Dissertação de Mestrado

Inatel
Mestrado em Telecomunicações

Antenas Parabólicas de Banda Dupla Baseadas em FSS para Radares e Comunicação

Tiago Henrique Brandão

Abril/2019

Antenas Parabólicas de Banda Dupla Baseadas em FSS para Radares e Comunicação

Tiago Henrique Brandão

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior

Santa Rita do Sapucaí-MG

2019

Brandão, Tiago Henrique
B819a
Antenas Parabólicas de Banda Dupla Baseadas em FSS para Radares e Comunicação. / Tiago Henrique Brandão . – Santa Rita do Sapucaí, 2019.
88 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

1. Antenas 2. FSS 3. comunicações sem fio 4. Radar 5. Mestrado em Telecomunicações. I. Júnior, Arismar Cerqueira Sodré. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Olavo Bilac Pinto"

Ficha Catalográfica elaborada pelo Bibliotecário da Instituição
CRB6-2718 – Paulo Eduardo de Almeida

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 30/04/2019, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior

INATEL

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

INATEL

Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto

IFPB

Coordenador do Curso de Mestrado

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

À minha família e amigos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ser meu mentor, amigo e protetor.

Ao meu querido Pai José por ser um exemplo de força e persistência, por me mostrar o quanto é necessário lutar por seus ideais. A minha amada mãe que sempre com muita sabedoria e humildade despertou o melhor em mim, me ensinando como Deus, o amor, e a família são as coisas que mais importam nesta vida. Aos meus irmãos Lara e Diego por sempre me apoiarem nessa caminhada e à minha noiva Larissa, companheira fiel, que sempre esteve ao meu lado me apoiando e ajudando neste trabalho. Agradeço a meus amigos Luiz e Rosa por me acolherem em sua casa e me tratarem como um filho.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior, pela confiança depositada. Muito obrigado pelas oportunidades e conselhos que contribuíram imensamente para meu crescimento como profissional na área de pesquisa e desenvolvimento.

Agradeço ao Instituto Nacional de Telecomunicações por conceder a estrutura necessária para minha formação. A empresa BRADAR por me oferecer uma bolsa de estudos durante todo o período do curso de mestrado. Aos engenheiros da BRADAR Edson e Tadeu pelo conhecimento compartilhado.

Ao suporte técnico da empresa ESSS nas simulações e ferramentas do ANSYS HFSS, em especial ao Juliano Fujioka Mologni por sempre sanar minhas dúvidas com muita consideração.

Aos professores Antônio Alves Ferreira Jr. e Guilherme Pedro Aquino por me incentivarem desde o período de graduação a área de pesquisa. Ao Prof. Dr. Luciano

Leonel Mendes por me conceder a oportunidade de participar do Programa de Estágio Docente e confiar em mim na atividade de docência.

Agradeço à empresa Prodmec, em especial ao Eng. MSc. Luís Antônio Silva por ajudar no desenvolvimento mecânico das antenas deste trabalho. Agradeço aos meus colegas de trabalho e amigos do Laboratório WOCA em especial ao Ramon, Luiz Augusto, Matheus, Andreia, Igor e Renan.

Por fim agradeço aos meus dois grandes amigos de caminhada Hugo Rodrigues Dias Filgueiras e Wander Henrique Machado Freitas, obrigado por fazerem parte deste trabalho e da minha vida.

Índice

Lista de Publicações i
Lista de Figuras iii
Lista de Tabelas vii
Lista de Siglas viii
Lista de Símbolos x
Resumo xi
Abstract xii
Capítulo 1 1
1. Introdução 1
1.1. Contextualização 1
1.1.1 Sistemas de Comunicação 1
1.1.2 Sistemas Radar 4
1.2. Objetivo da Dissertação 7
1.3. Contribuições da Dissertação 7
1.4. Estrutura da Dissertação 8
Capítulo 2 9
2. Fundamentos Teóricos 9
2.1 Revisão Bibliográfica 9
2.2 Metodologia de Projeto da Antena com Refletor Parabólico 12
2.3 Metodologia de Projeto da Antena do Tipo Cassegrain 20
2.4 Superfície Seletiva em Frequência - FSS 30
Capítulo 3 36
3. Antena Refletora de Banda Dupla 36
3.1 DBPA-RAD 36
3.2 DBPA-COM 51
Capítulo 4 63
4. Implementação das Antenas de Banda Dupla 63

4.1 Implementação da DBPA-RAD em um Radar Fotônico 63
4.2 Implementação da DBPA-COM em um Enlace de Comunicação..... 69
Capítulo 5..... 79
5. Conclusões e Trabalhos futuros..... 79
Referências Bibliográficas..... 81

Lista de Publicações

[1] H.R.D. Filgueiras, R. M. Borges, M. C. Melo, **T.H. Brandão** and Arismar Cerqueira S. Jr. "Dual-Band Wireless Fronthaul Using a FSS-based Cassegrain Antenna Assisted by a Photonics Midhaul", Submitted to IEEE Access, June, 2019.

[2] H.R.D. Filgueiras, **T.H. Brandão**, J. R. Kelly, Pei Xiao, Arismar Cerqueira S. Jr. "Novel Approach for Designing Broadband Slot Antennas" In: 13th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Krakow, 2019.

[3] **T.H. Brandão**, F. Scotti, H.R.D. Filgueiras, A. A. A. C. Alves, D. Onori, S. Melo, A. Bogoni, and Arismar Cerqueira S. Jr., "Coherent Dual-Band Radar System Based on a Unique Antenna and a Photonics-based transceiver," in *Journal IET Radar, Sonar & Navigation*, March, 2018.

[4] **T. H. Brandão** ; H. R. D. Filgueiras ; A. A. C. Alves ; F. Scotti ; S. A.de S. Melo ; A. Bogoni ; Arismar Cerqueira S. Jr. "Dual-band System composed by a Photonics-based Radar and a Focal-Point/Cassegrain Parabolic Antenna". *Journal of microwaves, optoelectronics and electromagnetic applications*, v. 17, p. 567, 2018.

[5] **T.H. Brandão**, H.R.D. Filgueiras, A. A. C. Alves, S. Mello, Filippo Scotti, A. Bogoni and Arismar Cerqueira S. Jr., "Sistema de Radar com Processamento Fotônico Baseado em Antena Cassegrain com Banda Dupla," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.

[6] H.R.D. Filgueiras, **T. H. Brandão**, R. M. Borges, D. F. Noque and Arismar Cerqueira S. Jr. "New Topology and Digital Performance Analysis of a Photonics-based RF Amplifier," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.

[7] H.R.D. Filgueiras, Anderson Fagiani, **T. H. Brandão**, Martin Vogel, "Implementation and Numerical Analysis of an Indoor mm-waves network," 40th Annual Meeting and Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association (AMTA 2018), Williansburg, 2018.

[8] **T.H. Brandão**, H. R. D. Filgueiras, Juliano F. Mologni, Antonella Bogoni and Arismar Cerqueira S. Jr., "FSS-based Dual-Band Cassegrain Parabolic Antenna for RadarComm Applications," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Águas de Lindóia, 2017, pp. 1-5.

[9] R. A. Santos, A. L. M.Muniz , M. S. C. Borsato , **T . H. Brandão**, T. N. Rodovalho, Arismar Cerqueira S. Jr. "Multi-Technology Wireless Coverage Based on a Leaky-Wave Reconfigurable Antenna". In: 11th European Conference on Antennas and Propagation, 2017, Paris. Proceedings of EUCAP 2017, 2017.

Patentes:

[10] **T. H. Brandão** e Arismar Cerqueira S. Jr. "Disposição Construtiva Aplicada em Sistema de Antenas de Comunicação sem Fio com Múltiplas Bandas de Operação", 2017, Brasil. Patente: Modelo de Utilidade. Número do registro: BR20201702320. Instituição de registro: *Instituto Nacional de Propriedade Industrial (INPI)*. Depósito: 27/10/2017.

