de fator de conjunto:

$$[Fator de Conjunto] = \left[\frac{\sin(\frac{n}{2}u)}{\sin(\frac{1}{2}u)}\right]$$
(4.3)

observando-se a seguinte equação para u:

$$u = kd(\cos\theta - \cos\theta_0) \tag{4.4}$$

onde: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$;

 $\theta_0 = 0$, pois é se trata de um conjunto *endfire*; *n* é o número de elementos do conjunto, no projeto recebe o valor 4; e *d* é a distância entre os elementos do conjunto e no projeto recebe o valor de 15,75 mm.

As equações (4.3) e (4.4) foram inseridas em um código desenvolvido no MATLAB[®], constante no Apêndice J, para geração da curva de fator de conjunto. O padrão de irradiação normalizado de um elemento da antena AVAV-3 com 2 RSE foi exportado do SW para uma planilha do MS Excel. O código acessa esta planilha e gera o diagrama de irradiação do elemento. Por fim, o código realiza o produto da curva do fator de conjunto com a curva do diagrama de um elemento, gerando um padrão de irradiação resultante que, por definição teórica, corresponde ao diagrama do conjunto de quatro antenas com espaçamento de 15,75 mm. O programa foi executado para as frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz.

Na figura 4.7, é possível visualizar as curvas geradas pelo código do MATLAB[®], sendo elas: fator de conjunto (curva azul tracejada); do diagrama do campo elétrico de um elemento de antena normalizado (curva verde pontilhado); e do diagrama de conjunto resultante do produto das curvas anteriores (curva sólida vermelha).



Fig. 4.7. Gráfico contendo as curvas, para as frequências de (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz, e 18 GHz do: (---) diagrama de irradiação do campo elétrico normalizado do elemento de antena; (---) fator de conjunto; (---) diagrama do conjunto, produto do fator de conjunto com o diagrama de um elemento de antena.

Na figura 4.8 é possível visualizar as curvas, também geradas pelo código elaborado no MATLAB[®], porém agora, para comparação, são apresentados apenas o diagrama de irradiação do conjunto resultante da aplicação da equação (4.2) e o exportado do HFSS, frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz.



Fig. 4.8. Gráfico contendo as curvas, para as frequências de (a) 8 GHz, (b) 11 GHz, (c) 14 GHz, e 18 GHz, do: (---) diagrama do conjunto, produto do fator de conjunto com o diagrama do elemento de antena; (---) diagrama do conjunto simulado, exportado do SW HFSS.

Conforme é possível observar na figura 4.8, existe uma divergência entre os diagramas de irradiação obtidos na simulação do conjunto, no SW, e o gerado através da equação (4.2). Isto se deve em virtude dos cálculos não considerarem o efeito do acoplamento mútuo entre os elementos de antena do conjunto, ocasionado pela proximidade entre os elementos, enquanto o HFSS considera o efeito.

4.3.2. Simulação do Conjunto de antenas em Varredura

Após a análise do desempenho e do padrão de irradiação do conjunto de antenas sem variação de fase, verificou-se a necessidade de avaliar também o desempenho do conjunto com a introdução da defasagem nos sinais de entrada das antenas, o que permite realizar

apontamento do conjunto em determinados ângulos. Desta forma, os resultados oriundos da simulação do conjunto em determinados ângulos de apontamento poderão ser comparados aos resultados obtidos, posteriormente, na medição do protótipo, para validação.

A varredura implementada consiste no apontamento do arranjo de antenas em determinados ângulos dentro de uma faixa angular, a qual foi definida no início do projeto, como de -45° a 45°. Para a simulação do conjunto de antenas em varredura dois métodos de simulação do conjunto foram aplicados, denominados aqui como: simulação real e simulação ideal. No primeiro método, é realizada a simulação de todos os elementos do conjunto. O usuário é responsável por introduzir todas as equações para simulação, nas portas de excitação. Já no segundo, a simulação é realizada de forma automática pelo SW com base em apenas um elemento do modelo de antena. A seguir os dois métodos são detalhados, a respectiva simulação implementada e os resultados obtidos apresentados e analisados.

4.3.2.1. Simulação Real de Varredura do Conjunto

O método de simulação real é baseado na simulação de todos os elementos de antena que compõem o conjunto, sendo todos eles inseridos no SW, conforme visto anteriormente na figura 4.1. Toda a configuração dos elementos, os respectivos sinais de entrada, e a aplicação de equações necessárias são realizadas pelo usuário, o que se acredita ser um cenário mais próximo do real. A seguir são apresentadas as etapas que compõem a simulação real do conjunto, a saber: configuração do SW para realizar a simulação; caracterização do conjunto de antenas; e execução da simulação e apresentação dos resultados finais obtidos.

4.3.2.1.1. Configuração do HFSS para Simulação Real

Neste projeto, para implementar o apontamento do conjunto de antenas, adotou-se apenas a aplicação da variação de fase entre os sinais de entrada das antenas, mantendo-se sempre constantes e iguais suas amplitudes. Neste método de simulação, o usuário é responsável por introduzir as variações de fase. Para tal, criaram-se quatro variáveis de fase. Sabe-se que a fase do elemento de antena 0 é a referência e, por isso, neste elemento não há variação de fase, sendo nele configurado o valor de fase de 0°, contudo, isto será observado na aplicação da equação teórica mais à frente. As quatro variáveis irão produzir o mesmo efeito da defasagem provocada por um defasador conectado a cada elemento de antena.

	Source	Туре	Magnitude	Unit	Phase	Unit
	1:1	Port	1	W	fase0	deg
	2:1	Port	1	W	fase1	deg
	3:1	Port	1	W	fase2	deg
1	4:1	Port	1	W	fase3	deg
	5	✓ Include Port Post	Processing Effects			
	Г	✓ Include Port Post	Processing Effects			
	٦	✓ Include Port Post	Processing Effects			
	٦	✓ Include Port Post	Processing Effects			

Fig. 4.9. Tela de configuração do sinal de entrada nas portas das antenas do conjunto para simulação da varredura.

A equação (3.1) [1][2][41] foi atribuída às variáveis de fase. Conforme visto na Seção 3.3, a determinação do valor de fase do sinal de entrada de cada elemento de antena depende da frequência de operação, do ângulo que se deseja de apontamento e da distância entre os elementos de antena, por isso, foram criadas outras três variáveis para estes parâmetros através das quais o usuário é capaz de configurá-los, respectivamente: *ang_ap*; *frequencia*; e *d*. A declaração e definição dessas variáveis é realizada na tela acessada através do comando: \rightarrow *HFSS* \rightarrow *Design Properties*. Na tela então apresentada ao usuário, figura 4.10, cada variável é criada e seu respectivo valor (ou equação) e unidade são inseridos.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	^
d	15.75	mm	15.75mm	
ang_ap	30	deg	30deg	
×0	-d/16.6666*2*180*sin(ang_ap)*0*1000		-Omm	
x1	-d/16.6666*2*180*sin(ang_ap)*1*1000		-170100.68040272mm	
×2	-d/16.6666*2*180*sin(ang_ap)*2*1000		-340201.36080544mm	
x3	-d/16.6666*2*180*sin(ang_ap)*3*1000		-510302.04120816mm	
fase0	x0	deg	-Odeg	
fase1	x1	deg	-170.10068040272deg	
fase2	x2	deg	-340.20136080544deg	
fase3	x3	deg	-510.30204120816deg	
				~
<				>

Fig. 4.10. Tela de configuração de variáveis.

Como pode ser observado na figura 4.10, o valor da distância *d* foi fixado em 15,75mm, correspondente ao valor da largura da antena AVAV-3 com 2 RSE. Os valores de *ang_ap* e *frequencia* são alterados pelo usuário conforme desejado, a cada simulação.

Ainda se observa na figura 4.10, as quatro variáveis de fase criadas: *fase0*; *fase1*; *fase2*; e *fase3*. Estas recebem o valor de outras três variáveis – x0, x1, x2, e x3 – criadas apenas para apoio no cálculo das fases. Nestas variáveis de apoio foram introduzidas, efetivamente, as equações para determinação de fase. A seguir, são apresentadas as equações introduzidas no SW:

$$fase0 = x0 = -\frac{d}{300e6} \times frequencia \times 2 \times 180 \times \sin(angulo) \times 0$$
 (4.5)

$$fase1 = x1 = -\frac{d}{300e6} \times frequencia \times 2 \times 180 \times \sin(angulo) \times 1$$
(4.6)

$$fase2 = x2 = -\frac{d}{300e6} \times frequencia \times 2 \times 180 \times \sin(angulo) \times 2$$
(4.7)

$$fase3 = x3 = -\frac{d}{300e6} \times frequencia \times 2 \times 180 \times \sin(angulo) \times 3$$
(4.8)

Da equação (4.5), verifica-se que a fase associada ao elemento de antena 0, a fase0, terá sempre o valor de 0° , conforme mencionado anteriormente.

Na figura 4.10 é possível observar ainda um exemplo de valores de fase obtidos para cada antena na frequência de 18 GHz e um ângulo de apontamento de 30°. Para este cenário,

obtiveram-se os seguintes valores para as fases dos elementos de antena 0, 1, 2, e 3, respectivamente: 0° ; -170,10°; 340,20°; e -510,30°.

Para melhor compreensão, na figura 4.11 é apresentado um diagrama com o conjunto de quatro antenas AVAV-3 com 2 RSE, dispostos lado a lado, com a indicação dos sinais de entrada com a respectivas fases do sinal de transmissão.



Fig. 4.11. Diagrama do conjunto de antenas com a indicação das fases de alimentação.

4.3.2.1.2. Caracterização do Conjunto de Antenas

Neste método de simulação buscou-se realizar uma caracterização do comportamento do conjunto de antenas. Para tal, utilizou-se uma ferramenta de parametrização oferecida pelo HFSS para realizar uma simulação completa de varredura. Nesta simulação verificou-se o comportamento do diagrama de irradiação do conjunto para os ângulos de apontamento de -60° a 60°, com passo de 5°.

Para realizar a caracterização, configurou-se a ferramenta de parametrização, a qual pode ser acessada através do comando: \rightarrow *HFSS* \rightarrow *Optimetrics Analysis* \rightarrow *Add parametric*, conforme figura 4.12. Na tela apresentada ao usuário, figura 4.13, deve-se selecionar "*Add*" para inserir um novo processo de parametrização, sendo então apresentada a tela da figura 4.14. Nesta tela, as informações do processo de parametrização que se deseja realizar devem ser inseridas. Para o processo de caracterização do conjunto, selecionou-se a variável ang_ap para ser parametrizada e, como é desejado analisar o comportamento do conjunto de antenas na faixa angular de -60° a 60° , com passo de 5° , selecionou-se o tipo de parametrização "linear" e nos campos "*Start*", "*Stop*" e "*Step*" inseriu-se os valores de -60° , 60° e 5° , respectivamente. Executou-se, então, a simulação parametrizada. O SW realizou continuamente simulações para cada valor de *ang_ap*, totalizando 25 simulações. Ao término do processo, verifica-se nos resultados de simulação o comportamento do conjunto para cada valor de ângulo de apontamento, sendo possível observar juntas, todas as curvas de campo elétrico obtidas, por exemplo.



Fig. 4.12. Acesso à tela de configuração de parametrização.

Setup Sweep	Analysis		×
Sweep Definit	ions Table General Calculations Options		
Sync # V	ariable Description		Add
			Edit
		[) elete
	Curre	1	
	- Sync Unsync		
Operation	Description		
	HPC and Ar	nalysis Opt	ions
		ок	Cancelar

Fig. 4.13. Tela de configuração de parametrização.

vnc # Variable		Description					Add
dd/Edit Sweep						×	Edit
Variable and an]	Variable		Descripti	on		Delete
		ang_ap	inear Step fro	m -60deg to	60deg, step	=5deg	
Single value							
C Linear count	Add >>						
C Decade count							
O Octave count	Update >>						
C Exponential count							
Start: -60 deg 💌	Delete						
Stop: 60 deg 👻							
Step: 5 deg 💌			0	ĸ	Can	cel	

Fig. 4.14. Tela de entrada de dados na tela de configuração de parametrização.

Na figura 4.15, são apresentadas as curvas de campo elétrico máximo total, obtidas nas simulações do processo de caracterização, para as frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz. No gráfico de cada frequência, é possível visualizar as 25 curvas, obtidas para cada valor de ângulo de apontamento configurado.

Na figura 4.16, são observados os mesmos gráficos da figura 4.15, porém tendo-se aplicado um filtro de modo a serem apresentadas as curvas de apenas 7 ângulos de apontamento, visando a facilitar sua identificação: 0° , $\pm 15^{\circ}$; $-\pm 30^{\circ}$; $e \pm 45^{\circ}$.



Fig. 4.15. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), resultantes da simulação parametrizada do ângulo de apontamento do conjunto para as frequências de: (a) 8 GHz; (b) 11 GHz; (c) 14 GHz; e (d) 18 GHz.



Fig. 4.16. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), resultantes da simulação para os ângulos de apontamento do conjunto de (----) -45°, (----) -30°, (----) -15°, (-----) 0°, (-----) +15°; (-----) +30°; e (-----)+45°, para as frequências de: (a) 8 GHz; (b) 11 GHz; (c) 14 GHz; e (d) 18 GHz.

Os resultados obtidos na simulação parametrizada foram analisados e observou-se que, em algumas frequências, e para determinados ângulos de apontamento, ocorreu um pequeno desvio entre o valor de ângulo obtido no ponto máximo da curva simulada e o esperado. Por exemplo, na frequência de 8 GHz, para o ângulo de apontamento de 30° a curva simulada apresenta valor máximo em, aproximadamente, *theta* = -25°, enquanto para o ângulo de apontamento de -35° a curva apresenta valor máximo em, aproximadamente, *theta* = -30°, conforme pode ser observado na figura 4.17, na qual foi novamente aplicado um filtro para se visualizar apenas estas duas curvas.



Fig. 4.177. Curvas de Campo Elétrico Total (mV), na frequência de 8 GHz, para o ângulo de apontamento do conjunto de (---) 30° e (----) 35°.

Acredita-se que, o evento observado tem origem no fato das equações aplicadas serem ideais e serem baseadas em elementos de antena isotrópicos, enquanto as antenas que compõem o conjunto do projeto não apresentam essa característica. Ainda assim, em decorrência do fato observado, verificou-se a necessidade de realizar uma calibração do protótipo de antena *phased array* para ajustar os desvios existentes e identificados na simulação. O processo de calibração será detalhado na próxima seção. Conforme será descrito, foi realizado um mapeamento dos desvios observados nas simulações, criando-se uma correspondência dos ângulos desejados de apontamento e o ângulo configurado que realmente aponta naquela direção, para todas as frequências. Cabe mencionar que, os resultados apresentados a seguir foram obtidos com a configuração dos ângulos de apontamento já calibrados.

4.3.2.1.3. Resultados de Simulação Real do conjunto de Antenas

Nas figuras 4.18 a 4.21, são apresentados os gráficos polares potência normalizada, obtidos na simulação real implementada anteriormente, para os diferentes ângulos de apontamento, já calibrados, de: $\pm 15^{\circ}$; $-\pm 30^{\circ}$; e $\pm 45^{\circ}$.

Na figura 4.18, são apresentados os diagramas de irradiação da potência normalizada, associada ao Plano-E, para a frequência de 8 GHz.



Fig. 4.18. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 8 GHz, de: (a) -15° ; (b) $+15^{\circ}$; (c) -30° ; (d) $+30^{\circ}$; (e) -45° ; e (f) $+45^{\circ}$.

Na figura 4.19 são apresentados os diagramas de irradiação da potência normalizada, associada ao Plano-E, para a frequência de 11 GHz.



Fig. 4.19. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 11 GHz, de: (a) -15° ; (b) $+15^{\circ}$; (c) -30° ; (d) $+30^{\circ}$; (e) -45° ; e (f) $+45^{\circ}$.

Na figura 4.20 são apresentados os diagramas de irradiação da potência normalizada, associada ao Plano-E, para a frequência de 14 GHz.



Fig. 4.20. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 14 GHz, de: (a) -15° ; (b) $+15^{\circ}$; (c) -30° ; (d) $+30^{\circ}$; (e) -45° ; e (f) $+45^{\circ}$.

Na figura 4.21 são apresentados os diagramas de irradiação da potência normalizada, associada ao Plano-E, para a frequência de 18 GHz.



Fig. 4.21. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas configurado para os ângulos de apontamento, em 18 GHz, de: (a) -15° ; (b) $+15^{\circ}$; (c) -30° ; (d) $+30^{\circ}$; (e) -45° ; e (f) $+45^{\circ}$.

4.3.2.2. Simulação Ideal de Varredura do Conjunto

Buscou-se em seguida outro método de simulação para comparar e validar os resultados obtidos no método de simulação real. O método da simulação ideal é oferecido pelo HFSS para simulação de arranjo de antenas. Ele se baseia em apenas um elemento de

antena, sendo todas as equações e cálculos necessários para simulação realizados pelo próprio HFSS, de forma transparente ao usuário. Com as características de um elemento de antena e as informações do arranjo que se deseja simular, o SW executa os cálculos necessários e apresenta os resultados finais do conjunto. Para implementação deste método, primeiramente é necessário realizar uma configuração no SW, detalhada a seguir.

4.3.2.2.1. Configuração do HFSS para Simulação Ideal

Para iniciar a configuração deste método de simulação de conjunto, primeiramente abre-se o arquivo do projeto criado e simulado para um elemento da antena AVAV-3 com 2 RSE no HFSS, conforme figura 4.22. Em seguida, deve-se acessar a tela de configuração de arranjo de antenas, oferecido pelo HFSS, através do comando: \rightarrow HFSS \rightarrow Radiation \rightarrow Antenna Array Setup. Após a execução do comando, é apresentada uma tela de configuração do conjunto, figura 4.23, na qual deve ser selecionada a opção de "Regular Array Setup".



Fig. 4.22. Introdução do projeto de um elemento do modelo de antena a ser simulado em conjunto.



Fig. 4.23. Tela para seleção de simulação do conjunto de antenas.

Em seguida, será aberta uma nova tela, figura 4.24, na qual é possível inserir as informações e características do conjunto de antenas que se deseja simular. A seguir são apresentados os campos existentes na tela, para introdução das informações, com os respectivos valores adotados para simulação neste projeto:

- Campo "First Cell Position": neste campo deve ser inserida a informação da posição da primeira célula nas coordenadas (x,y,z). Para o projeto inseriu-se o valor de (0,0,0);
- Campo "*Direction*": neste campo devem ser definidos dois vetores "U" e "V" em relação aos eixos x, y e z, para posterior simulação. Para o projeto definiu-se U = (1,0,0) e V = (0,1,0);
- Campo "Distance Between Cells": neste campo, devem ser inseridos os valores de distância entre os elementos de antena para simulação do conjunto de antenas, em termos dos vetores "U" e "V". Para o projeto, definiu-se para a distância na direção "U" o valor de 15,75 mm e para a distância na direção "V", o valor 0 mm,

uma vez que se deseja simular os elementos de antena posicionados em sequência no eixo *x*;

- Campo "Number of Cells": neste campo, deve ser inserido o número de elementos de antena para simulação, nas direções dos vetores "U" e "V". Para o projeto foi inserido o valor de quatro elementos de antenas na direção "U" e apenas um elemento na direção "V".
- Campo "Scan Definition": neste campo, deve ser inserido o ângulo que se deseja de apontamento do conjunto em relação a "Phi" e "Theta" ou para as direções "U" e "V". No projeto, conforme mencionado, o ângulo de apontamento, corresponde ao "Theta", para "Phi" =0°. Sendo assim, mantendo-se o "Phi"= 0°, o campo "Theta" recebeu os seguintes valores para simulação: ±15°; ±30°; e ±45°.

Antenna Array Setup	×
Array Type Regular Array	
First Cell Position	
X 0 mm • Y 0 mm • Z 0 mm •	
Directions	
U Vector X 1 Y 0 Z 0	
V Vector X 0 Y 1 Z 0	
Distance Between Cells	
In U Direction 15.75 mm 💌 In V Direction 0 mm 💌	
Number of Cells	
In U Direction 4 In V Direction 1	
Scan Definition	
C Use settings from slave boundary Phi 0 deg 🗸	
C Use Differential Phase Shift In U Direction 0 deg 💌	
In V Direction 0 deg 💌	
OK Cancelar Ajud	a

Fig. 4.24. Tela de configuração do conjunto de antenas.

O mesmo feito de desvio, ou erro, no valor de fase obtido em relação ao esperado, observado na simulação real também ocorreu na simulação ideal. Sendo assim, o mesmo ajuste de ângulo de apontamento realizado para o método de simulação real foi também aqui implementado. Os ângulos configurados no campo de "*Scan Definition*", na tela de configuração do conjunto, foram os valores correspondentes de ângulo já calibrados para obter-se o apontamento nas direções $\pm 15^{\circ}$, $\pm 30^{\circ}$ e $\pm 45^{\circ}$.

Após configuração do SW, foi executada a simulação ideal do conjunto de antenas e os resultados obtidos são apresentados a seguir.

4.3.2.2.2. Resultados de Simulação Ideal do conjunto

Nas figuras 4.25, 4.26, 4.27 e 4.28 são apresentados os diagramas de irradiação obtidos na simulação ideal do conjunto de antenas nas frequências de 8, 11, 14 e 18 GHz, respectivamente.



Fig. 4.25. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de 4 antenas, em 8 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15° ; (b) $+15^{\circ}$; (c) -30° ; (d) $+30^{\circ}$; (e) -45° ; e (f) $+45^{\circ}$.



Fig. 4.26. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 11 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.



Fig. 4.27. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 14 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.



Fig. 4.28. Diagrama de irradiação da potência normalizada do conjunto de antenas, em 18 GHz, configurado para os seguintes ângulos de apontamento: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.

4.3.2.3. Análise dos Resultados de Simulação

Os resultados obtidos em ambos os métodos de simulação foram analisados e observou-se que os gráficos resultantes apresentaram grande similaridade.

Observando-se as figuras 4.18 e 4.25, verifica-se que o feixes de irradiação obtidos apontam corretamente para os ângulos configurados, com exceção do ângulo de -45°, que na simulação real apresenta um lóbulo maior no ângulo de, aproximadamente, -110°, figura 4.18 (e), o qual não aparece no resultado da simulação ideal, figura 4.25 (e).

Para a frequência de 11 GHz, os diagramas de irradiação obtidos tanto por simulação no método real quanto ideal, figuras 4.19 e 4.26, apresentam o feixe de irradiação apontando corretamente no ângulo de apontamento configurado.

Nos diagramas de irradiação obtidos na simulação real na frequência de 14 GHz, observa-se o aparecimento *grating lobes* nos ângulo de apontamento de -45° e 45° , figura 4.20 (e) e (f). Na simulação ideal o *grating lobe* também é observado para o ângulo de apontamento de 45° , conforme figura 4.27 (f).

Para a frequência de 18 GHz, os *grating lobes* começam a aparecer a partir do ângulo de apontamento de -45° e 30° , em ambos os métodos de simulação, conforme figuras 4.21 (d) (e) (f) e 4.28 (d) (e) (f).

Desta forma, as simulações mostram que este conjunto atende parcialmente os requisitos em relação à varredura angular desejada de -45° a 45° , para frequências de 8 a 18 GHz. A partir da frequência de 14 GHz e para os ângulos de $\pm 45^{\circ}$, o diagrama já não aponta seu lóbulo principal para estes ângulos, apresentando um comportamento aceitável até os ângulos de apontamento de $\pm 30^{\circ}$. O conjunto atende perfeitamente aos requisitos de varredura apenas até a frequência de 11 GHz. Isto se deve ao não atendimento à restrição apresentada na equação (4.1), cuja não conformidade implica no aparecimento dos *grating lobes*. Analisando esta equação para o cenário desejado onde os ângulos máximos de apontamento são $\pm 45^{\circ}$, e a distância mínima que se tem entre as antenas é de 15,75 mm, observa-se que:

$$d_{m \acute{a} x} \le \frac{\lambda}{1+\sin \theta_{ap}} \implies f_{m \acute{a} x} \le \frac{c}{d(1+\sin \theta_{ap})}$$
 (4.9)

$$f_{max(d=15,75mm;\,\theta_{ap}=45^{\circ})} \le 11,16\,GHz \tag{4.10}$$

Das equações (4.9) e (4.10), verifica-se que as equações teóricas confirmam a limitação de apontamento e o aparecimento dos *grating lobes* a partir da frequência de 11 GHz, fatos observados nos resultados das simulações.

Para melhorar o desempenho do conjunto é necessário projetar uma antena com dimensões ainda menores. Novamente analisando a equação (4.1), agora para o valor de frequência de operação de até 18 GHz e ângulo de apontamento máximo de $\pm 45^{\circ}$, verifica-se que a distância máxima entre os elementos de antena no conjunto deve ser de 9,76 mm, conforme equação (4.11). Assim, as antenas que compõem o conjunto devem apresentar uma largura máxima de mesmo valor.

$$d_{m\acute{a}x} \le \frac{\lambda}{1+\sin\theta_{ap}} \quad \Longrightarrow \quad d_{m\acute{a}x \ (f=18GHz;\theta_{ap}=45^\circ)} \le 9,76 \ mm \tag{4.11}$$

Ainda assim, a simulação do conjunto de quatro elementos de antena com o modelo AVAV-3 com 2 RSE projetadas permitem comprovar o conceito e, apesar de não atender à totalidade das exigências iniciais do projeto, apresenta um bom desempenho. O conjunto atende integralmente o requisito de varredura angular para uma banda de 4 GHz, de 8 a 11 GHz e, parcialmente, para uma banda de 10 GHz, de 8 a 18 GHz.

Na próxima seção, o protótipo de célula de antena *phased array* é montado, testado e os seus resultados comparados aos de simulação.

4.4. Calibração do Protótipo de Antena Phased Array

Sabe-se que, idealmente, para realizar uma calibração perfeita, seria necessário obter as curvas apresentadas na figura 4.15 através de medidas experimentais em uma câmara anecóica, através das quais seria possível identificar, corretamente, todos os desvios existentes no sistema. Entretanto, em virtude do tempo hábil para conclusão do projeto e da indisponibilidade de uma câmara anecóica no mesmo período, adotaram-se as curvas obtidas em simulação para implementar a calibração do sistema.

A calibração foi implementada em dois passos: 1- mapeamento dos desvios do conjunto; e 2- inserção de um trecho de código no *script* do MATLAB[®] para ajuste:

• Mapeamento dos desvios do conjunto

Na primeira etapa, utilizando-se os resultados da simulação parametrizada, conforme caracterização do conjunto descrita em (4.3.2.1.2), para cada frequência e ângulo simulados, identificaram-se todos os desvios existentes, realizando-se um mapeamento e uma correspondência entre os ângulos configurados para apontamento e os ângulos obtidos no ponto máximo das curvas resultantes da simulação. Com estas informações criou-se uma tabela de calibração no seguinte formato: 1ª coluna – frequência [GHz]; 2ª coluna – ângulo de apontamento desejado [°]; e 3ª coluna – ângulo ajustado [°], que aponta o conjunto realmente para o ângulo desejado. O Apêndice K contém a tabela completa, porém para um breve exemplo, na figura 4.29 é apresentado um pequeno trecho da mesma, onde, se observa o mapeamento realizado para a frequência de 11 GHz onde, como exemplo, para se apontar para o ângulo de -40°, deve-se, na verdade, configurar o sistema para realizar o apontamento para o ângulo de -45°, pois observou-se na simulação o desvio de 5°. Desta forma, as fases do sinal de entrada das antenas serão calculadas para o ângulo de -45°, para se ter efetivamente o conjunto apontando para 40°.

Frequência [GHz]	Ângulo de apontamento desejado [°]	Ângulo de apontamento ajustado [°]
11	-45	-50
11	-40	-45
11	-35	-35
11	-30	-30
11	-25	-25
11	-20	-20
11	-15	-15
11	-10	-10
11	-5	-5
11	0	0
11	5	5
11	10	10
11	15	20
11	20	20
11	25	25
11	30	30
11	35	40
11	40	45
11	45	50

Fig. 4.29. Trecho da Tabela de Calibração para a frequência de 11 GHz.

• Inserção de um trecho de código no *script* do MATLAB[®]

No segundo passo da calibração, fez-se necessário inserir na lógica do circuito de controle dos defasadores (Seção 3.3) um novo *script* do MATLAB[®], dentro do LabVIEW, contendo um trecho de código para realizar um ajuste do ângulo de apontamento de acordo com os desvios mapeados. O código desenvolvido acessa a tabela de calibração e procura, para uma determinada frequência e ângulo de apontamento desejado, o valor correspondente de ângulo ajustado que na simulação apresentou, corretamente, o ponto máximo do diagrama no ângulo desejado pelo usuário. Desta forma, o valor da variável de ângulo de apontamento, na lógica do circuito controlador, é alterado para o valor ajustado da tabela.

O novo *script* (denominado *script* 1) do MATLAB[®] foi inserido antes do *script* descrito na Seção 3.3 (denominado *scritp* 2), o qual é responsável pelo cálculo das fases de cada antena, de modo que este cálculo seja realizado com o valor do ângulo já calibrado. O código completo do *script* 1 é apresentado no Apêndice L. A figura 4.30 contém o fluxograma da lógica do circuito controlador, o mesmo apresentado na Seção 3.3, porém, agora atualizado, com a introdução do *script* 1:



Fig. 4.30. Fluxograma da Lógica do Circuito Controlador atualizado com os dois *scritps* do MATLAB[®].

Desta forma, foi possível introduzir a calibração do protótipo sem provocar grandes alterações no circuito de controle dos defasadores já implementado e testado.

4.5. Medição do Protótipo de Antena Phased Array

Nesta seção, o protótipo de antena *phased array* com a antena AVAV-3 com 2 RSE é medido experimentalmente. A seguir são detalhadas as fases de medição: montagem do protótipo; definição do *setup* de teste; e análise e comparação dos resultados medidos e simulados.

4.5.1. Montagem do Protótipo de Antena Phased Array

Nesta fase, o protótipo de antena *phased array* foi montado. Para isso foi necessário criar uma estrutura na qual pudessem ser fixadas as quatro antenas AVAV-3 com 2 RSE, cada qual conectada ao seu respectivo defasador. Como condição, essa mesma estrutura deveria ser passível de ser utilizada no *setup* de medição.

Uma vez que o *setup* de medição a ser adotado para o protótipo seria semelhante ao utilizado nos testes das antenas (Seção 2.3), decidiu-se partir da estrutura utilizada pelas antenas e adaptá-la. A montagem do protótipo apresenta dois requisitos mínimos: uma forma de alinhar as antenas em sequência sem que haja qualquer espaçamento entre elas; e um suporte para os defasadores, próximo às antenas.

Para alinhar as antenas foi adotada uma régua comum de plástico transparente, como nos testes das antenas no Capítulo 2. Foi cortado um trecho de 7 cm de comprimento da régua, sendo nela produzidos semicírculos na sua lateral, com diâmetro igual aos dos cabos conectados às antenas, a cada 15,75 cm, visando a um encaixe perfeito desses cabos. Estes semicírculos foram implementados utilizando-se uma furadeira com uma broca cilíndrica de lixa.

Para o suporte dos defasadores adotou-se uma placa de madeira, à qual foi fixada à estrutura das antenas através de parafusos em furos já existentes na estrutura. Na inserção desses parafusos deixou-se, propositalmente, um comprimento acima da placa. Visando a uma melhor fixação dos dispositivos defasadores à estrutura e à placa, passaram-se dois lacres ao redor dos dispositivos e dos parafusos, verticalmente e horizontalmente. Na figura 4.31, é possível visualizar a estrutura montada.



Fig. 4.31. Foto do protótipo de antena *phased array* montado com vista (a) frontal e (b) lateral.

Na figura 4.31 é possível visualizar o protótipo de antena *phased array* final, com as quatro antenas AVAV-3 com 2 RSE, conectadas aos respectivos dispositivos defasadores, todos fixados à estrutura de medição. Nesta figura, ainda é possível observar a inserção do transferidor na base inferior da estrutura através do qual é verificado o posicionamento angular do conjunto.

4.5.2. Setup de Medição do Protótipo de Antena Phased Array no LaProp-UFF

O *setup* de medição do protótipo de antena *phased array* foi o mesmo adotado para a medição das antenas no Capítulo 2, descrito em (2.4.2.1). Na figura 4.32 é apresentado o diagrama de blocos do *setup*. Nela, é possível visualizar a estrutura dos quatro elementos de antena conectados a seus respectivos defasadores, todos fixados na haste metálica para realizar o movimento giratório de 360°. Além disso, ainda se observa os defasadores conectados ao circuito de controle, composto por: placa do circuito controlador; equipamento NI; fonte de alimentação; e PC executando os SW LabVIEW e MATLAB. A conexão dos defasadores ao circuito controlador é realizado através de quatro cabos com,
aproximadamente, 2 m de comprimento, posicionados na parte superior da haste metálica de modo permitir e facilitar o movimento giratório do protótipo.



Fig. 4.32. Diagrama de blocos do *setup* de medição do protótipo de antena *phased array*.

Na figura 4.33, é apresentada uma fotografia obtida durante a medição do protótipo realizada no LaProp-UFF.



Fig. 4.33. Foto tirada durante a medição do protótipo de antena *phased array* no LaProp-UFF.





(b)



(c)



Fig. 4.34. Imagem aproximada dos pontos destacados na foto apresentada na figura
4.33: (a) conjunto de antenas transmissoras; (b) antena receptora; (c) circuito controlador; e
(d) equipamentos para geração do sinal de transmissão.

Na figura 4.33, algumas áreas foram destacadas em círculos vermelhos tracejados, sendo apresentadas em uma imagem com maior aproximação na figura 4.34, visando a uma melhor visualização e compreensão. A área do trecho 1 compreende o protótipo de antena *phased array*, na transmissão, enquanto o trecho 2 corresponde a uma única antena AVAV-3 com 2 RSE, na recepção. O destaque de número 3 é referente ao circuito de controle dos dispositivos defasadores, englobando: a placa de circuito de controle dos defasadores; a fonte de alimentação; o equipamento NI; e o PC executando os SW LabVIEWTM e MATLAB[®]. No trecho 4, estão posicionados os equipamentos para configuração e geração do sinal de transmissão, como: gerador de sinal, oscilador e mixer. Por fim, as imagens destacadas com número 5 correspondem a placas de material absorvedor que foram posicionados em dois

pontos considerados críticos e que poderiam provocar um maior impacto nos resultados da medição.

A medição do protótipo se deu observando o mesmo processo de medição realizado para as antenas individuais, descrito no procedimento de medição de diagrama de irradiação em (2.4.2.2), exceto pela utilização do motor de passo. O motor de passo empregado na medição das antenas não foi utilizado na medição do protótipo, pois não apresentou uma operação eficiente. Acredita-se que a estrutura do protótipo montada, conforme figura 4.31, tenha ficado muito pesada para que o motor fosse capaz de girá-la. Sendo assim, o posicionamento do protótipo no ângulo de medição foi realizado através do alinhamento com o transferidor da estrutura de medição. Ressalta-se ainda que, foram utilizados os mesmos instrumentos e equipamentos, para geração do sinal do sinal de transmissão, empregados na medição do Capítulo 2. Desta forma, a mesma limitação observada para geração dos sinais de transmissão ocorreu na medição do protótipo. Foi possível gerar apenas sinais de transmissão para frequências de até 14 GHz. Conforme mencionado anteriormente, o amplificador opera apenas até 12 GHz, sendo possível verificar seu funcionamento estendido apenas até 14 GHz.

A seguir são apresentados os resultados obtidos na medição.

4.5.3. Resultados de Medição do Protótipo de Antena Phased array

A medição do diagrama de irradiação do protótipo de antena *phased array* foi então executada, para as frequências de 8, 11 e 14 GHz, nos ângulos de 0° , $\pm 15^{\circ}$, $\pm 30^{\circ}$ e $\pm 45^{\circ}$, para posterior comparação com os resultados de simulação obtidos nas mesmas frequências. Uma vez que o objeto de interesse do projeto é a análise da capacidade de apontamento do protótipo, ou seja, do comportamento do seu diagrama, os testes do protótipo limitaram-se apenas à medição diagrama de irradiação do conjunto no Plano-E, em azimute, plano no qual ocorre o apontamento do conjunto.