[11] Arismar Cerqueira S. Jr., H.R.D. Filgueiras e **T. H. Brandão**, "Método de Aumento da(s) Banda(s) de Operação em Antenas e Arranjos de Antenas Baseados em Fendas", 2018, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR10201801443. Instituição de registro: *Instituto Nacional de Propriedade Industrial (INPI)*. Depositada: 13/07/2018.

Lista de Figuras

Figura 1.1 Torre com diversas antenas. 3
Figura 2.1 Princípio de funcionamento da antena parabólica excitada pelo foco..... 13
Figura 2.2 Detalhes da propagação em um refletor parabólico. 14
Figura 2.3 Relação da profundidade do paraboloide com a abertura de feixe de meia potência do iluminador..... 15
Figura 2.4 Principais dimensões da antena parabólica e a tela do programa TICRA-GRASP baseado em ótica física..... 16
Figura 2.5 Análise do diagrama de irradiação da antena parabólica: (a)Variação da distância do iluminador em relação ao refletor; (b)Variação do ângulo de abertura do iluminador. 18
Figura 2.6 Ganho em função da frequência para alguns diâmetros de refletores parabólicos excitados pelo foco. 19
Figura 2.7 Ganho em função do diâmetro normalizado do refletor parabólico..... 19
Figura 2.8 Princípio de funcionamento do sistema Cassegrain 21
Figura 2.9 Sistema Cassegrain e variáveis de projeto..... 22
Figura 2.10 Análise para um foco equivalente. 25
Figura 2.11 Principais dimensões da antena Cassegrain e tela do programa TICRA. 27
Figura 2.12 Análise do diagrama de irradiação da antena parabólica excitada pelo foco em função das variáveis projeto. (a)Variação da distância do iluminador em relação ao ponto focal; (b) Variação do ângulo de abertura do iluminador; (c) Variação do hiperboloide em relação a posição calculada de projeto. 29
Figura 2.13 Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (b) Elemento tipo abertura. 31

Figura 2.14 Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (b) Elemento tipo de abertura. .. 32
Figura 2.15 Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (a) Grupo 1 - N-polos conectados pelo centro, (b) Grupo 2 – Espiras, (c) Grupo 3 - Interior sólido, (d) Grupo 4 - Combinações. 33
Figura 2.16 Técnica de medição para se obter o coeficiente de transmissão e reflexão de uma estrutura FSS. 35
Figura 3.1 Principais partes da DBPA-RAD. 37
Figura 3.2 Princípio de funcionamento da DBPA-RAD..... 38
Figura 3.3 Principais dimensões das antenas cornetas piramidais da DBPA-RAD. 38
Figura 3.4 Simulações numéricas da corneta banda S. 40
Figura 3.5 Simulações numéricas da corneta banda X. 41
Figura 3.6 Dimensões e variáveis do sub-refletor da DBPA-RAD. 42
Figura 3.7 Resultados da simulação da célula FSS dipolo cruzado. 43
Figura 3.8 Simulação do SR-FSS em função do campo elétrico para banda X..... 44
Figura 3.9 Simulação do SR-FSS em função do campo refletido para a banda S. ... 45
Figura 3.10 Densidade de corrente sobre o refletor principal da DBPA-RAD..... 46
Figura 3.11 Principais dimensões da DBPA-RAD. 47
Figura 3.12 Fotos do protótipo da DBPA-RAD. 48
Figura 3.13 Sub-refletor baseado em FSS (a) Protótipo (b) Foto da caracterização da FSS. 49
Figura 3.14 Caracterização do SR-FSS; (a) Banda S; (b) Banda X. 49
Figura 3.15 Comparativo entre os resultados obtidos por simulação numérica e os medidos em campo. 50
Figura 3.16 Medidas do diagrama de irradiação da DBPA-RAD em campo aberto. 50
Figura 3.17 Resultados do diagrama de irradiação da DBPA-RAD; (a) Frequência de 2,525 GHz; (b) Frequência de 9,925 GHz 51
Figura 3.18 DBPA-COM. 52
Figura 3.19 Resultado numérico do coeficiente de reflexão e do diagrama de irradiação da corneta em 28 GHz. 53

Figura 3.20 Dimensões da antena corneta com cristas banda larga da DBPA-COM. 53
Figura 3.21 Coeficiente de Reflexão da corneta de cristas banda larga da DBPA-COM..... 54
Figura 3.22 Resultados numérico dos diagramas de irradiação da antena banda larga de cristas; (a) Frequência 7 GHz, (b) Frequência 7,5 GHz e (c) Frequência 8 GHz. 55
Figura 3.23 Simulação numérica da célula circular da DBPA-COM. 56
Figura 3.24 Dimensões finais do projeto do SR-FSS da DBPA-COM. 56
Figura 3.25 Principais dimensões de projeto da DBPCA-COM..... 57
Figura 3.26 Campo irradiado pelo iluminador de banda C na DBPA-COM. 58
Figura 3.27 Campo irradiado pelo iluminador de banda Ka na DBPA-COM. 58
Figura 3.28 Protótipo da DBPA-COM. 59
Figura 3.29 Esquemático da caracterização do SR-FSS da DBPA-COM. 59
Figura 3.30 Resultado da caracterização do SR-FSS da DBPA-COM. 60
Figura 3.31 Diagrama de irradiação da DBPA-COM em 28 GHz; (a) Plano horizontal; e (b) Plano vertical. 61
Figura 3.32 Diagrama de irradiação da DBPA-COM em 28 GHz (a) Plano horizontal;(b) Plano vertical. 61
Figura 3.33 Coeficiente de reflexão simulado e medido da DBPA-COM (a) Banda Ka e (b) Banda C. 62
Figura 4.1 Implementação da DBPA- RAD com o radar fotônico italiano. 64
Figura 4.2 Esquemático do experimento (a) Princípio de funcionamento do radar fotônico e (b) Princípio operacional do sistema fotônico. 66
Figura 4.3 Resultados do experimento radar na detecção do helicóptero; (a) Mapa Doppler; (b) Gráfico amplitude por velocidade; (b) Gráfico amplitude por distância 67
Figura 4.4 Resultados do experimento radar na detecção do avião; (a) Mapa Doppler; (b) Gráfico amplitude por velocidade; (b) Gráfico amplitude por distância. 68
Figura 4.5 Esquemático do experimento de um enlace de comunicação ponto-a-ponto. 69
Figura 4.6 Cenário de medições do experimento do enlace ponto-a-ponto utilizando a DBPA-COM..... 70

Figura 4.7 Exemplos de medidas de desempenho digital com o VSA, na frequência de 7,5 GHz. (a) Sinal 16-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s e DPD; (b) Sinal 64-QAM com taxa de 600 Mbit/s e DPD; (c) Sinal 256-QAM com taxa de 400 Mbit/s e DPD; (d) Sinal 16-QAM com taxa de 400 Mbit/s; (e) Sinal 64-QAM com taxa de 300 Mbit/s; (f) Sinal 256-QAM com taxa de 600 Mbit/s. 73
Figura 4.8 Análise digital na frequência de 7,5 GHz com a DBPA-COM. (a) 16-QAM; (b) 64 QAM; (c) 256-QAM. 74
Figura 4.9 Exemplos de medidas de desempenho digital com o VSA na frequência de 28 GHz. (a) Sinal 16-QAM com taxa de 1,2 Gbit/s e DPD; (b) Sinal 64-QAM com taxa de 1,8 Gbit/s e DPD; (c) Sinal 256-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s e DPD; (d) Sinal 16-QAM com taxa de 1,2 Mbit/s; (e) Sinal 64-QAM com taxa de 1,8 Gbit/s; (f) Sinal 256-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s. 77
Figura 4.10 Análise digital na frequência de 28 GHz com a DBPA-COM. (a) 16-QAM; (b) 64 QAM; (c) 256-QAM. 78

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 Projeto das antenas corneta para as bandas S e X. 39
Tabela 3.2 Dimensões finais dos alimentadores da DBPA-RAD. 39
Tabela 3.3 Valores de projeto do elemento dipolo cruzado da DBPA-RAD. 42
Tabela 3.4 Dimensões de projeto da DBPA-RAD. 47
Tabela 3.5 Projeto da antena corneta com cristas para aumento da banda. 54
Tabela 3.6 Valores de projeto do elemento dipolo cruzado da DBPA-COM. 55
Tabela 3.7 Dimensões de projeto da DBPA-COM. 57

Lista de Siglas

3G	*Terceira geração de redes móveis*
3GPP	*3rd Generation Partnership Project*
4G	*Quarta geração de redes móveis*
5G	*Quinta geração de redes móveis*
ANATEL	*Agência Nacional de Telecomunicações*
ADC	*Conversor analógico digital*
CAPEX	*Capital Expenditure*
CNIT	*Consorzio Nazionale Interuniversitario per le Telecomunicazioni*
DDS	*Direct digital synthesizer*
DSP	*Processamento de sinais digitais*
PD	*Photodetector*
FEM	*Método dos elementos finitos*
FI	*Frequência intermediaria*
FSS	*Frequency selective surface*
FPR	*Frequency repetition frequency*
GSM	*Global System for Mobile Communications*
MIMO	*Multiple-input multiple-output*

MLL	*Mode-locked laser*
NASA	*National Aeronautics and Space Administration*
PNT Lab	*Photonics Network and Technologies National Laboratory*
PO	*Physical optics*
RADAR	*Radio Detection and Ranging*
SWAA	*Slotted-waveguide antenna array*
WOCA	*Wireless and Optical Convergent Access*
TDRSS	*Tracking and data relay satellite system*

Lista de Símbolos

D	*Diâmetro do refletor*
γ	*Eficiência de abertura*
λ	*Comprimento de onda*
θ_{ab}	*Metade da abertura de feixe de uma fonte que ilumina o paraboloide*
θ_{cd}	*Meia abertura de feixe do iluminador posicionado no ponto real*
d	*Profundidade do refletor*
f	*Distância focal*
g	*Distância arbitrária onde todas as frentes de onda possuem a mesma fase*
h	*Distância entre o foco e o ponto mais extremo do paraboloide*
i	*Distância do ponto mais extremo do paraboloide até ao plano paralelo a base do refletor e onde todas as frentes de onda possuem a mesma fase*
k	*Eficiência relacionado as perdas do sistema*
$D_{sub-refletor}$	*Diâmetro do sub-refletor hiperbólico*
G_O	*Ganho da antena em relação à isotrópica*
$d_{sub-refletor}$	*Profundidade do sub-refletor hiperbólico*
s_f	*Distância entre o iluminador e a base do sub-refletor hiperbólico*
s_r	*Distância entre a base do sub-refletor hiperbólico e o iluminador virtual*
u	*Fator de amplificação*

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de duas antenas parabólicas de banda dupla, baseadas em superfícies seletivas em frequência (FSS), aplicadas a radar e comunicação. Vislumbra-se aplicar as antenas em dois diferentes cenários: sistema radar operante nas bandas S e X; enlaces de comunicação nas bandas C e Ka. Implementa-se a antena denominada DBPA-RAD para atender o sistema radar e a DBPA-COM para o enlace de comunicação. O desenvolvimento das antenas foi dividido em cinco etapas: projeto analítico; simulações numéricas; fabricação; caracterização dos protótipos e implementação das antenas em sistemas reais. Utilizou-se os programas ANSYS HFSS e TICRA para a realização das simulações numéricas. Já os experimentos foram conduzidos no Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access)* do Inatel e no laboratório CNIT (*Consorzio Nazionale Interuniversitario per le Telecomunicazioni*) da Scuola Superiore Sant'Anna de Pisa na Itália. A DBPA-RAD apresentou banda superior à demandada pelo radar (40 MHz) e ganho de até 24,5 dBi nas duas bandas de operação. Já antena DBPA-COM apresentou largura de faixa e ganho de até 3,38 GHz e 39,7 dBi, respectivamente. No experimento do sistema radar, detectou-se a presença de alvos aéreos não-cooperativos nas bandas S e X, simultaneamente, enquanto na implementação do enlace de comunicação, estabeleceu-se um enlace ponto-a-ponto com dupla banda de operação (C e Ka) e vazão de até 8 Gbit/s ao longo de 20 metros.

Palavras-chave: Antenas, FSS, comunicações sem fio, radar.

Abstract

This work is focused on the development of two dual-band parabolic antennas based on frequency selective surfaces (FSS) applied to radar and communications. We propose to apply the antennas in two distinct scenarios: radar system operating in the S- and X-bands; wireless communication link in the C- and Ka-band. The antenna named DBPA-RAD was idealized to attend the radar system, whereas the DBPA-COM is aimed to wireless communication system. The antenna development has been divided into five phases: analytical design; numerical simulations; prototype manufacturing; characterization; antenna implementation in real systems. The two pieces of programa ANSYS HFSS and TICRA has been utilized for the numerical simulations. The experiments have been carried out at the WOCA Laboratory (Wireless and Optical Convergent Access) from Inatel and CNIT laboratory (Consorzio Nazionale Interuniversitario per le Telecomunicazioni) from Scuola Superiore Sant'Anna in Pisa, Italy. The DBPA-RAD has presented a bandwidth wider than that the radar (40 MHz) and gain up to 24.5 dBi for both frequencies. The DBPA-COM has presented bandwidth and gain up to 3.38 GHz and 39.7 dBi, respectively. In the radar experiment, we have detected real non-cooperative aerial targets in both S- and X-band, simultaneously. The communication experiment implementation, demonstrated dual-band point-to-point link, in the C- and Ka-bands, with throughput up to 8 Gbit/s.

Keywords: Antennas, FSS, radar and wireless communications.

Capítulo 1
1. Introdução
1.1. Contextualização

Este Capítulo foi dividido em duas partes: 1.1.1 Sistemas de Comunicação; 1.1.2 Sistemas Radar. As antenas desenvolvidas nesta Dissertação foram idealizadas para aplicações distintas com demandas e cenários particulares, por isso, a contextualização será feita de forma isolada para cada uma delas.

A Seção 1.1.1 consiste em uma breve contextualização dos sistemas de comunicação sem fio, mais especificamente para enlaces ponto-a-ponto de alta capacidade. A Seção 1.1.2 relata uma contextualização de sistemas radar, incluindo um breve histórico e evolução da tecnologia.

1.1.1 Sistemas de Comunicação

As tecnologias de redes sem fio têm se desenvolvido constantemente e em ritmo acelerado nas últimas décadas. Com o crescimento da demanda de dados móveis, as empresas buscam melhorar a qualidade do serviço, além de aumentar a cobertura e a capacidade da rede. Sugere-se para alcançar tal desempenho, operações em ondas milimétricas, sistemas rádio sobre fibra, novos formatos de modulação, novas arquiteturas como rádio cognitivo, entre outros [1-3] .

Arquiteturas de rede como da segunda geração de telefonia celular (GSM - *Global System for Mobile Communications*) passam a ser incorporadas em novas estruturas de redes, de terceira (3G) e quarta geração (4G), uma vez que já não conseguem suprir a demanda de dados exigida por esses dispositivos. Gradativamente, essas arquiteturas mais antigas serão suprimidas até que não sejam mais compatíveis com os dispositivos de mercado [2][4]. Estima-se que até 2021, 53% dos dispositivos

e conexões sejam compatíveis com o 4G e em 2023 exista mais de 1 bilhão de assinaturas para a quinta geração de dispositivos móveis (5G) [2][5].

Neste contexto, com o exponencial crescimento das atuais e futuras redes, fica claro que para atender a vazão de dados, serão necessário *backhauls* e/ou *fronthauls* [6] de alta capacidade entre os nós da rede. Uma das propostas do 5G é utilizar células menores e mais densas que se conectam ao núcleo da rede [7][8]. Soluções como o uso de antenas de múltiplas alimentações, múltiplas bandas de operação, com reconfiguração e/ou varredura de feixe, sistemas com agregação de portadora, técnicas de diminuição de interferências e a exploração do espectro de frequência poderão ser utilizadas na nova arquitetura 5G [8]. Espera-se que os *backhauls* e/ou *fronthauls* possuam características de capacidade de alta vazão, baixa latência e baixo custo, afim de suprir mais células com densos tráfegos de dados [8][9].