As curvas do diagrama de irradiação, obtidas na medição, são apresentadas juntamente com as dos resultados da simulação real (4.4.2), visando uma melhor análise. Para tal, foi utilizado o código desenvolvido no MATLAB[®], constante no Apêndice B e descrito anteriormente em (2.4.2.2). Utilizando-se este código, gerou-se os gráficos comparativos dos diagramas de irradiação simulado e medido para as frequências de 8, 11 e 14 GHz, os quais são apresentados nas figuras 4.35, 4.36 e 4.37, respectivamente.



Fig. 4.35. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação (mW) obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 8 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.



Fig. 4.36. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação (mW) obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 11 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.



Fig. 4.37. Gráficos comparativos das curvas de diagrama de irradiação (mW) obtidos em (---) simulação e (---) medição, para 14 GHz nos ângulos: (a) -15°; (b) +15°; (c) -30°; (d) +30°; (e) -45°; e (f) +45°.

4.5.4. Análise dos Resultados de Medição

Analisando-se as figuras 4.35 a 4.37, verifica-se que as curvas de diagrama de irradiação resultantes do processo de medição foram bem similares às curvas obtidas por simulação, ainda que não realizados em ambiente ideal. Nas figuras 4.35 e 4.36 observa-se que os diagramas apontam para os mesmos ângulos de apontamento da simulação, apresentando os mesmos lóbulos laterais. Na figura 4.37, a partir dos ângulos de apontamento de $\pm 30^{\circ}$, onde é esperado o aparecimento dos *grating lobes*, aparecem outros lóbulos, apresentando uma divergência em relação à simulação. Acredita-se que as divergências observadas sejam consequência tanto da dificuldade em alinhar as antenas transmissoras e receptora quanto, e principalmente, do ambiente inapropriado para teste. Pode-se observar na foto da figura 4.33 que a sala de laboratório utilizada na medição é composta por paredes de diferentes materiais e ainda apresenta ao redor,, diversos objetos expostos como cadeiras, computadores, entre outros, o que pode ter impactado nos resultados.

Nesta análise pode-se verificar ainda alguns outros pontos. Primeiramente, pode-se concluir que os processos, tanto de simulação quanto de medição, foram implementados de forma a garantir o apontamento do protótipo no ângulo desejado. Observa-se nas figuras 4.35 e 4.36, para as frequências de 8 e 11 GHz, que os diagramas de irradiação tanto simulado quanto medido apontam para o ângulo correto de apontamento. Já na frequência de 14 GHz, verifica-se o aparecimento dos *grating lobes* para ângulos maiores que 30° e menores que - 30°, resultado próximo ao esperado, tendo em vista as curvas de simulação. Com, com o aparecimento dos *grating lobes* verifica-se uma divergência grande entre as curvas simuladas e medidas, conforme observa-se na figura 4.37 (c) (d) (e) (f). Além disso, verifica-se que a avaliação realizada em relação à equação (4.1), na Seção 4.2, sobre a relação das distâncias entre as antenas e o aparecimento dos *grating lobes* pode ser verificado, experimentalmente. Por fim, a análise realizada em (4.3.2.3), em relação aos resultados obtidos nas simulações vale para os resultados experimentais, isto é, o conjunto atende perfeitamente o requisito de varredura angular para uma banda de 4 GHz, de 8 a 11 GHz e parcialmente para uma banda de 10 GHz, de 8 a 18 GHz.

Capítulo 5

Conclusão

A concepção e o desenvolvimento do projeto proposto foi integralmente concluído, conforme planejado, observando-se o objetivo e requisitos traçados inicialmente.

Obteve-se, por fim, um protótipo de célula de antena *phased array* de banda larga implementado com quatro elementos de antena banda larga projetada, AVAV-3 com 2 RSE, e que atende, perfeitamente, o requisito de varredura angular estabelecido inicialmente, de -45° a 45°, para a banda de 8 a 11 GHz, apresentando para a banda de 8 a 18 GHz uma capacidade de varredura de -15° a 15°. Cabe mencionar que este protótipo poderia atender, ainda, os requisitos de varredura angular na faixa de 8 - 18GHz para outros modelos de mastro integrado como, por exemplo, um mastro implementado em estrutura hexagonal.

Como legado do projeto, obteve-se uma infraestrutura (mecânica e lógica) montada e um procedimento de teste desenvolvido, que podem ser aplicados no próprio LaProp-UFF ou outro ambiente de teste para se avaliar e testar novas antenas, inclusive outros protótipos de célula de antena *phased array*.

5.1. Análise dos Resultados

Analisando-se os resultados obtidos na medição do protótipo, apresentados na Seção 4.3, pode-se destacar alguns pontos:

- Os processos de simulação e de medição foram implementados de forma a garantir uma grande similaridade entre os resultados obtidos por simulação e por teste experimental. É possível confirmar que o dimensionamento das caixas de ar, implementado na simulação das antenas no HFSS, deve ser tal que a distância de suas arestas às faces da antena deve ser efetivamente maior ou igual a λ_{máx}/4 (λ_{máx} sendo o comprimento de onda para a menor frequência);
- As poucas divergências observadas nos gráficos das curvas comparativas de simulação e medição, principalmente na frequência de 14 GHz, é consequência tanto da dificuldade em alinhar as antenas transmissora e receptora durante o

processo de medição quanto, e principalmente, do ambiente de realização do teste não ser ideal. Acredita-se, ainda, que há um aumento do impacto dos efeitos de multipercurso, reflexão e *scattering* em frequências mais altas;

- Pode-se observar, experimentalmente, o aparecimento dos *grating lobes* em frequências acima de 11 GHz, conforme análise teórica realizada nas Eqs. (4.8)-(4.9), limitando o ângulo máximo de apontamento do protótipo.
- Verifica-se que os processos de caracterização e correção de fase dos dispositivos defasadores foram realizados de forma a garantir uma variação de fase, ou defasagem, correta dos dispositivos; e
- Verifica-se, ainda, que os processos de caracterização do conjunto de antenas e posterior calibração do protótipo, ainda que tenham sido baseados em resultados de simulação, foram realizados de modo a garantir o apontamento do feixe do conjunto no ângulo desejado.

5.2. Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, pretende-se:

- Dar continuidade à automação do *setup* de medição das antenas na câmara anecóica do IPqM, o qual já foi iniciado com o controle do gerador e do analisador de espectro, por programação desenvolvida e já finalizada através do LabVIEW, durante este projeto no LaProp-UFF. Em seguida, realizar os testes experimentais do protótipo de antena *phased array* na câmara, com varredura angular e de frequência;
- Realizar simulação do conjunto de antenas com 8 elementos para avaliar o comportamento da abertura de apontamento de feixe e observando os efeitos colaterais indesejados como excursão de fase e o aparecimento dos indesejados *grating lobes*;
- Analisar outros materiais de placa de circuito impresso com maior constante dielétrica para se projetar antenas com menores dimensões, visando a melhoria do desempenho do conjunto em frequências acima de 11 GHz;
- Pesquisar outros métodos de ajuste e calibração de antenas phased array;
- Testar outros tipos de cavidades ressonantes.

Referências

- [1] Mailloux, R. J., *Phased Array Antenna Handbook*, 2^a ed., Artech House, 2005.
- [2] Hansen, R. C., *Phased Array Antennas*, 2^a ed., Wiley, 2009.
- [3] Skolnik, M. L. Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill Book Co, 1981.
- [4] Keller, J. Radar technology looks to the future, 2008. Disponível em: https://www.militaryaerospace.com/articles/print/volume-19/issue-6/features/special-report/radar-technology-looks-to-the-future.html>. Acesso em: 04/02/2019.
- [5] Keller, J. Military researchers seek to make RF phased array common modules available to the defense industry, 2018. Disponível em: <https://www.militaryaerospace.com/articles/2018/04/rf-phased-arrays-electronicwarfare-ew.html>. Acesso em: 04/02/2019.
- [6] Fei, P., Jiao, Y. C., Hu, W., Zhang, F. S. "A miniaturized Antipodal Vivaldi Antenna with improved radiation characteristics," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, vol. 10, pp. 127-130, 2011.
- [7] Teni, G., Zhang, N., Qiu, J., Zhang, P. "Research on a novel miniaturized Antipodal Vivaldi Antenna with improved radiation," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, vol. 12, pp. 417 - 420, 2013.
- [8] Liu, Y., Zhou, W., Yang, S., Li, W., Li, P., Yang, S. "A novel miniaturized Vivaldi Antenna using Tapered Slot edge with resonant cavity structure for ultrawideband applications," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, vol. 15, pp. 1881 – 1884, 2016.
- [9] Huang, D., Yang, H., Liu, X., Wu, Y., Gong, J. "A Designed of Miniaturized Vivaldi Antenna for Antenna array applications", *IEEE 2nd Advanced Information Technology*, *Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, Chongqing, China, pp. 25 – 26, 2017.
- [10] Herzi; R., Zairi, H., Gharsallah, A. "Antipodal Vivaldi Antenna array with High gain and reduced Mutual coupling for UWB applications", *16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2015.

- [11] De Oliveira, A. M., Perotoni, M. B., Kofuji, S. T., Justo, J. F., "A Palm Tree Antipodal Vivaldi Antenna With Exponential Slot Edge for Improved Radiation Pattern", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1334 – 1337, 2015.
- [12] Wijnholds, S. J., Van Cappellen, W. A., bij de Vaate, J. G., "Advances in Phased Array Systems for Radio Astronomy", 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Orlando, USA, 2013.
- [13] Wijnholds, S. J., Van Cappellen, W. A., bij de Vaate, J. G., Van Ardenne, A., "Phased-array antenna system development for radio-astronomy applications", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, n. 6, pp. 293 – 308, 2013.
- [14] Rahama, Y. A., Aryani, O. A., Din, U. A., Awar, M. A., Zakaria, A. "Novel Microwave Tomography System Using a Phased-Array Antenna", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n. 11, 2018.
- [15] Furse, C., "A Survey of Phased Arrays for Medical Applications", *ACES Journal*, vol. 21, n. 3, 2006.
- [16] Rappaport, T. S., et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!", *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [17] Balanis, C. A., Antenna Theory Analysis and Design, 3^a ed., Wiley, 2005.
- [18] Agarwala, Commander (Dr) N.. Integrated masts The next generation design for naval masts, 2015. Disponível em: https://defencyclopedia.com/2015/08/28/integratedmasts-the-next-generation-design-for-naval-masts/. Acesso em: 04/02/2019.
- [19] National Instruments Corporation, NI-USB-6343 Manual, 2016. Disponível em: http://www.ni.com/pdf/manuals/374567d.pdf. Acesso em: 10/04/2019.
- [20] Xianzhong, C., Yixin, Y., Qingwen, H., Xiaoli, L., Menghui, Z., Kangli, L. "A Design of Phased array Antenna Based on the Vivaldi Antenna," 2nd Int. Conf. on Industrial and Information Systems (IEEE-IIS), Dalian, China, pp. 334-337, 2010.
- [21] Ansoft Corporation, Manual do HFSS: HFSSv10UserGuide, 2005. Disponível em: http://anlage.umd.edu/HFSSv10UserGuide.pdf>. Acesso em: 11/08/2017.
- [22] Mathworks Inc, MATLAB Documentation. Disponível em: https://www.mathworks.com. Acesso em 10/04/2019.

- [23] National Instruments Corporation, LabVIEW Manual, 2003. Disponível em: http://www.ni.com/pdf/manuals/320999e.pdf. Acesso em: 10/04/2019.
- [24] Shin, J., Schaubert, D.H. "A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 47, n. 5, pp. 879-886, 1999.
- [25] Gupta, K.C., Garg, R., Bahl, I.J., Bhartia, P. *Microstrip Lines and Slotlines*, 2^a ed., Artech House, 1996.
- [26] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 2^a ed., John Wiley & Sons, 1998.
- [27] Dhawan, R., Kaur, G. "Vivaldi Antenna Simulation on Defining Parameters, Parametric Study and Results", *I J C T A*, pp. 5129-5138, 2016.
- [28] Karbelkar, A., Mathew, A., Lukose, A., Phillip, M., Fernandes, F. "Design of Vivaldi Antenna at 10% Bandwidth". *International Journal of Advances in Electrical and Electronics Engineering*.
- [29] Lekshmi, B. S. K., Raglend, I. J. "A Vivaldi Antenna for X-band phased array radar," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 8, pp. 5129-5138, 2015.
- [30] Gibson, P. J. "The Vivaldi aerial," *Proc. 9th Eur. Microwave Conference*, Brighton, U.K., pp. 101-105, 1979.
- [31] Vignesh, N., Sathish Kumar, G. A., Brindha, R. "Design and Development of a Tapered Slot Vivaldi Antenna for Ultra-Wide Band Application." *International Journal of Advanced Research inComputer Science and Software Engineering*, vol.4, n. 5, 2014.
- [32] H. C. Ba, H. Shirai, e C. D. Ngoc, "Analysis and design of Antipodal Vivaldi Antenna for UWB applications," in Proc. IEEE Fifth Int. Conf. on Comm. and Electronics (ICCE), Vietnam, 2014, pp. 391-394.
- [33] Natarajan, R., George, J. V., Kanagasabai, M., Shrivastav, A. K. "A Compact Antipodal Vivaldi Antenna for UWB Applications," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, vol. 14, pp. 1557 - 1560, 2015.
- [34] Nassar, I. T., Weller, T. M. "A Novel Method for Improving Antipodal Vivaldi Antenna Performance," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, vol. 63, n° 7, pp. 3321 - 3324, 2015.

- [35] Sugawara, S., Maita, Y., Adachi, K., Mori, K., Mizuno, K. "Characteristics of a mmwave Tapered Slot antenna with corrugated edges," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Digest, vol. 2, pp. 533-536, 1998.
- [36] Park, J., Mun, G., Yu, D., Lee, B., Kim, W. N. "Proposal of Simple Reference Antenna Method for EMI Antenna Calibration", *Electromagnetic Compatibility (EMC),IEEE International Symposium*, Long Beach, USA, 2001.
- [37] Mota, V. L. G. *Desenvolvimento de um sistema de medição para o levantamento do digrama de irradiação de antenas impressas na faixa de onda milimétricas*. Trabalho de Conclusão de Curso Universidade Federal Fluminense, Niterói, Rio de Janeiro, 2017.
- [38] Rappaport, T. *Wireless Communications Principles and Practice*, 2^a ed., Prentice Hall, 1995.
- [39] Rodriguez, V., "Basic Rules for Indoor Anechoic Chamber Design [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, n° 6, pp. 82 93, 2016.
- [40] Hwang, S., Lee, B. Kim, D. H., Park, J. Y., "Design of S-Band Phased Array Antenna with High Isolation Using Broadside Coupled Split Ring Resonator." *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 18, n° 2, pp. 108 - 116, 2018.
- [41] Visser, H. J. Array and Phased Array Antenna, Wiley, 2005.
- [42] Hwang, S., Lee, B. Kim, D. H., Park, J. Y., "Design of S-Band Phased Array Antenna with High Isolation Using Broadside Coupled Split Ring Resonator." *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 18, n° 2, pp. 108-116, 2018.
- [43] Langley, J.D.S., Hall, P.S., Newham, P., "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth *phased arrays.*" *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 143, Issue 2, pp. 97 – 102, 1996.
- [44] Ardelina, N., Setijad, E., Mukti, P. H., Manhaval, B., "Comparison on Array Configuration for Antipodal Vivaldi Antenna.", 2015 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics and Telecommunications (ICRAMET), Bandung, Indonesia, 2015.
- [45] Xu, H., Zhao, G., Zhang, Z., Sun, H., Lv, X., "Antipodal Vivaldi Antenna for Phased Array Antenna Applications.", *Proceedings of 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves*, Harbin, China, 2012.

Apêndice A

Procedimento de Fabricação das Antenas

1. Introdução

A fabricação dos projetos de antena selecionados foi realizada no Laboratório de Propagação da Universidade Federal Fluminense (LaProp-UFF), utilizando-se a prototipadora LPKF S103. Antes de iniciar a fabricação das antenas propriamente dita, foi necessário realizar um processo de preparação do arquivo a ser inserido na máquina, denominado aqui de processo de pré-fabricação. Em seguida, executou-se a fabricação em si, utilizando-se a prototipadora e, por fim, foi necessário realizar também um processo de pós-fabricação e finalização das antenas.

Nas seções a seguir, são detalhados os procedimentos de pré-fabricação, fabricação, e pós-fabricação.

1.1. Procedimento Pré-Fabricação

A seguir o processo de pré-fabricação é apresentado, com detalhamento das etapas para configuração do arquivo a ser manipulado pela máquina prototipadora. Este processo de pré-fabricação foi subdividido em duas fases.

1.1.1. Procedimento Pré-Fabricação: Fase 1

A seguir são apresentadas as etapas da primeira fase do processo de préfabricação:

> Primeiramente, no arquivo do projeto da antena, no HFSS, figura A.1 (a), deve-se girar a antena de forma a posicionar uma das suas faces (superior ou inferior) no plano *xy*, figura A.1 (b). Desta forma, o plaxo *xy* conterá o desenho de uma das camadas condutoras, seja a linha *microstrip* ou o

formato da antena. Isto é necessário porque a antena será exportada e em seguida importada na extensão .gds. Nesta importação a antena será apresentada como um elemento 2D, e apenas o formato dos elementos contidos no plano xy antes da exportação serão gerados, isto é, "desenhados" pela máquina prototipadora na fabricação em si. Em seguida, são removidos todos os elementos que não compreendem a face da antena contida no plano xy, removendo-se, desta forma: a caixa de ar; o substrato; a porta de RF (*lumped port*); e a outra camada condutora. Salva-se então o arquivo modificado com outro nome, de preferência com referência à face superior ou inferior adotada.



Fig. A.1. (a) Imagem do projeto da antena original no HFSS; e (b) Imagem da face da antena posicionada no eixo *xy*.

 Posteriormente, com a face da antena já posicionada no plano xy e tendose removido todos os outro elementos, figura A.1 (b), realiza-se sua exportação através do comando: → Modeler → Export → nomedoarquivo.gds, selecionando a extensão GDSII Files e salvando o arquivo no local desejado, conforme figura A.2.