Um experimento realizado pela Ericsson [10] analisou o impacto causado ao usuário em duas redes distintas, uma alimentada por um *backhaul* sem fio e outra por um sistema baseado em fibra óptica. Pôde-se verificar que o *backhaul* sem fio fornece vazão comparável à solução óptica, portanto as redes 5G poderão fazer uso tanto de *backhauls* e/ou *fronthauls* ópticos ou sem fio [8].

Diversas soluções são propostas a fim de melhorar o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. Técnicas que utilizam múltiplas antenas na transmissão e recepção MIMO (*Multiple-input and multiple-output*) são capazes de prover aumento de eficiência espectral e capacidade de sistema. O MIMO é tipicamente implementado nas configurações de diversidade espacial, multiplexação espacial e *beamforming*. A diversidade espacial consiste na transmissão do mesmo sinal por múltiplas antenas espaçadas entre si para aumento de confiabilidade do sistema. A multiplexação espacial consiste na transmissão de distintos feixes de sinal por múltiplas antenas espaçadas, para aumento de taxa de transmissão e, finalmente, o *beamforming* é a associação de múltiplas antenas para a criação de um único feixe diretivo com capacidade ou não de guiamento. O *beamforming* é, tipicamente, aplicado para aumento de relação sinal ruído e/ou alcance do sistema de comunicação, além de provimento de cobertura dinâmica por meio de formatação de feixe [8][11][12].

A agregação de portadoras é uma técnica utilizada para aumentar a eficiência espectral do sistema, permitindo que o usuário ocupe diferentes faixas de frequência simultaneamente, de forma a conseguir um aumento da taxa de transmissão. Por fim, têm-se discutido de forma intensa na literatura, a utilização da faixa de ondas milimétricas, a fim de prover altas taxas de transmissão ao usuário final, dado as altíssimas larguras de faixa disponíveis em altas frequências [8][10][11].

A Figura 1.1, apresenta uma imagem de uma torre, a qual motiva o desenvolvimento de elementos irradiadores multifuncionais e com múltiplas bandas, no intuito de diminuir o acúmulo de antenas nas torres, minimizando os custos e otimizando o sistema como um todo. Na evolução da rede de celular, mesmo com todas as novas técnicas e soluções propostas, deve ser levado em consideração os sistemas já existentes e formas de integrá-los às novas arquiteturas. Especificamente no caso do *backhaul/fronthaul* sem fio, aproveitar os enlaces já existentes seria uma solução economicamente viável devido ao grande números de torres e antenas de enlaces ponto-a-ponto já implantados [10].



Figura 1.1 *Torre com diversas antenas.*

Geralmente, os enlaces ponto-a-ponto dispõem de antenas refletoras de alto ganho, que operam em uma única faixa de frequência incluindo as bandas C, K, Ka, V, R, W e D [6]. Em 1979, Agrawal e W. A. Imbriale propuseram uma

antena para aplicações satelitais capaz de operar em duas bandas de operação [13]. A antena proposta possuía um sub-refletor hiperbólico baseado em uma superfície seletiva em frequência (FSS - *frequency selective surface*). A FSS é geralmente um arranjo de elementos condutores dispostos de forma periódica sobre uma camada dielétrica [14] [15]. Os elementos podem atuar como filtro rejeita-faixa ou passa-faixa, dependo do seu formato e da sua forma de preenchimento. O sub-refletor projetado por Agrawal e Imbriale refletia apenas frequências da banda Ku, com isso utilizou-se dois alimentadores, integrados em uma mesma estrutura de antenas parabólica excitada pelo foco e Cassegrain. Um alimentador banda S foi posicionado no ponto focal da parabólica e o alimentador banda Ku no centro do refletor principal, voltado para um sub-refletor baseado em FSS (SR-FSS) localizado próximo ao ponto focal da parabólica, configurando uma antena Cassegrain.

A técnica utilizada por Agrawal desperta o interesse para telecomunicações. O uso desta antena em enlaces de comunicação terrestre pode contribuir para operação em múltiplas bandas utilizando a mesma estrutura. Com isso, além de diminuir o número de antenas nas torres de comunicação, essa técnica permite operar com bandas de frequências espaçadas de até cinco vezes.

Este trabalho, motivado pelo contexto atual das redes de comunicação, pretende estudar e implementar a técnica do modelo de antena proposto por Agrawal, porém voltado para aplicações de enlaces ponto-a-ponto e radares. A antena é potencial em aplicações como: provedores de Internet sem fio, comunicações via satélite, estações rádio base de redes celulares de segunda, terceira, quarta e quinta geração, além de poder operar em sistemas de radares multibanda, o qual, será melhor abordado na Seção 1.1.2.

1.1.2 Sistemas Radar

Os sistemas radares são utilizados para aplicações militares e civis. Seu principal objetivo é obter o máximo de informação possível para vigilância ou para analisar um ambiente, detectando alvos e/ou recursos minerais [16][17]. Os radares geralmente são utilizados na área militar para defesa aérea e/ou marítima contra mísseis, caças e outras ameaças. Na área civil, podem ser utilizados para garantir a segurança em aeroportos,

estradas (radar de velocidade e sistemas de controle que evitam colisões de veículos) e sensoriamento remoto [16].

Radar (RADAR - *Radio Detection And Ranging*) nada mais é que um sistema eletromagnético, que realiza a detecção e a localização de objetos. Um sistema radar transmite uma onda eletromagnética e analisa o sinal retroespalhado (eco eletromagnético), gerado quando o sinal transmitido se depara com um obstáculo. Os radares podem oferecer três funções: localização; rastreamento; imagem [18]. A função de localização aponta onde alvo foi detectado, enquanto a de rastreamento realiza medições do estado do alvo, tais como: distância, ângulos de azimute e elevação do alvo em relação ao apontamento da antena. Por meio de algoritmos de rastreamento é possível acompanhar o alvo. A função de geração de imagens tem como propósito identificar e discriminar o tipo de alvo detectado, ou seja, o radar tenta formar a imagem do objeto realizando o mapeamento do sinal eletromagnético retroespalhado em um plano bidimensional [16].

A futura geração de sistemas radares precisa atender aos requisitos de reconfigurabilidade, multifuncionalidade e espaço reduzido para fornecer sistemas de sensores aprimorados [19]. Particularmente, essas características poderiam viabilizar o novo conceito de sistema de radar cognitivo, o qual permite que diferentes radares se comuniquem entre si, otimizando a configuração do sensor e aumentando a confiabilidade de detecção. Atualmente, poucos transceptores são capazes de fornecer operações em múltiplas bandas. Novas arquiteturas integradas de banda dupla foram propostas na literatura [20][21], entretanto é utilizado um hardware independente [22] para cada banda de operação. Os transceptores de banda dupla relatados no estado da arte fazem uso de osciladores locais altamente estáveis não-sintonizáveis, limitando a funcionalidade e sendo adequados apenas para aplicações específicas [21].

Nos últimos anos, as tecnologias fotônicas têm sido usadas em radares, visando uma arquitetura multibanda e multifuncional coerente baseada no conceito de rádio definido por programa (SDR-*Programa Defined Radio*). O SDR permite controlar a banda de operação do radar, com o propósito de fornecer simultaneamente diferentes funcionalidades, tais como radar e comunicações [24].

A utilização do SDR possibilita o uso de duas ou mais portadoras de RF, combinando detecções de curto e longo alcance. Frequências mais altas são mais susceptíveis a perturbações do clima, quando comparadas às frequências baixas, sendo normalmente usadas para detecção de curto alcance. Por outro lado, bandas de frequência mais baixas são mais robustas às interferências climáticas, o que lhes confere maior profundidade de penetração, por esse motivo elas são normalmente usadas para aplicações de longo alcance [25-27]. Portanto, o transceptor multibanda aumentaria a robustez do radar em termos de alcance e mudanças climáticas, sendo capaz de fornecer capacidade de detecção enriquecida, mesmo em condições adversas. Finalmente, a combinação de múltiplas funções em um único transceptor permite a redução do tamanho, peso e consumo de energia.

A antena pode ser considerada um outro elemento-chave de um sistema radar, principalmente quando o sistema é incorporado com características de multifuncionalidade e/ou multibanda. Tipicamente, os radares utilizam mais de uma antena nestas situações e cada uma opera em uma banda específica. Antenas de banda dupla foram implementadas recentemente, incluindo antenas impressas [28] e arranjo de antenas em guia de onda fendido (SWAA - S*lotted-waveguide antenna array*) [29]. Os SWAAs consistem em guias de onda com fendas em suas paredes, atuando como dipolos, fazendo com que toda a estrutura funcione como um arranjo de dipolos. Os SWAAs foram aplicados recentemente a sistemas duais radar/comunicação [30] e também poderão contribuir para futuras redes celulares 5G [31]. Para os sistemas de radares com multibandas, possuir antenas capazes de operar simultaneamente nas bandas exigidas pode reduzir as despesas de capital ou investimento, (CAPEX - *Capital Expenditure),* além de reduzir o espaço e o peso do sistema.

Motivado a propor uma solução de redução de espaço e custo, com mesmo desempenho, para sistemas de radares multibanda, este trabalho descreve o projeto e estudo da ideia de antena proposta por Agrawal em [13]. Pretende-se, contribuir com uma demanda existente de um grupo parceiro, que possui um transceptor de radar fotônico [23] que opera nas bandas de frequência S e X, projetando e construindo uma antena de duas bandas capaz de direcionar seu feixe de apontamento para a mesma direção para ambas as bandas, com alto ganho [32-35].

1.2. Objetivo da Dissertação

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento e a implementação de duas antenas parabólicas de banda dupla e alto ganho. Propõe-se o desenvolvimento de antenas que operem em duas bandas distintas, simultaneamente, compartilhando um único refletor principal. A primeira antena opera nas bandas S e X, visando aplicações radar. Pretende-se demonstrar a sua aplicabilidade em um cenário real, utilizando o transceptor duas bandas coerente baseado em fotônica, desenvolvido anteriormente por um grupo parceiro [23]. O foco principal deste experimento, realizado na Itália, foi detectar alvos não-cooperativos (aviões comerciais) oriundos do aeroporto de Pisa-Itália. A segunda antena é capaz de operar nas bandas C e Ka, com ênfase em aplicações de *backhauls/fronthauls* de redes móveis de comunicação. Pretende-se estabelecer um duplo enlace ponto-a-ponto nas duas bandas de operação, simultaneamente. Este experimento tem o intuito de apresentar um novo tipo de antena eficiente para aos *Xhauls* sem fio, pois permite, em uma única estrutura, incorporar mais de uma banda de operação com alto ganho e com um fator multiplicativo de até quatro vezes de espaçamento entre essas bandas.

1.3. Contribuições da Dissertação

Apresentam-se como principais contribuições do trabalho:

1 – O desenvolvimento da antena DBPA-RAD (*Dual Band Parabolic Cassegrain Antenna for* RADAR) de banda dupla, com alto ganho, capaz de atender aplicações de radar nas bandas S e X.

2 – O desenvolvimento da antena DBPA-COM (*Dual Band Parabolic Cassegrain Antenna for Communication*) de banda dupla, com alto ganho, capaz de atender aplicações de enlaces de micro-ondas nas bandas C e Ka.

3 – Implementação da DBPA-RAD em um radar fotônico para detecção de alvos não cooperativos.

4 – Implementação da DBPA-COM em um enlace de micro-ondas com alta vazão operando simultaneamente em duas bandas.

1.4. Estrutura da Dissertação

O trabalho está estruturado da seguinte maneira: No Capítulo 2, será feita uma revisão bibliográfica de antenas do tipo refletoras e de antenas refletoras baseadas em FSS, incluindo os fundamentos teóricos que envolvem antenas do tipo parabólica e Cassegrain e de alguns tipos básicos de FSS. No Capítulo 3 será apresentado o desenvolvimento das duas antenas enquanto o Capítulo 4 apresentará as implementações nos dois cenários. Finalmente, as conclusões e propostas de trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 2
2. Fundamentos Teóricos

Neste Capítulo serão abordados os fundamentos teóricos que envolvem antenas refletoras do tipo parabólica, Cassegrain e alguns tipos específicos básicos de FSS. O Capítulo será subdivido em cinco sessões, sendo na primeira apresentada uma revisão bibliográfica de antenas refletoras e sub-refletores baseados em FSS. A segunda sessão apresenta os fundamentos teóricos que envolvem antenas parabólicas excitadas pelo foco, enquanto a terceira apresenta a teoria de antenas de duplo refletores do tipo Cassegrain. A quarta sessão expõe o princípio de funcionamento de alguns tipos de FSS.

2.1 Revisão Bibliográfica

As antenas do tipo refletoras desempenham um importante papel nas telecomunicações, sendo utilizadas em diversas aplicações como em estações terrestres, satelitais, radares, radioastronomia e comunicações espaciais. Sua principal vantagem é o alto ganho, sem a necessidade de uma amplificação ativa [36-38]. A presença do refletor em frente ao alimentador torna possível aumentar o campo eletromagnético de forma a colimar o feixe irradiado pela fonte em uma única direção, implicando em um aumento significativo do ganho [39-41].

As antenas refletoras existem desde a época precursora do rádio, sendo o primeiro refletor parabólico construído e projetado por Heinrich Hertz em 1888. Porém, os maiores esforços a este tipo de antena ocorreram na II Guerra Mundial para radares [41-43]. Durante este período, diversos radares utilizaram antenas refletoras, incluindo o radar alemão Wurzburg que possuía uma antena parabólica com um

diâmetro de aproximadamente 3 metros. Este radar passou por várias evoluções, sendo uma delas o Wurzburg Riese que utilizava um refletor parabólico duas vezes maior, para o aumento do alcance [44]. Contudo, apesar de muito pouco ser desenvolvido em relação às antenas refletoras no período antecedente a II Grande Guerra, pode-se destacar duas importantes contribuições históricas, que também incentivaram o uso de antenas refletoras. A primeira delas foi realizada por Karl Guthe Jansky, considerado um dos fundadores da radioastronomia que, em 1931, usando uma antena refletora, conseguiu captar ondas de rádio que emanavam da galáxia. A segunda foi uma antena parabólica de 9,6 metros construída por Grote Reber, a qual foi utilizada em um radiotelescópio. As pesquisas de Reber e Jansky ficaram estagnadas durante o período da guerra [42] [45].

Ao término da guerra, muitos cientistas retomaram os estudos relacionados às intrigantes descobertas de Jansky e Reber, impulsionando as pesquisas de radioastronomia. Neste período, as antenas refletoras mais uma vez empregaram um importante papel sendo utilizadas em diversos radiotelescópios [42]. Paralelamente aos grandes refletores desenvolvidos para os radiotelescópios, outro grande fato ocorrido em 1957 abriu as portas a era das comunicações espaciais: o lançamento do satélite Sputnik, momento em que diversas estações terrestres foram criadas com antenas refletoras com diâmetros de até 70 metros [46].

No início da década de 1960, as antenas Cassegrain tiveram bastante destaque nas redes de comunicação via satélite [42], não mais sendo aplicados apenas a radioastronomia. Destaca-se o trabalho de Hannah [47] que apresenta conceitos e equacionamentos para o sistema Cassegrain, mostrando que o efeito de bloqueio do sub-refletor pode ser minimizado com algumas técnicas de projeto. Adicionalmente, o sistema Cassegrain fornece um grau de liberdade extra para o projeto por incluir o sub-refletor. Por fim, destaca-se o livro *Microwave Antenna Theory* de Samuel Silver publicado em 1949 [48], um clássico referenciado por diversos autores que trabalharam com o tema.