ANSYS Electronics Desktop - AVA File Edit View Project D	AV-3-2RSE - HFSSDesign1 - 3D Draw Modeler HESS Tools	Modeler - [AVAV-3-2RSE - HFSSDesign Window Help	1 - Modeler]					- 0
: 🗅 😂 🖬 🕹 🖻 😤 🔗	×⊇ ⊴ Į∏Local) 🐺 🖸 📜 🛙	l 🥔 🦫 🗎	P 🗠 🖷 🔋 🤭 🗅 🏖 S	0 🗟 🖗	Q ⊇ ⊂	÷
8 N? , 1 3 1 3 1 3 1 3 1 3 1 3 1 3 1 3 1 3 1	₿₿₿ <mark>↓</mark> ∿ ∿ ን) ~@ ↓ □ O O O ⊂ ≞ ↓	0004	0 ⊜ ≓ .0	NY 💌	3D 👻 🗸		
Project Manager 4 X	E Solids		🚳 Export File		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·			×
AVAV-3-2RSE	Coordinate Systems	∔	Salvar em:	teste	•	+ 🗈 💣 📰 •		
Grivenne Grivenne Grivenne Grivenne	E- Ø Lists		Acesso rápido	Nome	SE.gds	Data de modificaç 08/11/2018 10:14	Tipo Arquivo GDS	Tan
			Área de Trabalho					
			Bibliotecas					
			Este Computador					
			1					
			Rede	Nome:	AVAV-3-2RSE-inferior		-	Salvar
				Tipo:	GDSII Files (*.gds)		-	Cancelar
					ACIS SAB Files (*.sab) ACIS SAT Files (*.sat) ANSYS 3D Modeler Files (*.sm3) AutoCAD DXF Files (*.dvf) BMP Files (*.bmp) Catia V4 Export Files (*.exp) Catia V4 Export Files (*.exp) Catia V4 Export Files (*.exp)			

Fig. A.2. Imagem da tela de exportação do arquivo da antena na extensão GDSII.

Ainda no HFSS, realiza-se a importação desse arquivo com o seguinte comando: → File → Import → GDSII → nomedoarquivo.gds, buscando o arquivo no local salvo, conforme figura A.3. Este arquivo será aberto em uma interface de circuito 2D, onde apenas será visualizado o formato da camada condutora exportada/importada, conforme figura A.4.

þ	ANSY	S Electronics D)esktop - /	AVAV-3-	2RSE - HFS	SDesign	1 - 3D N	1odeler - [A	VAV-3-2RSE -	HFSSDesign1 - Modeler]
	File	Edit View	Project	Draw	Modeler	HFSS	Tools	Window	Help	
E	D	New							Ctrl+N	🔽 🍽 🐺 🛛 🖕 🗄 🖉 🦑 🕼
e e	2	Open							Ctrl+O	- BARACO=
		Open Exampl	les							
8		Close								
ro		Save							Ctrl+S	N N
1-4		Save As								1 †
		Save As Tech	nology Fil	e						
		Archive								
		Restore Archi	ive							
		Download Fre	om Server						>	
		Page Setup								
		Print Preview								
	8	Print							Ctrl+P	
		Import							>	EDB
		Export							>	ANF
		1 C:\Users\\	\Versões\t	este\AV	AV-3-2RSE.	aedt				SM2
		2 C:\Users\\	\teste\AVA	W-3-2R	SE-8GHz.ae	dt				AutoCAD
		3 C:\Users\\	AVAV-3-2	RSE-8G	Hz.aedt					GDSII
		4 AVAV-2_36x	55mm-RS	E-eixoz-	9GHz-anal	ise de g	anho.ae	dt		ODB++
		5 AVAV-1_30x	50mm-eix	coz-9GH	lz-analise d	e ganho	.aedt			Cadence APD/Allegro/SiP
		6 AVAC_30x50	0mm_RSE	2GHz-ei	xoz-9GHz-a	inalise d	e ganho	.aedt		AWR Microwave Office
		7 AVAC_30x50	0mm_eixo	z_9GHz-	analise de	ganho.a	edt			ANX
		8 stripline_m	odelo1_H	535_eixo	z-9GHz-an	alisedeg	anho.ae	dt		
		Exit								
	_					_	-			-

Fig. A.3. Imagem da tela de importação do arquivo da antena salvo na extensão



Fig. A.4. Imagem da antena em uma interface de circuito 2D.

Por fim, este arquivo .gds é novamente exportado, agora no formato gerber, através do comando: → File → Export → Gerber → nomedoarquivo.ger, salvando-o no local desejado, conforme figura A.5.



Fig. A.5. Imagem da tela de exportação do arquivo da antena 2D na extensão *Gerber*.

5. Realiza-se, então, todas as etapas anteriores do procedimento para outra camada condutora.

1.1.2. Procedimento Pré-Fabricação: Fase 2

Ao final da primeira fase do processo de pré-fabricação, têm-se alguns arquivos na extensão *gerber* enumerados no local salvo. Inicia-se então a segunda fase, a qual se dá utilizando-se o SW proprietário da máquina prototipadora: *LPKF CircuitPro* 1.5. As seguintes etapas são então realizadas:

 Após a inicialização do sofware da máquina, o mesmo solicitará ao usuário selecionar o tipo de template a ser utilizado, devendo ser selecionado o *DoubleSided_ProConduct.cbf*, tipo de arquivo indicado para fabricação em duas camadas condutoras, conforme figura A.6.



Fig. A.6. Imagem da tela de seleção do *template* a ser utilizado.

2. Selecionam-se então os arquivos na extesão *Gerber* da antena a ser fabricada, tanto da camada inferior quanto da camada superior, para

serem importados no *software* por meio do comando: \rightarrow *File* \rightarrow *Import* \rightarrow *nomedoarquivo.ger*.

🔲 Circ	uitPro - version 1.5.321	.0 - Doc	umen	t [Untitled]								_
File	Edit Insert Tool	path	Modif	y View	Select Wizard	ds Machining E	xtras Help					
	= = 👗		Ì.		Import							
					Import File	e Name	Format Apertu	re/Tool List	Layer/Template	Size/Format		ОК
	🛃 🍢 • 🗇	- IM	i ≒i									Control
	Layers			- ₽ X								Cancer
2	🛅 🗙 Z	+	÷			Abrir 🛄						× d File
	Name	Vis	Sel	Colors ^		Examinar:	inferior		~ G	🗊 📂 🎞 -		
	Fiducial (0)		•				Nome		^		Data de modificac	tin
	DrillPlated (0)					*	inferior 1.ger				03/10/2018 12:29	Ar
	DrillUnplated (0)	•	◄			Acesso rápido	inferior_2.ger				03/10/2018 12:29	Ar
	SilkScreenTop (0)	•	◄		2D View	фe	inferior_3.ger				03/10/2018 12:29	Ar
	SolderPasteTop (0)		•				superior_4.ger	er.			03/10/2018 12:29 09/10/2018 09:52	An An
	SolderMaskTop (0)					Área de	superior_2.ge	er			09/10/2018 09:52	Ar
O	TopLayer (0)					Irabalho	superior_3.ge	er			09/10/2018 09:52	An
¥	PuboutTop (0)						superior_4.ge	er			09/10/2018 09:52	Ar
	PocketTop (0)	-				Bibliotecas						
T	BoardOutline (0)											
	PocketBottom (0)	~	•									
· 🗘 .	RuboutBottom (0)			T		Este						
Ζ.	Salay Geom	Da Tor	in I	Process		Computador						
-61	Descation	100	™ 10			1						
		_		• + ×		Rede	<					>
0	File name	<not sat<="" th=""><th>ved></th><th></th><th></th><th></th><th>Nome:</th><th>"inferior_1.ger" "</th><th>inferior_2.ger" "inferior_3.</th><th>ger" "inferior_4.ger" '</th><th>'superic V Abrir</th><th></th></not>	ved>				Nome:	"inferior_1.ger" "	inferior_2.ger" "inferior_3.	ger" "inferior_4.ger" '	'superic V Abrir	
	Underlying template Is modified flag	Doubles True	Sided_	ProCondu			Tipo:	All files (* *)			✓ Cance	lar
90	Machine											
	Туре	UNDEF	INED	~								
1 5	File name	-nt										

Fig. A.7. Imagem da tela de seleção dos arquivos na extensão *Gerber* para serem importados .

3. Os arquivos importados aparecem então em uma nova janela, listados em uma tabela. Nesta tabela cada coluna corresponde a uma informação do arquivo. Neste momento, a camada ("*layer*") de cada arquivo deve ser configurada. Para os arquivos da camada inferior da antena, altera-se na coluna "*Layer/Template*" para o "*layer*" "*BottomLayer*", conforme figura A.8. O mesmo é realizado os arquivos da camada superior, contudo alterando-se seu "*layer*" para "*TopLayer*", figura A.9. Por fim, é possível visualizar as duas camadas da antena juntas e sobrepostas em diferentes cores, correspondentes à camada atribuída a cada uma, conforme figura A.10.

Circ 📃	uitPro - version 1.5.321.	0 - Doc	ument	t [Untitled]									-
File	Edit Insert Toolp	ath	Modif	y View	Select W	/izards Machining	Extras He	lp					
	- E V	6	ī b	is: e	Import								😑 🛎
					Import	File Name	Format		Aperture/Tool Lis	at	Layer/Template Size/Format	^	ОК
R	🔁 🌠 • 🕁 •	· 1 •ମି	ļ.	· 🕂 🕴		inferior_1.ger	GerberX	\sim	inferior_1.ger	\sim	BottomLayer 🗸 28,24 x 15,	75 mm	
	Lavers			- 4 X		inferior_4.ger	GerberX	\sim	inferior_4.ger	\sim	inferior_1.ger 4 x 15,	7 <mark>5 m</mark> m	Cancel
5	🔅 🗸 才			L m	\checkmark	superior_1.ger	GerberX	\sim	superior_1.ger	\sim	DrillUnplated x 28,2	4 mm	Add File
	: 🖬 🔨 🔽		-	- i _ ;		superior_4.ger	GerberX	\sim	superior_4.ger	\sim	SolderPasteTop x 28,2	4 mm	Addition
	Name	Vis	Sel			inferior_2.ger	Undefined	\sim		\sim	SolderMaskTop		Remove
	Fiducial (0)	•				inferior_3.ger	Undefined	\sim	-	\sim	TextTop		
	DrillPlated (0)					superior_2.ger	Undefined	\sim		\sim	PocketTop BoardOutline		
	DrillUnplated (0)					suporior 2 gor	Undofined	×		×	PocketBottom	*]
	SilkScreenTop (0)				2D View	Apertures/Tools	Text View	N	vlessage View		BottomLayer		1
	SolderPastelop (0)										SolderMaskBottom 5,75 mm		
0	SolderMasklop (U)										SilkScreenBottom	~	
	TopLayer (0)										RuboutTop		
¥	PuboutTop (0)				7.88						RuboutBottom	~	
	PocketTop (0)				=						Decimal Omit leading zer	os 🗸	
T	BoardOutline (0)				Ē						Digits m.n 5 🗘 5	A V	
	PocketBottom (0)				Ē								
• •	RuboutBottom (0)				- - <u>0.00</u>		—						
7	<			>	Ē								
B	Lay Geom		ip	Process	Ξ.								
	Properties			→ 쿠 ×	Ξ								
	Document	cost any	word >	^	<u>7.8</u> 8								
\mathbf{P}	Underlying template	Doubles	Sided_I	ProCondu									
	Is modified flag	True											
	Type	UNDEF	INED	~		I			l.				
45	File name					0.00 9.41		18	3.83	8.24			

Fig. A.8. Imagem da tela de configuração das camadas dos arquivos importados na extensão *Gerber*, sendo selecionado o *"layer" "BottomLayer"*.

Circ	uitPro -	version 1.	.5.321.0	- Doci	umen	t [Untitled]													_
File	Edit	Insert	Toolpa	ith I	Modif	y View	S	elect W	/izards Machining	Extras H	elp									
			X			iai e	s li	mport												- 🖻 🕻
		_	÷					Import	File Name	Format		Aperture/Tool I	.ist	Layer/Template	Siz	e/Format	^		ОК	
	₽,	V a•	•	P	14	·		\checkmark	inferior_1.ger	GerberX	\sim	inferior_1.ger	\sim	BottomLayer	~ 28,	24 x 15,75 mm		_		
	Layers					• q 3	4		inferior_4.ger	GerberX	\sim	inferior_4.ger	\sim	inferior_4.ger	~ 28,	24 x 15,75 mm			Cancel	
5	- P3	×	71	•		[[⁻¹]			superior_1.ger	GerberX	~	superior_1.ger	~	TopLayer	✓ 8,3	3 x 28,24 mm			Add File	
	;	\mathbf{n}	-*		•				superior_4.ger	GerberX	\sim	superior_4.ger	\sim	superior_1.ger DrilPlated		x 28,24 mm				
\mathbf{v}	Name	1.(0)		Vis	Sel	Colors	11		inferior_2.ger	Undefined	~		~	DrilUnplated SikScreenTop		L	-		Remove	
	Proucia	at (0)					Iŀ		inferior_3.ger	Undefined	\sim	-	\sim	SolderPasteTop			-			
	DrillUn	ineu (o)					Iŀ		superior_2.ger	Undefined	~		~	TopLayer			v			
<u></u>	SilkScr	eenTop (0)						2D View	Apertures/Tools	Text View		Message View	V	TextTop PocketTop						
	Solder	PasteTop (0)				L.	20 VICW	Apertures/10013	ICAL VICE		NC330BC VICW		BoardOutline BocketRettom						
-	Solder	MaskTop (0)		•		Ш	40.44						TextBottom		24 mm				
0	TopLay	er (0)		⊻	◄		Ш	-						BottomLayer SolderMaskBottom	1	ers	~			
-	TextTop	0) (0)		◄	◄		Ш							SolderPasteBottor SikScreenBottom	n		\sim			
芾	Rubou	tTop (0)			◄		Ш							Fiducial		dina zeros				
T	Pocket	Top (0)			•		Ш	-1 00						RuboutBottom						
-	Board	Dutline (0)					Ш							Digits m.n	,	¥)	*			
٠	Pocket	Bottom (0))																	
_	<	LEOLLOM IN	01			>		-												
~ ~	🛃 Lay	🛃 Ge	om 占	🛃 Tool	p	Process		- 8.42												
	Propert	ies				↓ ₽ 3	¢	-												
	🗆 Doc	ument					^	-												
$\mathbf{\hat{n}}$	File r Und	name erlving tem	<pre></pre>	not sav	/ed>	ProCondu		-												
	ls mo	odified flag	Т	rue				- <u>17</u> .83												
20	E Mac	chine 9	U	JNDEFI	INED						1									
45	File na	ame						mm	9.	96	18.2	28								

Fig. A.9. Imagem da tela de configuração das camadas dos arquivos importados na extensão *Gerber*, sendo selecionado o *"layer" "TopLayer"*.



Fig. A.10. Imagem da antena final com suas camadas configuradas.

4. Cria-se então o desenho de um retângulo ao redor da antena para limitar a região de fabricação a ser utilizada pela máquina prototipadora, por meio do comando: → *Insert* → *Rectangle*. Este retângulo deve criado com uma determinada dimensão de forma a manter uma distância mínima de 2 cm entre as suas arestas e a borda mais próxima da antena. Isto é necessário para que haja espaço suficiente para o braço da máquina realizar o processo de fresagem nos extremos da antena. Selecionado o retângulo criado, utiliza-se o botão esquerdo do mouse para realizar o seguinte comando: → *Convert to closed path*, conforme figura A.11. Em seguida, com o mesmo botão aciona-se o comando: → *Assign objects to layer* → *BoardOutline*, conforme figura A.12.



Fig. A.11. Imagem do retângulo criado ao redor da antena configurado para a camada "*BoardOutline*".



Fig. A.12. Imagem da antena final com suas camadas configuradas.

5. Por fim, salva-se o projeto criado no software da prototipadora em uma arquivo na extensão .*cbf*, que é o arquivo final que será utilizado pela máquina para fabricação da antena.

1.2. Procedimento de Fabricação

O processo de fabricação em si inicia-se com a abertura do arquivo final .*cbf*, criado na fase 2 do Processo de Pré-Fabricação, no computador associado à prototipadora. Insere-se então na máquina as brocas a serem utilizadas no processo de fabricação, as quais são selecionadas em função das dimensões mínimas das linhas da antena a ser fabricada.

Em seguida, realiza-se a configuração da máquina, o que consiste na introdução de algumas informações de fabricação da antena, como por exemplo: altura da placa (altura do substrato mais duas vezes a espessura da camada de metalização); dimensões das brocas; altura de fresagem da placa (espessura de metalização); largura da fresagem ao redor da antena, entre outras.

Após configuração da prototipadora, insere-se a placa de circuito impresso, a ser utilizada na fabricação, na máquina, fixando-a bem à bandeja utilizando-se fita adesiva, para garantir que não haja deslocamento durante o processo de fresagem, o que provocaria erro na fabricação. Dá-se então inicio à fabricação no SW. Em poucos minutos a máquina é aquecida e segue-se o movimento do braço da máquina com as brocas fresando a placa no formato da antena, conforme projeto carregado no SW. Ao final do processo, tem-se a placa com o desenho final da antena.

O processo de fabricação pode ser visualizado na figura A.13, sendo utilizado para este exemplo o projeto das antenas TSA *microstrip* e *stripline*. Na figura, é possível observar as etapas de: (a) medição da placa RO6006 para corte; (b) fixação do pedaço da placa RO6006 cortado à bandeja da máquina; (c) o processo de fresagem realizado pela máquina; e (d) a placa obtida ao final do processo de fresagem, apresentado o desenho das antenas fabricadas.



Fig. A.13. Processo de fabricação da antena: (a) medição da placa para ser cortada; (b) fixação da placa cortada à bandeja da prototipadora; (c) processo de fresagem realizado pela prototipadora; e (d) placa final com as antenas fabricadas.

1.3. Procedimento Pós-Fabricação

Após o processo de fabricação realizado pela prototipadora, é necessário finalizar a antena fabricada, o que consiste na remoção do cobre indesejado ao redor das antenas na placa, bem como o corte da mesma nas dimensões projetadas.