Em 1962, a estação de pesquisa e desenvolvimento Deep Space Network da NASA (National Aeronautics and Space Administration), trabalhou em diversas antenas refletoras no intuito de rastrear ondas sonoras espaciais, juntamente com o

desenvolvimento de satélites de comunicação. A primeira antena concluída em 1966 possuía 64 metros de diâmetro e operava na banda S [49].

Em 1976, os pesquisadores Vishwani D. Agrawal e William A. Imbriale, integrantes da empresa TRW- *Defense and Space Systems Group,* envolvidos em um projeto de pesquisa de Sistema de Rastreamento e Retransmissão de Dados por Satélite (TDRSS- *Tracking and Data Relay Satellite System*), desenvolveram uma antena refletora capaz de operar simultaneamente em duas bandas de operação. Foi desenvolvido, experimentalmente, um sub-refletor baseado em FSS com formato de dipolos cruzados, capaz de refletir as frequências de 13 a 15 GHz (banda Ku) e permitir a passagem da onda eletromagnética na faixa de frequência de 2 a 2.3 GHz (banda S) [13][50][51].

As pesquisas de Agrawal e Imbriale motivaram a utilização de FSS em antenas de múltiplos refletores. Em 1982, H. Ohta *et al.* [52][53], propuseram uma antena de alto ganho composta por dois alimentadores, sendo um operante na banda C e outro na Ku. O elemento que possibilitou a integração das duas bandas foi um sub-refletor baseado em FSS, no formato de cruz de Jerusalém [14], transparente para a banda C e reflexivo para a banda Ku.

Outro trabalho relacionado à FSS aplicado a antenas, foi apresentado por S.Lin e B. Munk em 1982 [54]. Os autores apresentaram uma antena capaz de operar nas bandas de frequência de 7,25 a 7,75 GHz e a 42 a 46 GHz. Tal antena consistia em um arranjo de dipolos com refletor metálico e um sub-refletor baseado em FSS que era capaz de refletir as frequências de 42 a 46 GHz sendo transparente para as frequências de 7,25 a 7,75 GHz.

No ano de 1994, Te-Kao Wu e Shung-Wu Lee propuseram uma antena com quatro bandas de frequência (Ka, X, Ku e S). O sub-refletor baseado em FSS era transparente às bandas Ka e S e reflexivo para as bandas X e Ka. A antena foi desenvolvida para atender aplicações espaciais da NASA [55][56].

O grupo de pesquisa do laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*) do Inatel publicou quatro trabalhos baseados em uma antena refletora com um

SR-FSS capaz de operar nas bandas S e X [33-36]. A antena foi integrada a um radar baseado em um transceptor fotônico e utilizada para a detecção de alvos aéreos não cooperativos.

2.2 Metodologia de Projeto da Antena com Refletor Parabólico

A antena com refletor parabólico é tipicamente utilizada em enlace ponto-a-ponto terrestre e satelitais. Seu alto ganho é assegurado pela sua capacidade de colimar o feixe de irradiação direcionado à sua concavidade. O princípio de funcionamento do refletor parabólico é transformar uma frente de onda esférica, irradiada por um alimentador, em uma frente de onda plana, que desloque por um mesmo caminho retilíneo paralelo. A frente de onda representa a posição geométrica dos pontos que possuem a mesma fase, desta forma é necessário encontrar um ponto para o alimentador capaz de garantir que todas as ondas emitidas por ele percorram a mesma distância geométrica até um plano paralelo ao refletor [40][41].

A Figura 2.1 apresenta um refletor parabólico sendo iluminado por uma antena do tipo corneta. É possível identificar flechas que representam as frentes de onda irradiadas pela antena corneta e um plano paralelo ao refletor parabólico. Verifica-se também as variáveis D, d e f, que caracterizam o tamanho do refletor, a profundidade e a distância focal, respectivamente. Para que todos os raios emitidos pela fonte se somem construtivamente, é necessário que todos possuam a mesma fase. Com isso, o caminho até o plano de referência será o mesmo. O ponto onde a fonte é posicionado e que garante que os raios percorram a mesma distância, é conhecido como ponto focal. Cada refletor possui um ponto focal ótimo, que depende de D e d. Entretanto, o ponto também pode ser definido pelo ângulo de abertura da fonte θ_{ab} e de D. O ponto focal pode ser encontrado analisando-se as distâncias geométricas que os raios da frente de onda percorrem.

Ao analisar a Figura 2.2, torna-se possível estabelecer algumas relações para o cálculo exato da distância focal do refletor. Dois raios emitidos pela fonte, um raio central que percorre as distâncias f e g, e outro raio angulado θ_{ab} em relação a fonte,

percorrem as distâncias h e i. Sendo assim, deve ser atendida a condição (2.1) para que os dois raios eletromagnéticos possuam a mesma distância percorrida.

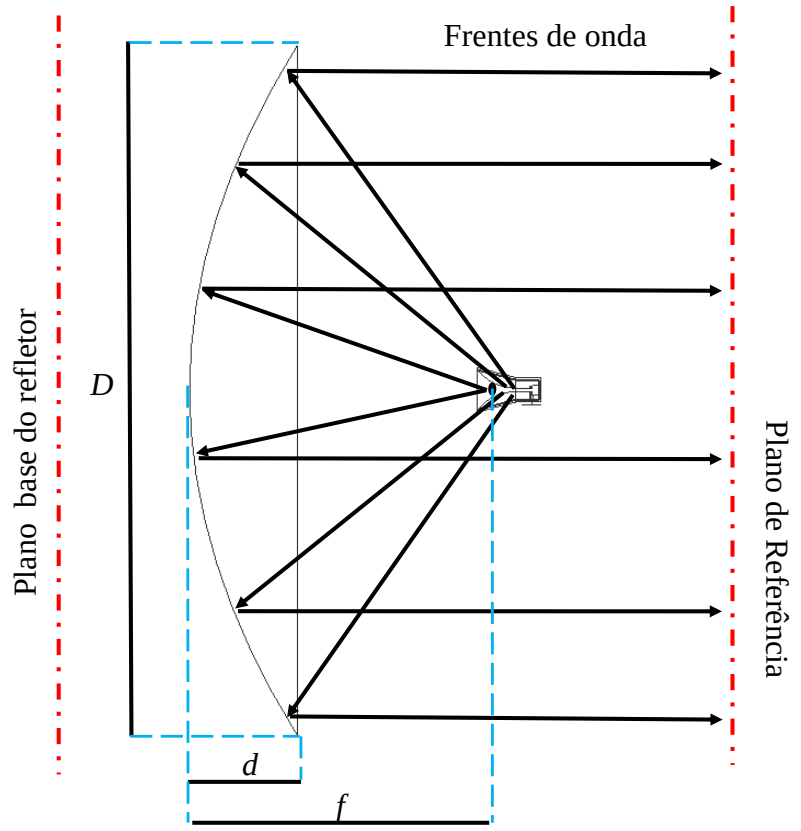


Figura 2.1 *Princípio de funcionamento da antena parabólica excitada pelo foco.*

$$f + g = h + i \tag{2.1}$$

Aplicando-se as relações trigonométricas, obtêm-se:

$$i = h\cos(\theta_{ab}) + g - f \tag{2.2}$$

$$\frac{D}{2} = h \operatorname{sen} \theta_{ab} \tag{2.3}$$

Ao substituir a equação 2.2 em 2.1, têm-se:

$$2f = h(1 + \cos\theta_{ab}) \tag{2.4}$$

Finalmente, após isolar h em (2.3) e substituir em (2.4), torna-se possível chegar em (2.5),

$$2f = \frac{D(1+\cos\theta_{ab})}{2\text{sen}\,\theta_{ab}} \rightarrow f = \frac{D(1+\cos\theta_{ab})}{4\text{sen}\,\theta_{ab}} = \frac{D}{4\text{tg}\frac{\theta_{ab}}{2}} = \frac{D}{4}\cot\frac{\theta_{ab}}{2} \qquad (2.5)$$

que relaciona apenas a abertura de feixe da antena iluminadora e o diâmetro do paraboloide para se calcular a distância focal.