Para a retirada do cobre indesejado, a placa deve ser inserida em uma solução de percloreto de ferro. Esta solução reage com o cobre da placa, removendo-o. Contudo, anteriormente, é necessário proteger o cobre que compõe a antena para que não seja removido também. Primeiramente, aplica-se uma camada de marcador permanente no cobre da antena, e em seguida, cobre-se a mesma região com esmalte na cor azul, de modo a proteger toda a região de cobre que não deve ser removida. Estes produtos, impedem o contato do cobre da antena com a solução de percloreto de ferro. Em seguida, a placa é inserida em uma vasilha, com uma dimensão mínima para contê-la, sendo em seguida introduzida a solução de percloreto de ferro na mesma vasilha, em um quantidade suficiente para cobrir a placa. Espera-se cerca de 30 min para que o processo de corrosão da placa termine. Ao final do processo, a placa é lavada com água e, em

seguida, é removido o esmalte aplicado com acetona removedora de esmaltes. Tem-se, por fim, a placa apenas com o cobre no desenho da antena.

O processo pós-fabricação pode ser visualizado nas fotos da figura A.14. Na figura é possível observar: (a) a placa com a antena fabricada coberta com marcador permanente e esmalte, na região da antena; b) a placa sendo inserida na solução de percloreto de ferro para remoção do cobre indesejado; e placa removida e lavada, vista da camada (c) superior e (d) inferior das antenas.





Fig. A.14. Processo de pós-fabricação da antena: (a) placa com a antena fabricada coberta com marcador permanente e esmalte; (b) placa sendo inserida na solução de percloreto de ferro; e placa removida e lavada com vista da camada (c) superior e (d) inferior das antenas.

Em seguida, utilizando-se um bisturi, realizou-se o corte da antenas na dimensões do projeto, seguindo o desenho das antenas realizado pela prototipadora na placa.

Este processo completo de fabricação foi realizado para cada antena selecionada para fabricação.

Por fim, todas as antenas fabricadas foram conectorizadas, utilizando-se conectores coaxiais SMA *microstrip* e *stripline* de 50 Ω , disponibilizados para o

projeto, com exceção das antenas AVAV-3-2RSE, para as quais foi necessário utilizar o conector SMA *stripline* de flange, por não haver conectores coaxiais SMA suficientes disponíveis. Para as antenas AVAV-3-2RSE, nas quais foram utilizados conectores SMA de flange, foi necessário fabricar ainda uma caixa metálica para permitir sua conectorização, conforme está detalhado na Subseção 2.4.1 a seguir.

Na figura A.15 são apresentadas as antenas finais, fabricadas e conectorizadas com conectores coaxiais SMA *microstrip* e *stripline*.



Fig. A.15. Antenas fabricadas e conectorizadas com conectores coaxiais SMA stripline: (a) TSA *microstrip*; (b) TSA *stripline*; (c) AVAV-1; e (d) AVAV-2 com RSE.

1.3.1. Conectorização da Antena AVAV-3 com 2 RSE

Esta etapa foi realizada com o apoio do departamento de Engenharia Mecânica da UFF. Conforme mencionado, para a antena AVAV-3-2RSE, foi necessário utilizar um conector SMA *stripline* de flange, único disponível para o projeto, uma vez que não havia mais conectores do tipo coaxial no laboratório. Desta forma, foi necessário

fabricar uma caixa metálica para fixar o conector. Para isso, partiu-se de uma placa metálica disponibilizada pelo IPqM, que já continha a furação necessária para fixação do conector, sendo necessário apenas cortá-la na dimensão desejada e furá-la para fixação da antena.

Cabe mencionar que, no projeto desta antena já havia sido identificada a necessidade de furação do substrato da antena, de forma a permitir sua fixação à caixa metálica por meio de parafusos. Tendo em vista uma possível interferência no desempenho da antena causada pelos furos de fixação à caixa, realizou-se uma extensão do comprimento da base da antena de um comprimento de L_f, projetando-se então o furo nesta região estendida. Verificou-se por simulação que a introdução do furo e da caixa metálica à antena estendida não alterou os resultados de simulação obtidos anteriormente.

O processo de corte e furação da placa metálica, o qual pode ser visualizado na figura A.16, foi realizado no Laboratório da Engenharia Mecânica da UFF com as ferramentas e máquinas do local, sendo apenas cedida uma broca com diâmetro de 2 mm para a furação com o diâmetro desejado. A placa metálica original, figura A.16 (a), foi levada ao laboratório já com as marcações de corte e furação já implementadas em caneta pilot. A caixa metálica foi furada com a broca de 2 mm, serrada, em seguida suas arestas foram lixadas e, por fim, obteve-se a placa metálica final, figura A.16 (b) para ser utilizada na conectorização da antena AVAV-3 com 2 RSE.





Fig. A.16. Processo de fabricação da caixa metálica da antena AVAV-3-2RSE: (a) caixa metálica original; (b) caixa metálica final.

Ao final do processo, a antena AVAV-3 com 2 RSE foi fixada à caixa metálica utilizando-se um parafuso e rosca de nylon M2, buscando-se evitar ao máximo qualquer interferência na antena, vide figura A.17.



Fig. A.17. Antena AVAV-3-2RSE conectorizada: (a) lado superior da antena; (b) lado inferior da antena.

Na Seção 2.4 do Capítulo 2 são apresentados os testes experimentais das antenas fabricadas e a comparação dos resultados obtidos com os de simulação.

Apêndice B

hold on

Algoritmo para Geração dos Diagramas de Irradiação Simulado e Medido

```
<u>&</u>_____
clear all
close all
tabmedidaMed = xlsread ('CaminhoDoArquivo\ArquivoMedida.xlsx'); %exportando
do excel para o matlab/de 0° a 360°/valores em dB
tabmedidaSimul = xlsread ('CaminhoDoArquivo\ArquivoSimulacao.xlsx');%
exportando do excel para o matlab/de -180° a 180°/valores em W
angi=0; % ângulo inicial
angf=360; % ângulo final
pa=5; % passo de ângulo
na=(angf-angi)/pa; % número de ângulos
max=-1000; % variável de apoio
for i=1:(na+1)
   %inserção dos valores da planilha de medição(dB) em um vetor
   medida Med (i) = tabmedidaMed(i,3);
   %inserção dos valores da planilha de simulação(W) em um vetor
   normalSimul(i) = tabmedidaSimul(i,2);
   %conversão dos valores de medida de dB para W
   medida Med conv(i) = (10^(medida Med(i)/10));
   %identificação do valor máximo medido para posterior normalização
   if medida Med conv(i)> max
      max=medida Med conv(i);
   end
end
% normalização dos valores de medição
for i=1:(na+1)
normalMed(i) = (medida Med conv(i)/max);
end
x1 = 0:(pi/36):2*pi; %variaçao angular de 0° a 360°
x2 = -pi: (pi/36):pi; %variação angular de -180 a 180
%geração dos gráficos
figure(1)
polar(x1, normalMed, 'r')
```

```
polar(x2,normalSimul,'b--')
hold off
view([90 -90]);
```

_{ଟି}_____

Apêndice C

Ficha Técnica dos Dispositivos Defasadores

Series 77, 10 Bit Digital Phase Shifters and Series 78 Analog Phase Shifters & Frequency Translators

Application Notes for Microwave Phase Shifter

DIGITAL PHASE SHIFTER & ANALOG PHASE SHIFTER

Both Series, 77 and 78, comprise a family of eight solid-state PIN diode phase shifters covering the frequency range from 0.5 to 18 GHz in four bands: 0.5 to 2 GHz, 2 to 6 GHz, 4 to 12 GHz and 6 to 18 GHz. All models provide a full 360° range of phase shift and may also be used for frequency translation applications.

Each unit is an integrated assembly of an RF vector modulator and a driver circuit, consisting of a 10-bit D/A converter and a voltage buffer in the Series 77 digital units (see Fig. 1A) and a voltage converter and buffer in the Series 78 analog configuration (see Fig. 1 B).

The phase in the Series 77 is digitally controlled over a full 360° in 0.35° discrete steps. The voltage converter in the Series 78 consists of a 8 bit A/D converter followed by D/A converter, and converts a continuous analog input voltage into discrete steps of 1.41° .

- 0.5 to 18 GHz in four bands:
 0.5 to 2 GHz
 - 2 to 6 GHz
 - 4 to 12 GHz

 - 6 to 18 GHz
- 10 Bit digitally programmable (Series 77)
- Analog control (Series 78)
- High speed
- · Guaranteed monotonicity



Phase Shift

Phase shift is achieved utilizing the RF vector modulator approach shown in Fig. 2. The 3 dB hybrid coupler divides the RF signal into two quadrature components which are then modulated in proportion to the sine and cosine of the desired phase shift. The signals are then combined in-phase to yield the phase-shifted output.

Excellent phase accuracy and PM/AM performance (see Figs. 4 and 5) are achieved by using linearized double balanced modulators. In their main operating bands, phase accuracy is better than $\pm 10^{\circ}$ up to 10 GHz and $\pm 12^{\circ}$ to 18 GHz. This phase accuracy can be extended to cover the band edges by using a built-in frequency correction circuit. Switching speed is better than 500 nsec.

Frequency Translation (Serrodyning)

Special attention in the design of the units has been paid to those characteristics which affect their performance as frequency translators. These include minimizing PM-to-AM conversion, use of high slew rate drivers, and optimizing phase shift linearity with applied signal. As a result, carrier and sideband suppression levels of over 25 and 20 dB, respectively, are obtained in the main bands. The same carrier and sideband performance can be realized over the full stretch band when the internal frequency correction circuit is employed.

See Fig. 3 for input voltage control requirements for Series 77 and 78 when used as a frequency translator.

On special order, frequency translators can be provided for operation over reduced



bandwidths with suppression levels of up to 35 dB. Consult the factory for special requirements.



PERFORMANCE CHARACTERISTICS

SERIES 77

Control	10 bit TTL
Nominal Resolution	0.35°
Logic Input Logic "0" (Bit OFF)	-0.3 to +0.8V @ 500 µA max
Logic "1" (Bit ON)	+2.0 to +5.0V @ 100 µA max

SERIES 78

Control Voltage	0 to +6V
Sensitivity	23.4 mV/LSB
Resolution	1.41°
Step Uncertainty	0.7° max, 0.3°typ.
Input Resistance	2K ohms
COMMON TO BOTH SERIES 77 & 78	
Power Supply	+5V to +5.5V @ 100mA max +12 to +15V @ 100mA max -12 to -15V @ 90mA max
Power Handling Capability Without	

Performance Degradation

+20 dBr
(+7 dBm
+30 dBr
-30 dBc
0.1°/°C

+20 dBm (+7 dBm for 7720A, 7820) +30 dBm

PHASE SHIFTER SPECIFICATIONS

FREQUENCY RANGE (GHz)	INSERTION LOSS (Max.)	VSRW (Max.)	ACCURACY(1) (Max.)	PM/AM (Max.)
Main Band 0.7-1.85	11.5 dB	2.000	±10°	±1.1dB
Stretch Band 0.5-2.0	13.0 dB	1.75	±15°	±2.5dB
Main Band 2.6-5.2	10.0 dB	16	±10°	±1.1dB
Stretch Band 2.0-6.0	11.0 dB	1.0	±15°	±1.5dB
Main Band 4.5-10.5	10.5 dB	1.0	±10°	±1.1dB
Stretch Band 4.0-12.0	12.0 dB	1.0	±15°	±2.0dB
Main Band 8.0-18.0	12.0 dP	2.0	±12°	±1.25dB
Stretch Band 6.0-18.0	12.0 08	2.0	±15°	±2.0dB
	FREQUENCY RANGE (GHz) Main Band 0.7-1.85 Stretch Band 0.5-2.0 Main Band 2.6-5.2 Stretch Band 2.0-6.0 Main Band 4.5-10.5 Stretch Band 4.0-12.0 Main Band 8.0-18.0 Stretch Band 6.0-18.0	FREQUENCY RANGE (GHz) INSERTION LOSS (Max.) Main Band 0.7-1.85 11.5 dB Stretch Band 0.5-2.0 13.0 dB Main Band 2.6-5.2 10.0 dB Stretch Band 2.0-6.0 11.0 dB Main Band 4.5-10.5 10.5 dB Stretch Band 4.0-12.0 12.0 dB Main Band 8.0-18.0 12.0 dB	Stretch Band 0.7-1.85 11.5 dB 1.75 Main Band 0.7-1.85 11.5 dB 1.75 Stretch Band 0.5-2.0 13.0 dB 1.6 Main Band 2.6-5.2 10.0 dB 1.6 Stretch Band 2.0-6.0 11.0 dB 1.6 Main Band 4.5-10.5 10.5 dB 1.8 Stretch Band 4.0-12.0 12.0 dB 2.0 Stretch Band 6.0-18.0 12.0 dB 2.0	FREQUENCY RANGE (GHz) INSERTION LOSS (Max.) VSRW (Max.) ACCURACY(1) (Max.) Main Band 0.7-1.85 11.5 dB ±10° ±10° Stretch Band 0.5-2.0 13.0 dB 1.75 ±15° Main Band 2.6-5.2 10.0 dB ±10° ±10° Stretch Band 2.0-6.0 11.0 dB ±16 ±15° Main Band 4.5-10.5 10.5 dB ±10° ±10° Stretch Band 4.0-12.0 12.0 dB ±15° ±12° Main Band 8.0-18.0 12.0 dB ±12° ±15°

Switching Speed (50% TTL to within 10° of Final Phase Value): 500 nsec Max.

Minimum phase shift range: Series 77: 360° in 1024 Steps (10 -bit) Series 78:360° @ 60°/volt

TRANSLATION RATE (min.)CARRIER (1) SUPRESSION (min.)SIDE BAND (1) SUPRESSION (Min) INTERATION LOSS VARIATION (Max.) with translation rate

	0 += 50 +++=(1)	Main Band: 25dB	Main Band: 20dB	FOLU-, 1 JD		
	0 to 50 kHz(-/	Stretch Band: 18dB	Stretch Band: 15 dB	SUKHZ: 10B		
	> 50 to 500 kH=(1)	Main Band: 20dB	Main Band: 18 dB	200kHz: 1dB		
	>50 to 500 KHZ(-/	Stretch Band: 15dB	Stretch Band: 12 dB	500kHz: 3dB		

NOTES:

(1) For Main Band optimized operation, apply logic HIGH to pin 3 or leave it floating.

(2) For Stretch Band operation, apply logic HIGH to pin 3 or leave it floating. While performance is optimized over the Main

Band, the reduced performance as stated in Stretch Band specifications apply to band edges.

(3) For Band Edges optimized operation, apply logic LOW to pin 3.

(4) All specifications are met using five or more most significant bits for 0 to 50 kHz translation rates. For 50-500 kHz translation rates, only the four most significant bits are used.

TYPICAL PERFORMANCE

Figure 4



PM/AM over the full operating band with frequency correction set to Main Band (Logic "1").



PM/AM with frequency correction set to Band Edge (Logic "O").



NARROW BAND PHASE SHIFTERS

In addition to the standard wide band Phase Shifters, KRATOS General Microwave is offering Narrow Band Phase Shifters. These units are available both as standard catalog units and as customized units meeting specific customer's requirements. The narrow band units have better performances and lower prices.

Frequency Range	Model Number	Phase Accuracy	PM/AM	Insertion Loss	
8.0 to 12.4 GHz	7728-NB-0812	± 8º (max.)	± 0.75 dB	12.0 dB (max.)	
12.0 to 14.5 GHz	7728-NB-1214	± 8° (max.)	± 0.75 dB	12.0 dB (max.)	

NARROW BAND PHASE SHIFTERS

In addition to the standard wide band Phase Shifters, KRATOS General Microwave is offering Narrow Band Phase Shifters. These units are available both as standard catalog units and as customized units meeting specific customer's requirements. The narrow band units have better performances and lower prices.

Frequency Range	Model Number	Phase Accuracy	PM/AM	Insertion Loss 12.0 dB (max.)	
8.0 to 12.4 GHz	7728-NB-0812	± 8º (max.)	± 0.75 dB		
12.0 to 14.5 GHz	7728-NB-1214	± 8° (max.)	± 0.75 dB	12.0 dB (max.)	

ENVIRONMENTAL RATINGS - OPTION G09 Operating Temperature

ACCESSORIES FURNISHED

Mating power/control connector

Range	-54° to + 100°C						
Non-Operating	AVAILABLE OPTIONS						
Temperature Range	-65° to + 125° C	Option no.	Description				
Humidity	MIL-STD-202F, Method 103B, Cond. B (96 hrs at 95%)	7	Two SMA male rf connectors				
Shock	MIL-STD-202F, Method 213B, Cond. B (75 G, 6 msec)	10	One SMA male (J2) and one SMA female (J1) rf connector				
Vibration	MIL-STD-202F, Method 204D, Cond. B (.06" double amplitude or 15G, whichever is less)	G09	Guaranteed to meet Environmental Ratings				
Altitude	MIL-STD-202F, Method 105C Cond. B (50,000 ft.)	G12	RoHS Compliant				
Temp. Cycling	MIL-STD-202F, Method 107D Cond. A, 5 cycles	G16	RoHS Plus REACH Compliant				



J3 PIN FUNCTIONS							
PIN	FUNCTION						
No.	SERIES	SERIES					
	77 (1)	78					
1	-12 V to -15 V	-12 V to -15 V					
2	+12 V to +15 V	+12 V to +15 V					
3	Freq.Correction Circuit Select ⁽³⁾ "0" = Band Edge	Freq.Correction Circuit Select "0" = BandEdge					
4	1.4° ⁽³⁾	Not Used					
5	5.6° ⁽³⁾	Not Used					
6	45.0° ⁽³⁾	Not Used					
7	180.0° (MSB) ⁽³⁾	Not Used					
8	90.0° ⁽³⁾	Not Used					
9	Ground	Ground (Sig)					
10	0.7°(3)	Ground (Pwr)					
11	22.5°	Not Used					
12	2.8°	Not Used					
13	11.3°	Not Used					
14	0.35° (LSB)	Control Voltage					
15	+5V to +5.5V DC	+5V to +5.5V DC					

Note:

1. Unused logic bit must be grounded.

Must not exceed +7VDC See footnote(3) below.
 Must not be greater than +0.3VDC above voltage at pin 15.

MODEL	A	В	с	D	E	F	G	н	J	к	WEIGHT (APPROX)
77204	7720A 4.95 ± .03(125,7) 7820	3.38 ±.03(85,9)	1.02(25,9)	4.75 ±.01(120,7))3.12 ± .01(79,2))2.62(66,5)	1.69(42,9)	2.48(62,9)	.73(18,5)	32(8,1)	13 oz.
/ / ZUA											(369 gm)
7820			1 10 127 61						1.18 (30,0)	.78(19,8)	15 oz.
7820			1.40 (57,0)								(425 gm)
77224	22A 322 24A 3.25 ± .03(82,6) :	3.25 ± .03(82,6)	84(21 3)	.3) 1.8) 3.05 ± .01(77,5) 3.00 ± .01(76,2) 1.63(41,4)			66/16 91	32/8 1)	9 oz.		
11224			.0**(21.5)		.(77,5) 3.00 ± .01(76,2)	.00 ± .01(76,2) 1.63(41,4)	1.99(50,5)	1.63(41,4)	.00(10,0)	.52(0,1)	(255 gm)
7922			1 25/21 8						1.07(27,2)	.72(18,3)	10 oz.
/022			1.23(31,0)								(284 gm)
77744			Q4/21 Z)				1.83(46,5)		.66(16,8)	.32(8,1)	9 oz.
//24/4			.04(21.5)								(255 gm)
7974	4		1 25/31 8	31,8)					1.07(27,2)	.72(18,3)	10 oz.
/024			1.25(51,6)								(284 gm)
7728A	728A 7878 2.50 ± .03(63,5)	3.00 ±.03(76,2)	.88(22,4)	8(22,4) 19(30,2) 2.30 ±.01(58,4)	2.75 ±0.1(69,9)	1.50(38,1)	1.63(41,4)	1.25(31,8)	.71(18,0)	.39(9,9)	6 oz. (170 gm)
7979			1 10/20 2)						1.02(25,9)	.69(17,6)	8 oz.
/0/0			1.19(50,2)								(227 gm)
Apêndice D

Tabela de Correspondência de Fase

	_	_	_	_	_	_		_	_	_	_	_	_	_	-	_	_	_	_	_	_	_	_	_	_	_	_		_	_	_	_
-84,40	-81,60	-78,80	-75,90	-73,10	-70,30	-67,50	-64,70	-61,90	-59,10	-56,30	-53,40	-50,60	-47,80	-45,00	-42,20	-39,40	-36,60	-33,80	-30,90	-28,10	-25,30	-22,50	-19,70	-16,90	-14,10	-11,30	-8,40	-5,60	-2,80	0,00	de fase [°]	Configuração
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 180°]	Pino 7
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 90°]	Pino 8
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 45°]	Pino 6
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 22,5°]	Pino 11
1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	[fase = 11,3°]	Pino 13
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	[fase = 5,6°]	Pino 5
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	[fase = 2,8°]	Pino 12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 1,4°]	Pino 4
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,7°]	Pino 10
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,35°]	Pino 14

-171,60	-168,80	-165,90	-163,10	-160,30	-157,50	-154,70	-151,90	-149,10	-146,30	-143,40	-140,60	-137,80	-135,00	-132,20	-129,40	-126,60	-123,80	-120,90	-118,10	-115,30	-112,50	-109,70	-106,90	-104,10	-101,30	-98,40	-95,60	-92,80	-90,00	-87,20	de fase [°]	Configuração
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 180°]	Pino 7
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	[fase = 90°]	Pino 8
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	[fase = 45°]	Pino 6
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	[fase = 22,5°]	Pino 11
1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	[fase = 11,3°]	Pino 13
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	[fase = 5,6°]	Pino 5
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	[fase = 2,8°]	Pino 12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 1,4°]	Pino 4
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,7°]	Pino 10
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,35°]	Pino 14

_																																
-258,80	-255,90	-253,10	-250,30	-247,50	-244,70	-241,90	-239,10	-236,30	-233,40	-230,60	-227,80	-225,00	-222,20	-219,40	-216,60	-213,80	-210,90	-208,10	-205,30	-202,50	-199,70	-196,90	-194,10	-191,30	-188,40	-185,60	-182,80	-180,00	-177,20	-174,40	de fase [°]	Configuração
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	[fase = 180°]	Pino 7
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	[fase = 90°]	Pino 8
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	[fase = 45°]	Pino 6
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	[fase = 22,5°]	Pino 11
1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	[fase = 11,3°]	Pino 13
0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	[fase = 5,6°]	Pino 5
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	[fase = 2,8°]	Pino 12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 1,4°]	Pino 4
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$[fase = 0,7^{\circ}]$	Pino 10
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,35°]	Pino 14

-345,90	-343,10	-340,30	-337,50	-334,70	-331,90	-329,10	-326,30	-323,40	-320,60	-317,80	-315,00	-312,20	-309,40	-306,60	-303,80	-300,90	-298,10	-295,30	-292,50	-289,70	-286,90	-284,10	-281,30	-278,40	-275,60	-272,80	-270,00	-267,20	-264,40	-261,60	de fase [°]	Configuração
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	[fase = 180°]	Pino 7
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	[fase = 90°]	Pino 8
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	[fase = 45°]	Pino 6
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	[fase = 22,5°]	Pino 11
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	[fase = 11,3°]	Pino 13
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	[fase = 5,6°]	Pino 5
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	[fase = 2,8°]	Pino 12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 1,4°]	Pino 4
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,7°]	Pino 10
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	[fase = 0,35°]	Pino 14

-357,20	-354,40	-351,60	-348,80	Configuração de fase [°]
1	1	1	1	Pino 7 [fase = 180°]
1	1	1	1	Pino 8 [fase = 90°]
1	1	1	1	Pino 6 [fase = 45°]
1	1	1	1	Pino 11 [fase = 22,5°]
1	1	1	1	Pino 13 [fase = 11,3°]
1	1	0	0	Pino 5 [fase = 5,6°]
1	0	1	0	Pino 12 [fase = 2,8°]
0	0	0	0	Pino 4 [fase = 1,4°]
0	0	0	0	Pino 10 [fase = 0,7°]
0	0	0	0	Pino 14 [fase = 0,35°]

Apêndice E

Funcionamento do Equipamento NI-USB-6343

1. Introdução

O dispositivo NI-USB-6343 é um dispositivo de entradas e saídas multifuncionais, o qual é responsável por associar as entradas lógicas aos sinais de saída TTL (+5 V ou 0 V), em conjunto com o SW LabVIEWTM. Este dispositivo possui entradas digitais e analógicas, conforme pode-se observar na figura E.1, contudo, neste projeto são utilizadas apenas as entradas digitais. Este equipamento possui um cabo USB que o conecta a um PC. O PC, executando o LabVIEWTM, consegue reconhecer o equipamento conectado a ele, e interagir com a sua interface de entrada e saída. Antes de iniciar a utilização do NI-USB-6343, o mesmo foi testado para verificar o funcionamento de todas as suas portas digitais.



Fig. E.1 : Imagem do equipamento NI-USB-6343.

2. Teste do Equipamento NI-USB-6343

Antes de empregar o NI-USB-6343 no projeto, este foi testado para verificação do seu funcionamento. Todas as portas digitas de saída do dispositivo foram testadas uma a uma, utilizando-se a ferramenta disponível no LabVIEWTM: Measurement and Automation Explore (MAE). Esta ferramenta é acessada através do seguinte comando, na interface do LAbVIEW: \rightarrow *Tools* \rightarrow *Measurement & Automation Explore*.

Através de uma interface gráfica, figura E.2, o MAE permite ao usuário realizar a configuração do valor lógico de cada porta de saída do equipamento NI-USB-6343. Desta forma, uma a uma, as portas foram acionadas com bit lógico "0" e "1" e o seu sinal de saída analisado utilizando-se um osciloscópio digital. Era esperado que a porta configurada com o bit lógico "0" apresentasse um sinal de saída de 0 V, da mesma forma, quando configurada com um bit lógico "1" era esperado um sinal de saída de +5 V. A foto do *setup* utilizado no teste pode ser visualizada na figura E.3.



Fig. E.2 : Interface de teste do LabVIEWTM.



Fig. E.3 : Foto do *setup* de teste das portas digitais do NI-USB-6343.

Ao final do teste foi verificado que todas as portas digitais estavam em perfeito funcionamento. Para realizar este teste foi utilizado o circuito fabricado de controle para um defasador, descrito na subseção 3.3.1.

3. Configuração e Operação do NI-USB-6343

Conforme mencionado no Capítulo 3 (3.4.1.1), no MATLAB, são criadas variáveis de bit, associadas aos bits das palavras de fase, de cada defasador. Estas variáveis são, em seguida, associadas às saídas das portas físicas digitais do equipamento NI-USB-6343, através da ferramenta *DAQ Assistant (Digital Acquition)*, do LabVIEWTM. Desta forma, cada variável de bit da palavra de bits de fase, representando um pino físico de um defasador, foi associada a uma porta física de saída do NI-USB-6343. A seguir, são detalhadas as etapas de configuração/associação das portas físicas do NI-USB-6343 às variáveis de bits:

 Acessar a ferramenta DAQ Assistant, selecionando-se: → Functions → Measurement I/O → NI-DAQmx → DAQ Assistant, conforme figura E.4. Em seguida o módulo DAQ Assistant é então inicializado, conforme figura E.5;

File Edit View Proje	ect Operate Too	ls Window Help	2			G				100
수 🕸 🍥 II	💡 🕮 🛏 🗗	ා 15pt Applicati	ion Font 🔹 🚛	- Functions		Q, Search		 Search 	Q	? 🛎
				Programming Structures Numeric Comparison	Array Boolean Timing	Cluster, Class, & Variant Exting String Dialog & User Interface				
				File I/O	Waveform	Application				
	-[:] DAQmx - D	ata Acquisition				(Mining	ì			
			DAQ	Assistant			1			
	TREE	CHIN		DRGmx 60 ELERLE	abar					
	Task Const	Channel Const	Create Channel	Read	Write	Wait				
Tools		Timing	Linggering	CACent (200 Start	Stop	Clear	DAQmx - Data	Acquisition	NI Scan Engine	
	Channel Node	Timing Node	Triggering Node	Read Node	Write Node			Configuration		_
Main Application Instanc	DAQ Assist	Real-Time		Dev Config	Task Config/Ctrl	Advanced	Labyley	, fiome and ; RAINTEVILS TOKIAT	- Student Ei	លពីពី «

Fig. E.4: Tela de acesso da ferramenta DAQ Assistant.

	Initializing
DAQ Assistant	

Fig. E.5: Tela de inicialização do DAQ Assistant.

Será exibida então uma tela para configuração da porta física, vide figura E.6.
 Deve ser selecionado: → *Generate Signals* → *Digital Output* → *Line Output*.



Fig. 6: Tela de acesso à configuração da porta física no DAQ Assistant.

 Em seguida, são apresentadas todas as portas físicas do NI-USB-6343 disponíveis para configuração, conforme figura E.7, devendo ser selecionada a porta que se deseja configura ou associar à porta física do NI-USB-6343, no momento. É apresentada, então, a tela da figura E.8, na qual deve-se apenas dar continuidade selecinando o botão "*ok*";

🎯 Create New		? ×
Select the physical channel(s) to add to the task. If you have previously configured <u>global virtual</u> <u>channels</u> of the same measurement type as the task, click the Virtual tab to add or copy global virtual channels to the task. When you copy the global virtual channel to the task, it becomes a local virtual channel. When you add a global virtual channel to the task, the task uses the actual global virtual channel, and any changes to that global virtual channel are reflected in the task. If you have TEDS configured, click the TEDS tab to add TEDS channels to the task. For hardware that supports multiple channels in a task, you can select multiple channels to	< >	Supported Physical Channels Dev1 (USB-6343) port0/ine3 port0/ine2 port0/ine3 port0/ine4 port0/ine5 port0/ine6 port0/ine7 port0/ine8 port0/ine11 port0/ine2 port0/ine5 port0/ine12 port0/ine13 v
		< Back Next > Finish Cancel

Fig. E.7: Tela de seleção da porta física para configuração.

Indo Redo Run Add Channels Remove Channels	Hide Hell
	🔁 Back 🔛
Digitalout	Generating a Digital Sample (Line) You can use the digital lings in your DAQ device to generate a digital sample. This operation
Configuration Triggering Advanced Timing Channel Settings Digital Line Output Setup DigitalOut DigitalOut	is based on software timing. Each line corresponds to a virtual channel in your task. All E and M Series devices support TTL (transistor-transistor logic)-compatible digital signals. A TTL signal has two states, logic low and logic high:
□ Invert Line	Logic Low = 0 V to +0.8 V Logic High = +2 V to +5 V Common digital generation applications include controlling relays and driving external devices, such as an LED.
Click the Add Channels button (+) to add more channels to the task,	

Fig. E.8: Tela de configuração da porta física no DAQ Assistant.

• Por fim, é criado o módulo VI do DAQ Assistant, conforme figuras E.9 e E.10;

File Edit View Project	Operate Tools Window Help
🔹 🕹 🖗 🔲 🛙	👷 🗤 🔂 🕁 15pt Application Font 🔻 🚛 🙃 🥵 🔛
	Type Appreciation Former, and a second secon

Fig. E.9: Tela de inicialização do módulo VI no DAQ Assistant.



Fig. E.10: Tela com o módulo VI inicializado no DAQ Assistant.

Clica-se então no módulo do DAQ Assistant com o botão esquerdo do mouse, selecionando: → Generate NI-DAQmx Code, conforme figura E.11, para mostrar o código do módulo VI do DAQ Assistant, sendo possível observar os SubVI que compõe o módulo, conforme figura E.12.



Fig. E.11: Tela para selecionar comando de gerar código do DAQ Assistant.



Fig. E.12: Tela apresentando os SubVI que compõe o módulo DAQ Assistant.

Na figura E.13, um *subVI* dentro *subVI* do *DAQ Assistant*, destacado e enumerado como 1, é aberto. Nele é possível visualizar a porta selecionada para configuração, na segunda etapa. O endereço da porta foi destacado e enumerado como 2. Por fim, a entrada do *subVI* do *DAQ Assistant*, ao qual a variável de bit deve ser associada (ou conectada), está destacada e enumerada como 3.



Fig. E.13: Tela do *SubVI* do *DAQ Assistant*, destacando-se: 1) SubVI para configuração da porta de saída do NI-USB-6343; 2) porta NI-USB-6343 configurada e; 3) entrada dos dados para porta do NI-USB-6343.

É possível visualizar ainda na figura E.13, que a entrada da variável de bit é do tipo *True/False*, e por isso, deve-se transformar o valor da variável de bit, do tipo booleana para *True/False*. Para isso, introduziu-se uma operação de comparação, conforme figura E.14, no destaque de número 1. O destaque de número 2 corresponde à variável de bit0, do defasador 1, de saída do *scritp* do MATLAB.



Fig. E.14: Tela apresentando a associação da variável bit0 à porta do NI-USB-6343 configurada do *DAQ Assistant*.

As sete etapas do processo de associação da variável de bit à porta física do NI-USB-6343 foram realizadas para todos os dez bits de fases, dos quatro defasadores.

Apêndice F

Algoritmo do *Scritp* 2 (MATLAB) do Circuito Controlador

%------Iniciando variáveis-----ang =a; % ângulo (°)
freq = f; % frequência (GHz)
enable =0;
n=4; % n° de elementos
d = 15.75; % distância entre os elementos (mm)
lambda = 300/freq;
x = ang*pi/180;
fase = linspace(0,n-1,n-1);
sub=0;

```
%------ Abertura das tabelas em planilha ------
tabela_pin = xlsread(caminho\Tabela_bits');
tabelaD1 = xlsread(caminho\Defasadores','D1');
tabelaD2 = xlsread(caminho\Defasadores','D2');
tabelaD3 = xlsread(caminho\Defasadores','D3');
```

% ------Cálculo da fases dos Defasadores e ajuste de intervalo [-360°: 0°]------

for i=1:1:n-1

fase(i) = -2*180*(i)*d/lambda*sin(x);

if (-360<fase(i)<-357.2)

```
fase(i) = 0;
break;
else
```

end

```
if (fase(i)>0)
while fase(i)>0
fase(i) = fase(i) - 360;
end
else
end
```

```
enu
```

```
if (fase(i)<-360)
while fase(i)<-360
fase(i) = fase (i)+360;
end
else
end
```

end

fase1 = fase(1); % fase 1 calculada fase2 = fase(2); % fase 2 calculada fase3 = fase(3); % fase 3 calculada

%-----Determinação da linha de frequência nas tabelas-----

lfreqe = ((freq-8)/(0.0015625))+4;lfreq = round(lfreqe);

%------Defasador 0 - D0 -----

% o defasador 0 apresentará sempre a fase 0° por estar associado ao primeiro elemento de % antena do conjunto

bit00 = 0; bit01 = 0; bit02 = 0; bit03 = 0; bit04 = 0; bit05 = 0; bit06 = 0; bit07 = 0; bit08 = 0;bit09 = 0;

%------Defasador 1 - D1 -----

imin1=1; min1=1000;

% procura na tabela de caracterização do D1 a fase medida mais próxima da calculada for i=2:1:129

```
y1 = tabelaD1(lfreq,i);
sub1 = fase1-y1;
if(abs(sub1)< abs(min1))
min1=sub1;
fasereal1=y1;
imin1=i;
else
end
```

end

% fase configurada no D1 que apresentou a fase medida mais próxima da calculada fasetabela1 = tabelaD1(3,imin1);

% associação da fase1 corrigida em palavra de bits

```
for j=2:1:129
x = tabela_pin(j,1);
if(x == fasetabela1)
    break;
else
    end
```

end

% associação dos bits da palavra de bits da fase1 em variáveis

```
bit10 = tabela_pin(j,11);
bit11 = tabela_pin(j,10);
bit12 = tabela_pin(j,9);
bit13 = tabela_pin(j,8);
bit14 = tabela_pin(j,7);
bit15 = tabela_pin(j,6);
bit16 = tabela_pin(j,5);
bit17 = tabela_pin(j,4);
bit18 = tabela_pin(j,3);
bit19 = tabela_pin(j,2);
```

%------Defasador 2 - D2 -----

imin2=1;

min=1000;

lfreq = lfreq-2;