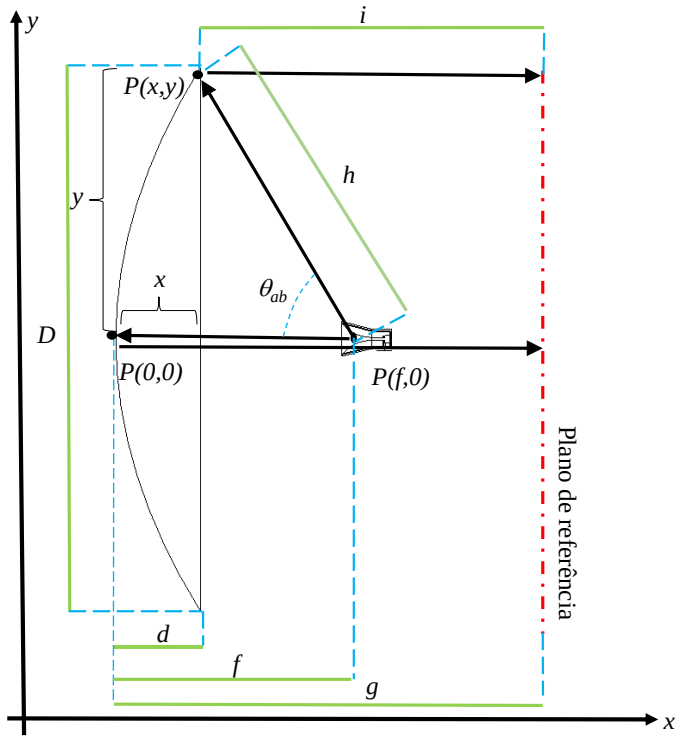


Figura 2.2 *Detalhes da propagação em um refletor parabólico.*

Outra maneira de se obter o ponto focal da antena é por meio das dimensões do refletor. Ainda na Figura 2.2, pode se verificar os três pontos cartesianos $P\ (0,0)$, $P\ (F,0)$ e $P\ (x,y)$, que permitem encontrar a expressão da parábola. Como as frentes de onda emitidas pela fonte devem percorrer a mesma distância geométrica, pode-se verificar pela Figura 2.3 que $2f + g - f = h + g - x$, logo $f + x = h$. Ao se relacionar os pontos $P(f,0)$ e $P(x,y)$ para calcular h, pode-se encontrar a seguinte expressão:

$$f + x = \sqrt{(f-x)^2 + (0-y)^2} \rightarrow f^2 + 2fx + x^2 = f^2 - 2fx + x^2 \rightarrow y^2 = 4fx \qquad (2.6)$$

Pode-se então substituir em y e x as variáveis que representam as dimensões do refletor. A máxima dimensão que x pode assumir será a profundidade do refletor e o máximo valor que y assumirá no sentido positivo da expressão da parábola será $D/2$, implicando:

$$\left(\frac{D}{2}\right)^2 = 4fd \rightarrow f = \frac{D^2}{16d}. \tag{2.7}$$

As equações 2.5 e 2.7 permitem definir o ponto geométrico que irá garantir que as ondas eletromagnéticas emitidas pela fonte se somem em fase e concentrem-se em um único feixe diretivo. Ao igualar-se (2.5) e (2.7), obtêm-se:

$$\theta_{ab} = 2\text{arctg}\left(\frac{4d}{D}\right), \tag{2.8}$$

que relaciona a profundidade do refletor parabólico e metade da abertura de feixe de meia potência do iluminador.

A curva apresentada na Figura 2.3 correlaciona a abertura de feixe do excitador com a relação entre profundidade e o diâmetro do refletor. Dado que já exista um iluminador, é possível definir as dimensões de projeto do refletor parabólico, por meio desta relação.

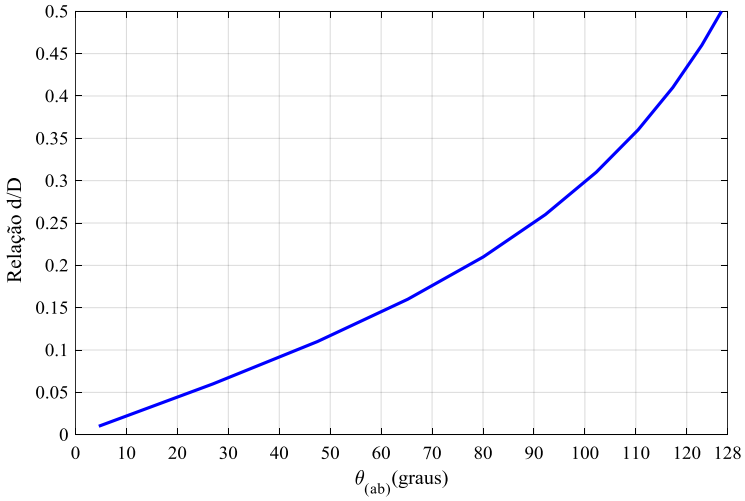


Figura 2.3 *Relação da profundidade do paraboloide com a abertura de feixe de meia potência do iluminador.*

Para exemplificar a importância de se posicionar o excitador no foco do refletor, realizou-se uma simulação numérica com o software TICRA-GRASP 10.3.0, que

aplica as mesmas relações de distância focal desenvolvidas, (2.5) e (2.7), e resolve as equações de campo de irradiação, aplicando propriedades de óptica física (PO - *Physical optics*). Este recurso numérico é importante para análise de diagramas de irradiação, por meio do cálculo do campo disperso emitido em uma superfície refletora metálica, quando as dimensões do refletor são muito maiores que o comprimento de onda [57][40]. Neste caso, a simulação consiste em utilizar as dimensões de um refletor comercial, variando-se primeiramente a posição do alimentador, mantendo a abertura de feixe para analisar o impacto no diagrama e no ganho da antena. Posteriormente, analisou-se o impacto causado no ganho e diagrama da antena ao se manter o alimentador na posição correta do foco do refletor e variou-se o ângulo de abertura do alimentador.

A Figura 2.4 apresenta as variáveis relacionadas às dimensões da antena parabólica, assim como a tela onde os parâmetros da antena são configurados no programa TICRA, e a representação da imagem da antena que o mesmo gera. As dimensões de uma antena comercial de satélite para sistemas de televisão analógico, operante em 4 GHz, são: $D = 1{,}5$ metros e $d = 0{,}195$ metros, acarretando em $f = 0{,}48$ metros e $\theta_{ab} = 76°$.