% procura na tabela de caracterização do D2 a fase medida mais próxima da calculada for i=2:1:129

```
y2 = tabelaD2(lfreq,i);
sub2 = fase2-y2;
if(abs(sub2)< abs(min))
min=sub2;
```

```
fasereal2=y2;
imin2=i;
else
end
```

end

% fase configurada no D2 que apresentou a fase medida mais próxima da calculada fasetabela2 = tabelaD2(1,imin2);

% associação da fase2 corrigida em palavra de bits

```
for k=2:1:129
x = tabela_pin(k,1);
if(x == fasetabela2)
break;
else
end
```

end

% associação dos bits da palavra de bits da fase2 em variáveis

```
bit20 = tabela_pin(k,11);
bit21 = tabela_pin(k,10);
bit22 = tabela_pin(k,9);
bit23 = tabela_pin(k,8);
bit24 = tabela_pin(k,7);
bit25 = tabela_pin(k,6);
bit26 = tabela_pin(k,5);
bit27 = tabela_pin(k,4);
bit28 = tabela_pin(k,3);
bit29 = tabela_pin(k,2);
```

%------Defasador 3 - D3 -----imin3=1; min=1000; %lfreq = lfreq-2;

% procura na tabela de caracterização do D3 a fase medida mais próxima da calculada for i=2:1:129

```
y3 = tabelaD3(lfreq,i);
sub3 = fase3-y3;
if(abs(sub3)< abs(min))
min=sub3;
fasereal3=y3;
imin3=i;
else
end
end
```

% fase configurada no D3 que apresentou a fase medida mais próxima da calculada fasetabela3 = tabelaD3(1,imin3);

```
% associação da fase3 corrigida em palavra de bits
for h=2:1:129
x = tabela_pin(h,1);
if(x == fasetabela3)
break;
else
end
```

```
end
```

% associação dos bits da palavra de bits da fase3 em variáveis

```
bit30 = tabela_pin(h,11);
bit31 = tabela_pin(h,10);
bit32 = tabela_pin(h,9);
bit33 = tabela_pin(h,9);
bit34 = tabela_pin(h,7);
bit35 = tabela_pin(h,6);
bit36 = tabela_pin(h,5);
```

bit37 = tabela_pin(h,4); bit38 = tabela_pin(h,3); bit39 = tabela_pin(h,2);

return;

Apêndice G

Processo de Caracterização dos Dispositivos Defasadores

Os quatro dispositivos defasadores foram caracterizados utilizando-se o Analisador de Rede Vetorial (VNA) PNA-L N5231A da *Keysight Technologies*, do IPqM. A utilização dos defasadores é primordial ao desenvolvimento deste trabalho, e desta forma, era imprescindível a verificação do correto funcionamento dos dispositivos bem como a medição e caracterização dos erros no seu comportamento, tendo em vista que dispositivos físicos reais apresentam um certo grau de erro, introduzido pelos seus componentes internos. Com a medição e caracterização dos erros de fase medidos em cada defasador, é possível realizar um procedimento de ajuste no programa lógico de modo a corrigí-lo.

O procedimento de caracterização teve início, primeiramente, com a calibração do VNA para a faixa de frequência de 8 a 18 GHz. Em seguida, cada defasador foi medido conectando-se a porta 1 do VNA à porta de entrada de RF do defasador, a porta 2 do VNA à porta de saída de RF do defasador, e a entrada dB15 do defasador conectada na saída do circuito de controle. Este *setup* pode ser visualizado na foto apresentada na figura G.1.



Figura G.1 : Processo de caracterização dos dispositivos defasadores.

Através da interface de controle do LabVIEW no PC, foram selecionadas as fases de 0° a 360°, com passo de 2,8°, precisão adotada no projeto. Foi observado o resultado do parâmetro S₂₁, de fase, na faixa de 8 a 18 GHz, com resolução de 0,001563 GHz, para cada fase selecionada. Os resultados obtidos foram salvos na extensão ".csv", e posteriormente, analisados. Ao final da medida de cada defasador, havia uma planilha para cada fase medida, totalizando em 128 planilhas, no formato apresentado na figura G.2. Cada planilha apresenta os valores de amplitude e de fase dos parâmetros S₁₁, S₁₂, S₂₁ e S₂₂, medidos para cada frequência de 8 a 18GHz, com passo de 0,001563 GHz.

!CSV A,01,01								
Agilent Technologies	N5232A	MY522213	A,10,00,00)				
Agilent N5232A: A,10,00,00								
!Date: Monday	June 25	2018 16:3	5:25					
!Source: Standard								
BEGIN CH1_DATA								
Freq(Hz)	S11(MAG)	S11(DEG)	S12(MAG)	S12(DEG)	S21(MAG)	S21(DEG)	S22(MAG)	S22(DEG)
800000000	0,082103	71,00279	0,364146	151,914	0,369676	152,2068	0,045649	73,15457
8001562500	0,0822	70,85286	0,364281	151,7371	0,369813	151,9672	0,045644	73,17152
8003125000	0,082236	70,63097	0,364384	151,524	0,369682	151,7408	0,045746	73,1711
8004687500	0,08232	70,28934	0,364486	151,3511	0,369819	151,5072	0,045721	73,25235
8006250000	0,082456	70,14224	0,364789	151,1466	0,369843	151,2504	0,045902	73,41548
8007812500	0,082466	69,98223	0,364949	150,9495	0,369878	151,002	0,045799	73,34041
8009375000	0,082608	69,68031	0,365089	150,7697	0,369932	150,7584	0,045919	73,35705
8010937500	0,08265	69,46804	0,365473	150,5868	0,369847	150,5052	0,04592	73,38442
8012500000	0,082657	69,31886	0,365601	150,3587	0,369969	150,2744	0,045832	73,39155
8014062500	0,082713	69,05738	0,365937	150,1744	0,36983	150,0259	0,046082	73,65553
8015625000	0,082784	68,79906	0,366065	149,9784	0,36998	149,7676	0,04599	73,65231

Fig. G.2: Trecho de planilha obtida como resultado da medição de um defasador.

Em seguida, criou-se uma nova planilha para cada defasador, concentrando todos os resultados de medição de fase, apenas do parâmetro S_{21} , para cada fase configurada e medida no defasador, obtendo-se por fim quatro planilhas. A criação desta planilha visou a facilitar a análise dos resultados, para cada defasador. O exemplo de um trecho, de uma planilha criada para um defasador, está representada na figura G.3.

D3 -173107									
	Fases S21(DEG)							
Freq(GHz)	0	2,8	5,6	8,4	11,3	14,1	16,9	19,7	22,5
8	152,2068	149,764	147,3065	144,8357	142,3798	139,9507	137,5162	135,1032	132,6925
8,0015625	151,9672	149,5185	147,0554	144,594	142,1282	139,7124	137,2884	134,858	132,4471
8,003125	151,7408	149,3049	146,8304	144,3664	141,8928	139,4729	137,0483	134,6201	132,2144
8,0046875	151,5072	149,0651	146,5971	144,1266	141,6522	139,2449	136,8054	134,397	131,9911
8,00625	151,2504	148,8093	146,3335	143,8738	141,4104	138,986	136,5438	134,1466	131,7302
8,0078125	151,002	148,5647	146,0964	143,6268	141,1755	138,7503	136,3187	133,902	131,5017
8,009375	150,7584	148,3141	145,8606	143,3847	140,9139	138,5078	136,0766	133,6551	131,2469
8,0109375	150,5052	148,0656	145,5898	143,1374	140,6646	138,252	135,8345	133,4012	131,0114
8,0125	150,2744	147,827	145,3602	142,891	140,4216	138,0065	135,5857	133,1578	130,7643
8,0140625	150,0259	147,5781	145,1238	142,6449	140,1821	137,7673	135,3416	132,9186	130,5108
8,015625	149,7676	147,3371	144,8646	142,3917	139,9385	137,5261	135,0706	132,6829	130,2643
8,0171875	149,5192	147,0873	144,6307	142,1602	139,687	137,2674	134,8406	132,4313	130,0213

Fig. G.3 : Trecho de planilha criada com a concentração de todas as medidas obtidas de fase do parâmetro S_{21} , para um defasador.

As quatro planilhas criadas foram analisadas e os erros de fase determinados. Primeiramente, para cada planilha, abriu-se uma nova aba, onde realizou-se o cálculo da diferença das fase medidas em relação à fase obtida na configuração do defasador em 0°, inserindo-se uma fórmula para realizar essa operação de diferença. Esta nova aba, na qual é realizado o cálculo de diferença de fase pode ser observada na figura G.4. Para a frequência de 8 GHz, por exemplo, verifica-se que, o resultado da operação de subtração do valor de fase do S₂₁ medido, para uma configuração no defasador de $-2,8^{\circ}$ (fase medida ($-2,8^{\circ}$) = 149,76°, de acordo com a planilha na figura 3), em relação à configuração de fase no defasador de 0° (fase (0°) = 152,20°, acordo com a planilha na figura G.3), obteve-se o valor de diferença igual a $-2,44^{\circ}$. Desta forma, verificou-se que, a caracterização dos defasadores se deu com uma diferença negativa, sendo adotado a partir deste momento, uma diferença de fase negativa em todos os cálculos do projeto, o que não impacta no seu desenvolvimento.

D3 -173107									
	Fases S21(DEG)							
Freq(GHz)	0	2,8	5.6	8,4	11,3	14,1	16,9	19,7	22,5
8	0	-2,44284	-4,90026	-7,37108	-9,82697	-12,2561	-14,6906	-17,1036	-19,5143
8,0015625	0	-2,44876	-4,91184	-7,37323	-9,83901	-12,2548	-14,6788	-17,1092	-19,5201
8,003125	0	-2,43585	-4,91034	-7,37435	-9,84802	-12,2679	-14,6925	-17,1207	-19,5264
8,0046875	0	-2,44214	-4,91008	-7,38059	-9,85501	-12,2623	-14,7018	-17,1103	-19,5161
8,00625	0	-2,44113	-4,91693	-7,37662	-9,83999	-12,2644	-14,7066	-17,1038	-19,5202
8,0078125	0	-2,43734	-4,90557	-7,37524	-9,82656	-12,2518	-14,6834	-17,1	-19,5003
8,009375	0	-2,44432	-4,8978	-7,37364	-9,84449	-12,2506	-14,6818	-17,1033	-19,5115
8,0109375	0	-2,4396	-4,91539	-7,3678	-9,84054	-12,2532	-14,6706	-17,104	-19,4938
8,0125	0	-2,44742	-4,91423	-7,38342	-9,85281	-12,268	-14,6887	-17,1166	-19,5101
8,0140625	0	-2,44782	-4,90209	-7,38103	-9,84374	-12,2586	-14,6843	-17,1073	-19,5151
8,015625	0	-2,43053	-4,90299	-7,37592	-9,82906	-12,2415	-14,697	-17,0847	-19,5033
8,0171875	0	-2,43185	-4,88849	-7,35898	-9,83218	-12,2518	-14,6785	-17,0879	-19,4979

Fig.G. 4 : Trecho da planilha criada com com cálculo da diferença de fase obtida na medição de um defasador.

Em seguida, em uma terceira aba na planilha de cada defasador, realizou-se a comparação da diferença de fase obtida na medição, em relação à diferença de fase esperada. Por exemplo, na figura G.4 acima, observa-se que para a frequência de 8 GHz a diferença de fase esperada quando configurada no defasador a fase de 2,8°, seria 2,8° (ou -2,8°, adotando-se uma variação de fase negativa, como mencionado), contudo, o valor de diferença de fase obtido na medição foi de -2,44°. Isto é caracterizado como um erro do dispositivo. Na figura G.5, é possível observar um gráfico apresentando as curvas de fase medida, por fase configurada, para algumas frequências, gerado no MS Excel, com base nos dados da planilha obtida na medição de um defasador. Conforme esperado, a curva tende a uma reta, porém, apresentando leves distroções, as quais correspondem aos erros medidos.



Figura G.5: Gráfico das curvas de fase medida por fase configurada, por frequência.

Os erros medidos foram quantificado em uma quarta aba, inserindo-se uma fórmula para verificar a diferença de fase medida e a esperada. Na figura G.6, como exemplo, pode-se observar um trecho da planilha de um defasador com este cálculo. Para a frequência de 8 GHz e uma configuração de fase no defasador de 2,8°, por exemplo, o erro de fase obtido foi de, aproximadamente, 0,35°, (diferença da fase medida = -2,44°, em relação à esperada = -2,8°)

D3 -173107									
	Erro em ca	isa fase							
Freq(GHz)	0	-2,8	-5,6	-8,4	-11,3	-14,1	-16,9	-19,7	-22,5
8	0	0,35716	0,69974	1,02892	1,47303	1,84389	2,20943	2,59637	2,98575
8,0015625	0	0,35124	0,68816	1,02677	1,46099	1,84519	2,22123	2,59076	2,97986
8,003125	0	0,36415	0,68966	1,02565	1,45198	1,83213	2,20754	2,57932	2,9736
8,0046875	0	0,35786	0,68992	1,01941	1,44499	1,83771	2,1982	2,58974	2,98388
8,00625	0	0,35887	0,68307	1,02338	1,46001	1,83563	2,19341	2,5962	2,97978
8,0078125	0	0,36266	0,69443	1,02476	1,47344	1,84825	2,21665	2,59998	2,99967
8,009375	0	0,35568	0,7022	1,02636	1,45551	1,84942	2,21817	2,59671	2,98848
8,0109375	0	0,3604	0,68461	1,0322	1,45946	1,8468	2,22936	2,59598	3,00621
8,0125	0	0,35258	0,68577	1,01658	1,44719	1,83205	2,21131	2,58339	2,9899
8,0140625	0	0,35218	0,69791	1,01897	1,45626	1,84142	2,21572	2,59268	2,98491
8,015625	0	0,36947	0,69701	1,02408	1,47094	1,85851	2,20299	2,61528	2,99669
8,0171875	0	0,36815	0,71151	1,04102	1,46782	1,8482	2,22146	2,61208	3,00208

Fig. G.6 : Trecho da planilha criada para a determinação do erro de medido para um defasador.

Os erros medidos, em cada dispositivo defasador, foram analisados, sendo gerada uma curva de erro para cada um, por frequência, conforme gráfico da figura G.7. A curva é resultado da análise quantitativa, ou somatório, do erro obtido na medição de cada fase de 0° à 360°, com passo de 2,8°, em cada frequência de 8 a 18 GHz, com resolução de 0,00156 GHz, em relação ao total de fases medidas.

Verifica-se na figura G.7 que, o defasador D0 (n°173105) apresentou o pior comportamento, principalmente nas frequências superiores, enquanto os demais defasadores apresentaram um erro percentual menor que 10%. Em virtude deste resultado, o defasador D0 foi associado ao primeiro elemento de antena, uma vez que este é o elemento de referência no conjunto, e deve apresentar fase 0°.



Fig. G.7 : Curvas de erro obtidas na análise dos resultados obtidos na medição dos defasadores.

Por fim, os valores de fase medidos nos defasadores D1, D2 e D3, que apresentaram melhor resultado, foram inseridos em uma planilha única, separados em três abas, conforme Apêndice H. Esta planilha resultante do processo de caracterização dos defasadores é de extrema importância para garantir a qualidade do projeto em desenvolvimento. Elas serão acessadas pelo código do MATLAB[®], do circuito controlador dos defasadores, para correção e ajuste de fase, visando garantir a precisão do apontamento do feixe de irradiação do conjunto.

Apêndice H

Planilha de Caracterização dos Dispositivos Defasadores Apêndice I

Código do Circuito de Controle no LabVIEW



Selecione um valor de ângulo (°)

ð

Selecione um valor de Frequência (GHz)

	8		
-			

Fase	e D0: 0°									
	fase -180°	fase -90°	fase -45°	fase -22,5°	° fase -11,3°	fase -5,6°	fase -2,8°	fase -1,4°	fase -0,7°	fase -0,35°
	pin7	pin8	pin6	pin11	pin13	pin5	pin12	pin 4	pin10	pin14
	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲
	D0-bit9	D0-bit8	D0-bit7	D0-bit6	D0-bit5	D0-bit4	D0-bit3	D0-bit2	D0-bit1	D0-bit0
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Fas	e D1 calcu	ulada: 0		Fase I	Real D1(°)	0		Fase Conf	igurada(°)	: 0
	fase -180° pin7	° fase -90° pin8	fase -45° pin6	fase -22,5° pin11	fase -11,3° pin13	fase -5,6° pin5	fase -2,8° pin12	fase -1,4° pin4	fase -0,7° pin10	fase -0,35° pin14
	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۲
	D1-bit9	D1-bit8	D1-bit7	D1-bit6	D1-bit5	D1-bit4	D1-bit3	D1-bit2	D1-bit1	D1-bit0
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Fas	e D2 calcı	ulada(°):)	Fase	e Real D2('	°): ₀		Fase Cor	nfigurada((°): 0
Fas	e D2 calcı Fase -180°	J lada(°):) Fase -45°	Fase -22,5°	e Real D2('Fase -11,3'	'): 0 ' Fase -5,6°	Fase -2,8°	Fase Cor Fase -1,4°	n figurada(Fase -0,7°	(°): 0 Fase -0,35°
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7	Fase -90° pin 8) Fase -45° pin 6	Fase -22,5° pin 11	e Real D2([°] Fase -11,3° pin 13	'): 0 Fase -5,6° pin 5	Fase -2,8° pin12	Fase Cor Fase -1,4° pin 4	f igurada(Fase -0,7° pin10	(°): 0 Fase -0,35° pin 14
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7	Jlada(°): Fase -90° pin 8	Fase -45° pin 6	Fase -22,5° pin 11	e Real D2(' ' Fase -11,3' pin 13	'): 0 Fase -5,6° pin 5	Fase -2,8° pin12	Fase Cor Fase -1,4° pin 4	Fase -0,7° pin10	(°): 0 Fase -0,35° pin 14
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9	Fase -90° pin 8 D2-bit8	Fase -45° pin 6 D2-bit7	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6	e Real D2 (* * Fase -11,3* pin 13 0 D2-bit5	 Pase -5,6° pin 5 bit24 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3	Fase Cor Fase -1,4° pin 4 O D2-bit2	Fase -0,7° pin10 D2-bit1	Fase -0,35° pin 14 D2-bit0
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0	Fase -90° pin 8 D2-bit8	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0	e Real D2 (* ' Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0	 <i>i</i>): 0 <i>i</i> Fase -5,6° pin 5 <i>i</i> bit24 0 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0	Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0	Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0	Fase -90° pin 8 D2-bit8	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0	e Real D2 (* ' Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0	 <i>i</i>): 0 <i>i</i> Fase -5,6° pin 5 <i>i</i> bit24 0 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0	Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0	Fase -0,7° pin10 D2-bit1	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 D3 calcu	Jada(°): Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 Iada(°): 0	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase	e Real D2 (* ' Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*)	 <i>c</i>): 0 <i>c</i>): 0 <i>c</i>): 0 <i>c</i>): 0 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0	Fase Cor Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Cont	Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0 figurada(°	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0
Fas	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 D3 calcu	Hada(°): (Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 Hada(°): 0	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase	e Real D2 (* * Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*)	 <i>a</i>): 0 <i>b</i>): 0 <i>b</i>): 0 <i>b</i>): 0 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0	Fase Con Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Cont	Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0): 0
Fase	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 D3 calcul fase -180°	Jada (°): Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 Jada (°): 0 fase -90° pin8	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase fase -22,5° pin 11	e Real D2 (* * Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*) fase -11,3* pin 13	 <i>a</i>): 0 <i>b</i>it24 <	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0	Fase Con Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Cont fase -1,4° pin4	Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0 figurada(° fase -0,7° pin10	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0): 0 fase -0,35° pin 14
Fase	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 e D3 calcul fase -180° pin7	Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 lada(°): 0 fase -90° pin8	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0 fase -45° pin6	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase fase -22,5° pin11	e Real D2 (* * Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*) fase -11,3* pin13	 <i>i</i>): 0 <i>i</i> Fase -5,6° pin 5 <i>bit24</i> <i>o</i> <i>i</i> 0 <i>i</i> 0 <i>fase -5,6°</i> pin 5 	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0 fase -2,8° f pin12	Fase Con Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Conf fase -1,4° pin4	figurada(Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0 figurada(° fase -0,7° pin10	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0): 0 fase -0,35° pin14
Fase	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 2 D3 calcul fase -180° pin7	Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 lada(°): 0 fase -90° pin8	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0 fase -45° pin6	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase fase -22,5° pin11	e Real D2 (* ' Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*) fase -11,3* pin13 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	 <i>i</i>): 0 <i>i</i> Fase -5,6° pin 5 <i>bit24</i> <i>o</i> <i>i</i> 0 <i>i</i> 0 <i>fase -5,6°</i> pin 5 <i>i</i> 0 <	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0 fase -2,8° f pin12	Fase Con Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Conf fase -1,4° pin4	Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0 figurada(° fase -0,7° pin10	(°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0 fase -0,35° pin 14 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
Fase	e D2 calcu Fase -180° pin 7 D2-bit9 0 e D3 calcul fase -180° pin7 D3-bit9 0	Fase -90° pin 8 D2-bit8 0 lada(°): 0 fase -90° pin8 D3-bit8 0	Fase -45° pin 6 D2-bit7 0 fase -45° pin6 D3-bit7	Fase -22,5° pin 11 D2-bit6 0 Fase fase -22,5° pin11 D3-bit6	e Real D2 (* * Fase -11,3* pin 13 D2-bit5 0 Real D3 (*) fase -11,3* pin13 03-bit5 0	 <i>i</i>): 0 <i>i</i> Fase -5,6° pin 5 <i>bit24</i> <i>o</i> <i>i</i> 0 <i>i</i> 0 <i>fase -5,6°</i> pin 5 <i>i</i> 0 <	Fase -2,8° pin12 D2-bit3 0 fase -2,8° f pin12	Fase Con Fase -1,4° pin 4 D2-bit2 0 Fase Cont fase -1,4° pin4	figurada(Fase -0,7° pin10 D2-bit1 0 figurada(° fase -0,7° pin10 J3-bit1	 c°): 0 Fase -0,35° pin 14 D2-bit0 0 fase -0,35° pin 14 J: 0 fase -0,35° pin 14 D3-bit0 0














Apêndice J

Algoritmo para Geração dos Diagramas de Irradiação Calculado e Simulado

```
۶_____
clear all;
close all;
freq = input('frequência para simulação (GHz): ');
aux = 300/freq
d = 15.75/aux;
n = 4;
teta0 = 0; %endfire
linhas=73;
linhas2=36;
tetaaux=-pi;
ElemSimul = xlsread('CaminhodoArquivo\ArquivoElemSimulado.xlsx');
ConjSimul = xlsread('CaminhodoArquivo\ArquivoConjuntoSimulado.xlsx');
max = -1000;
j=1;
for teta=-pi:pi/linhas2:pi
    u = (2*pi*d)*(cos(teta)-cos(teta0));
       if (teta == 0)
           y1=n;
       else
           y1 = abs(sin(n*u/2)./sin(u/2));
       end
       if (y1>max)
           max=y1;
           fprintf('max=%f\n',max);
       else
       end
    y(j)=y1;
    j=j+1;
end
%normalizando
for k=1:1:linhas
    fator(k) = y(k)./max;
    fprintf('fator(%d)=%f \n', k, fator(k));
end
for i=1:1:linhas
    elemento(i) = ElemSimul(i,2);
```

```
fprintf('\naux(%d) = %f\n',i, elemento(i));
    p = abs(elemento(i));
    fprintf('y1(%d)=%f \n', i, fator(i));
    z = fator(i) * p;
    fprintf('z = \$f \ z);
    conjcalc(i) = z;
    fprintf('diag(%d) = %f \setminus n \setminus i, conjcalc(i));
    tetaaux = tetaaux + pi/72;
end
x2 = -pi:(pi/36):pi;
x3 = -180:5:181;
figure(1)
plot(x3,conjcalc,'r');
hold on
plot(x3,fator,'b--');
hold on
plot(x3,elemento,'g');
hold off
figure(2)
polar(x2, conjcalc, 'r');
hold on
polar(x2,fator,'b--');
hold on
polar(x2,elemento,'g');
hold off
view([90 -90]);
for i=1:1:linhas
    conjsimul(i) = ConjSimul(i,2);
end
figure(3)
plot(x3,conjcalc,'b--');
hold on
plot(x3,conjsimul,'r');
hold off
figure(4)
polar(x2,conjcalc,'b--');
hold on
polar(x2,conjsimul,'r');
hold off
view([90 -90]);
```

Apêndice K

Tabela de Calibração

Frequência	Ângulo de	Ângulo de
Frequencia	apontamento	apontamento
[GHZ]	desejado [°]	ajustado [°]
8	-45	-60
8	-40	-55
8	-35	-45
8	-30	-35
8	-25	-30
8	-20	-25
8	-15	-15
8	-10	-10
8	-5	-5
8	0	0
8	5	5
8	10	10
8	15	15
8	20	20
8	25	25
8	30	35
8	35	40
8	40	50
8	45	60
9	-45	-60
9	-40	-55
9	-35	-45
9	-35	-45
9	-30	-35
9	-25	-30
9	-20	-25
9	-15	-15
9	-10	-10
9	-5	-5
9	0	0
9	5	5
9	10	10
9	15	15
9	20	20
9	25	25
9	30	35
9	35	40
9	40	50
9	45	60
10	-45	-60
10	-40	-55
10	-35	-45
10	-30	-35
10	-25	-30
10	-20	-25
10	-15	-15
10	-10	-10
10	-5	-5

apontamento desejado [°] apontamento ajustado [°] 10 0 0 10 5 5 10 10 10 10 10 10 10 20 20 10 25 25 10 35 40 10 35 40 10 45 60 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -30 -30 11 -20 -20 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 5 5 11 10 10 11 -15 -15 11 10 10 11 20 20 11	Frequência	Ângulo de	Ângulo de
[0112] desejado [*] ajustado [*] 10 0 0 10 5 5 10 10 10 10 20 20 10 25 25 10 35 40 10 40 50 10 40 50 10 45 60 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -10 -10 11 -10 -10 11 -10 0 11 0 0 11 -5 -5 11 0 0 11 -10 10 11 10 10 11 10 10 11	[GH+]	apontamento	apontamento
10 0 0 10 10 10 10 10 10 10 15 15 10 20 20 10 25 25 10 30 35 10 35 40 10 40 50 10 45 60 11 -45 -50 11 -35 -35 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -15 -15 11 0 0 11 -5 -5 11 0 0 11 10 10 11 10 10 11 20 20 11 30 30 11 45 <t< th=""><th>[612]</th><th>desejado [°]</th><th>ajustado [°]</th></t<>	[612]	desejado [°]	ajustado [°]
10 5 5 10 10 10 10 15 15 10 20 20 10 25 25 10 30 35 10 35 40 10 40 50 10 45 60 11 -45 -50 11 -40 -45 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 10 10 11 10 10 11 10 10 11 10 10 11 10 10 11 20 20 11 40 45 11 40 <t< td=""><td>10</td><td>0</td><td>0</td></t<>	10	0	0
10 10 10 10 15 15 10 20 20 10 25 25 10 30 35 10 35 40 10 40 50 10 45 60 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -40 -45 11 -35 -35 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 5 5 11 10 10 11 15 20 11 20 20 11 15 20 11 30 30 11 40	10	5	5
10 15 15 10 20 20 10 25 25 10 30 35 10 35 40 10 40 50 10 45 60 11 -45 -50 11 -45 -50 11 -40 -45 11 -35 -35 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 10 10 11 10 10 11 10 10 11 20 20 11 20 20 11 30 30 11 45 50 12 -40	10	10	10
10202010352510303510354010405010456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-101011-5-511001155111010115511001155110011551100115511101011252511303011455012-40-4512-35-3512-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512001255120012252512101012152012202012252512303012152512101012152012252512 <td< td=""><td>10</td><td>15</td><td>15</td></td<>	10	15	15
10252510303510354010405010456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-51100115511101011551100115511101011303011202011252511303011455012-45-5012-40-4512-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512001255120012551200122525121010121520122020123030123540123540	10	20	20
10303510354010405010456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-511001155110011551100115511101011202011252511303011354011455012-40-4511455012-30-3012-35-3512-30-3012-5-5120012-5-51200125512001255121010121520122020122525123030121520122525123030123540123540123540	10	25	25
10354010405010456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-5110011551100115511101011551100115511101011202011252511303011455011404511455012-40-4512-35-3512-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512001255120012551210101255120012252512020122525123030122525123030122525123030123	10	30	35
10405010456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-51100115511001155111010115511101011152011202011252511303011354011455012-45-5012-40-4512-30-3012-25-2512-20-2012-15-15120012551200122525121010121520122020122525123030123540123540	10	35	40
10456011-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-51100115511101011551100115511101011152011202011252511303011354011455012-45-5012-40-4512-30-3012-25-2512-20-2012-15-15120012-5-51200122525121010121520122020122525123030123540123540123540	10	40	50
11-45-5011-40-4511-35-3511-30-3011-25-2511-20-2011-15-1511-10-1011-5-51100115511101011551100115511101011152011202011252511303011354011455012-45-5012-45-5012-30-3012-25-2512-20-2012-10-1012-5-512001255121010122525121010121520122020123540123540123540	10	45	60
11 -40 -45 11 -35 -35 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 5 5 11 0 0 11 5 5 11 0 0 11 5 5 11 10 10 11 15 20 11 20 20 11 25 25 11 30 30 11 35 40 11 45 50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 25 25 12 30 30 12 25 25 12 30 30 12 25 25 12 30 30 12 25 25 12 30 30 <td< td=""><td>11</td><td>-45</td><td>-50</td></td<>	11	-45	-50
11 -35 -35 11 -30 -30 11 -25 -25 11 -10 -10 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 11 0 0 11 5 5 11 0 0 11 5 5 11 0 10 11 5 5 11 10 10 11 20 20 11 20 20 11 25 25 11 30 30 11 35 40 11 40 45 11 45 50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 25 25 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	-40	-45
11 -30 -30 11 -25 -25 11 -10 -10 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 110011 5 5 11101011 5 5 11101011 15 20 11 20 20 11 25 25 11 30 30 11 35 40 11 45 50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 25 25 12 30 30 12 25 25 12 30 30 12 35 40	11	-35	-35
11 -25 -25 11 -10 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 110011 5 5 11101011152011202011252511303011354011455011404511455012 -45 -50 12 -40 -45 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 012 5 5 12 0 0 12 25 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40	11	-30	-30
11 -20 -20 11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 110011 5 5 11101011 5 20 11 20 20 11 25 25 11 30 30 11 35 40 11 40 45 11 40 45 11 45 50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 10 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 30 30 12 25 25 12 30 30 12 35 40	11	-25	-25
11 -15 -15 11 -10 -10 11 -5 -5 110011 5 5 11101011152011202011252511303011354011455012 -45 -50 12 -45 -50 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 5 5 12 0 0 12 -15 -55 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 35 25 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	-20	-20
11 -10 -10 11 $\cdot 5$ $\cdot 5$ 110011 5 5 11101011152011202011252511303011354011404511455012 -45 -50 12 -45 -50 12 -35 -35 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 20 20 12 25 25 12 20 20 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 30 30 12 30 30 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	-15	-15
11 -5 -5 1100115511101011152011202011252511303011354011404511455012 -45 -50 12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 012 5 5 12 0 012 5 5 12 10 10 12 5 5 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	-10	-10
1100115511101011152011202011252511303011354011404511455012-45-5012-40-4512-35-3512-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512-551200125512001225251210101255121010123030123030123540123540	11	-5	-5
115511101011152011202011252511303011354011404511455012-45-5012-45-5012-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512-55125512101012551200122525123030121520121010121520123030123540123540123540	11	0	0
11101011152011202011252511303011354011404511455012-45-5012-45-5012-30-3512-30-3012-25-2512-20-2012-15-15125512551210101255120012551210101255121030123030123540123540124045	11	5	5
11152011202011252511303011354011404511455012-45-5012-40-4512-35-3512-30-3012-20-2012-15-1512-5-5121010125512101012551210101255121030123030123540123540	11	10	10
11202011 25 25 11 30 30 11 35 40 11 40 45 11 45 50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -30 -30 12 -20 -20 12 -25 -25 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	15	20
11252511303011354011404511455012-45-5012-45-5012-35-3512-30-3012-25-2512-15-1512-55121001225512101012551210101255121030123030122525123030123540123540123540	11	20	20
11 30 30 11 35 40 11 40 45 11 45 50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 30 12 30 30 12 35 40 12 35 40	11	25	25
11 35 40 11 40 45 11 45 50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -45 -50 12 -30 -30 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 30 30 12 30 30 12 35<	11	30	30
11404511455012-45-5012-40-4512-35-3512-30-3012-25-2512-20-2012-15-1512-55120012551200122020121520123030123540123540	11	35	40
11 45 50 12 -45 -50 12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 5 5 12 10 10 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	11	40	45
12 -45 -50 12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -15 -5 12 -5 -5 12 -5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 25 25 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	11	45	50
12 -40 -45 12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 25 20 12 25 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	-45	-50
12 -35 -35 12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40	12	-40	-45
12 -30 -30 12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40	12	-35	-35
12 -25 -25 12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40	12	-30	-30
12 -20 -20 12 -15 -15 12 -10 -10 12 -5 -5 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 2 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	-25	-25
$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	12	-20	-20
$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	12	-15	-15
$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	12	-10	-10
12 0 0 12 0 0 12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	-5	-5
12 5 5 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	0	0
12 10 10 12 10 10 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	5	5
12 15 20 12 15 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	10	10
12 20 20 12 20 20 12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	15	20
12 25 25 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	20	20
12 20 20 12 30 30 12 35 40 12 40 45	12	25	25
12 35 40 12 40 45	12	30	30
12 40 45	12	35	40
	12	40	45

Frequência	Ângulo de	Ângulo de
ICH-1	apontamento	apontamento
[612]	desejado [°]	ajustado [°]
12	45	50
13	-45	-50
13	-40	-45
13	-35	-35
13	-30	-30
13	-25	-25
13	-20	-20
13	-15	-15
13	-10	-10
13	-5	-5
13	0	0
13	5	5
13	10	10
13	15	20
13	20	20
13	25	25
13	30	30
13	35	40
13	40	45
13	45	50
14	-45	-50
14	-40	-45
14	-35	-35
14	-30	-30
14	-25	-25
14	-20	-20
14	-15	-15
14	-10	-10
14	-5	-5
14	0	0
14	5	5
14	10	10
14	15	15
14	20	20
14	25	25
14	30	30
14	35	35
14	40	45
14	45	50
15	-45	-50
15	-40	-45
15	-35	-35
15	-30	-30
15	-25	-25
15	-20	-20
15	-15	-15
15	-10	-10
10	-10	-10

Frequência	Ângulo de	Ângulo de
[GH ₇]	apontamento	apontamento
[GH2]	desejado [°]	ajustado [°]
15	-5	-5
15	0	0
15	5	5
15	10	10
15	15	15
15	20	20
15	25	25
15	30	30
15	35	35
15	40	45
15	45	50
16	-45	-50
16	-40	-45
16	-35	-35
16	-30	-30
16	-25	-25
16	-20	-20
16	-15	-15
16	-10	-10
16	-5	-5
16	0	0
16	5	5
16	10	10
16	15	15
16	20	20
16	25	25
16	30	30
16	35	35
16	40	45
16	45	50
17	-45	-50
17	-40	-45
17	-35	-35
17	-30	-30
17	-25	-25
17	-20	-20
17	-15	-15
17	-10	-10
17	-5	-5
17	0	0
17	5	5
17	10	10
17	15	15
17	20	20
17	25	25
17	30	30
17	35	35

Frequência [GHz]	Ângulo de apontamento desejado [°]	Ângulo de apontamento ajustado [°]
17	40	45
17	45	50
18	-45	-50
18	-40	-45
18	-35	35
18	-30	-30
18	-25	-25
18	-20	-20
18	-15	-15
18	-10	-10
18	-5	-5
18	0	0
18	5	5
18	10	10
18	15	15
18	20	20
18	25	25
18	30	30
18	35	35
18	40	45
18	45	50

Apêndice L

Algoritmo do *Scritp* 1 (MATLAB) do Circuito Controlador

tab_calibracao = xlsread(caminho\Varredura.xlsx'); lang_aux=ang/5 +10; f_aux=round(f); lf=f_aux-8; lf = round(lf); lfi=19*lf; % linha inicial da frequência

lang = lang_aux + lfi; % linha do ângulo para ajuste
angcal= tab_calibracao (lang,3);