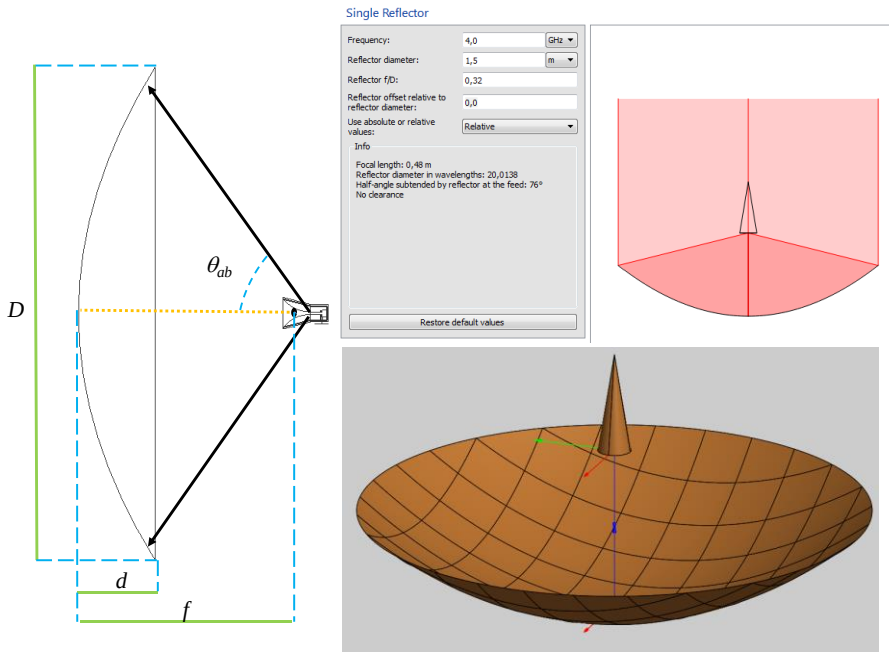
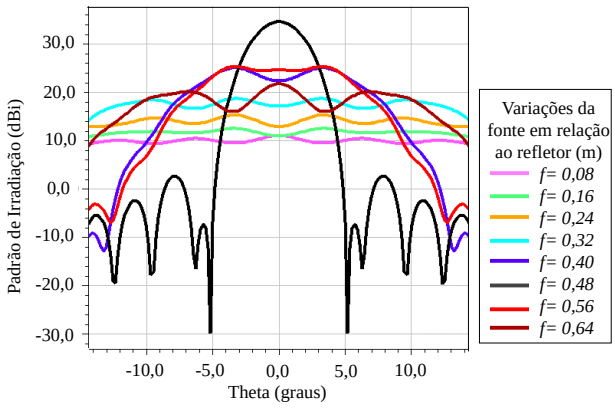
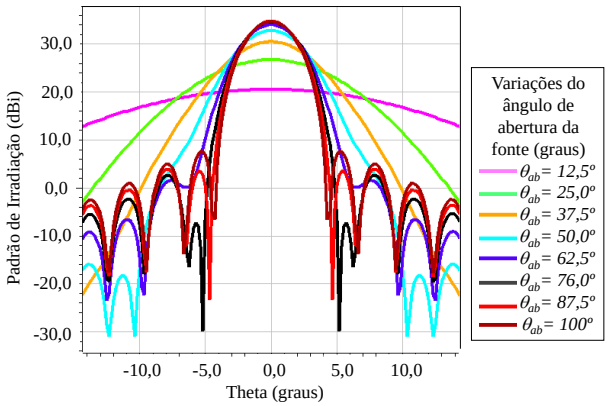


Figura 2.4 *Principais dimensões da antena parabólica e a tela do programa TICRA-GRASP baseado em ótica física.*

A Figura 2.5(a) apresenta o diagrama de irradiação ao se variar a posição do iluminador em relação ao refletor principal. Percebe que a curva preta, que representa o diagrama de irradiação quando o iluminador está na posição focal exata do refletor, possui o melhor desempenho entre todas as outras posições do iluminador. Nota-se que a distância focal é um importante fator de projeto, que pode afetar de forma significativa o desempenho da antena parabólica. O sistema é pouco robusto em relação à distância focal, ou seja, uma pequena variação pode causar uma deformação no formato do diagrama, além de uma perda de ganho, devido ao fato das várias frentes de onda refletidas no paraboloide não se somarem em fase. Verifica-se que, conforme o iluminador vai se aproximando do ponto focal, o diagrama de irradiação se concentra e o ganho começa a aumentar. Ao comparar a curva preta com as curvas azul e vermelha, nota-se que houve uma queda de aproximadamente 10 dB ao se variar o iluminador de 8 cm em relação ao foco. Outra importante conclusão é observada na Figura 2.5(b) ao se manter o excitador no foco correto do refletor e variar sua abertura de feixe. Nesta, o impacto causado no diagrama de irradiação é menor. A degradação de desempenho é mais intensa para aberturas de feixe menores, dado que não iluminam todo o paraboloide e, desta maneira, não fazem uso de toda área do refletor. Os valores de abertura de feixe maiores que o calculado, provocam um aumento nos lobos secundários e pouco impactam no ganho da antena. Nota-se ao comparar a curva preta θ_{ab} (calculado) com a curva azul claro que uma variação de menos 26º impacta em uma perda de ganho menor que de 3 dB. Tal comportamento mostra que o sistema é mais robusto à variação de abertura de feixe do iluminador caso o mesmo seja posicionado na posição correta do foco.



(a)



(b)

Figura 2.5 *Análise do diagrama de irradiação da antena parabólica: (a)Variação da distância do iluminador em relação ao refletor; (b)Variação do ângulo de abertura do iluminador.*

Uma característica de irradiação importante considerada nos projetos de antenas parabólicas é o ganho em função do diâmetro do paraboloide e do comprimento de onda. O ganho G_o da antena parabólica em relação à isotrópica é dado por (2.9) o qual λ é o comprimento de onda, k representa a eficiência relacionada às perdas do sistema, perda por descasamento de impedância, perda por diferença de fase, perda por rugosidade do paraboloide entre outras, e γ é a eficiência de abertura [41].

$$G_o = k\gamma\pi^2(\frac{D}{\lambda})^2 \tag{2.9}$$

A parcela $k\gamma$ inclui a eficiência de irradiação e a eficiência de abertura da antena. Na prática antenas parabólicas construídas com usinagem de precisão podem prover um produto $k\gamma$ de aproximadamente 0,6. Isto implica em ganho aproximado dado por (2.10).

$$G_o \cong 6(\frac{D}{\lambda})^2 \tag{2.10}$$

Esta expressão é largamente utilizada na prática para se estimar o ganho de antenas parabólicas e serve de referência para o cálculo de projeto. Para verificar o ganho estimado calcula-se:

$$G_o \cong 6\left(\frac{1{,}5}{0{,}074948}\right)^2 = 2.403{,}33 \rightarrow G_o \cong 33{,}8(dBi).$$

Comparando ao valor da simulação ($G_O \cong$ 34,59 dBi) verifica-se um erro de apenas 0,79 dB, justificado pela maior eficiência de irradiação considerada pela simulação. A Figura 2.6 apresenta o ganho em função da frequência para diferentes diâmetros de refletores comumente utilizados em sistema de radiodifusão, redes móveis e provedores de Internet. Portanto, quanto maior o refletor, maior será o ganho da antena. A Figura 2.6 pode contribuir para projetos que utilizam refletores com diâmetro de 0,3, 0,6, 0,9, 1,5 e 2,4 metros.

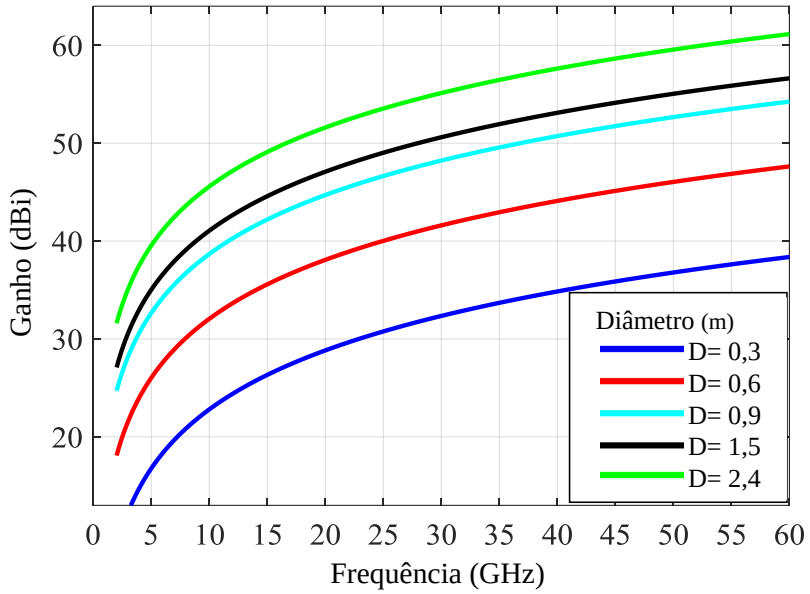


Figura 2.6 Ganho em função da frequência para alguns diâmetros de refletores parabólicos excitados pelo foco.

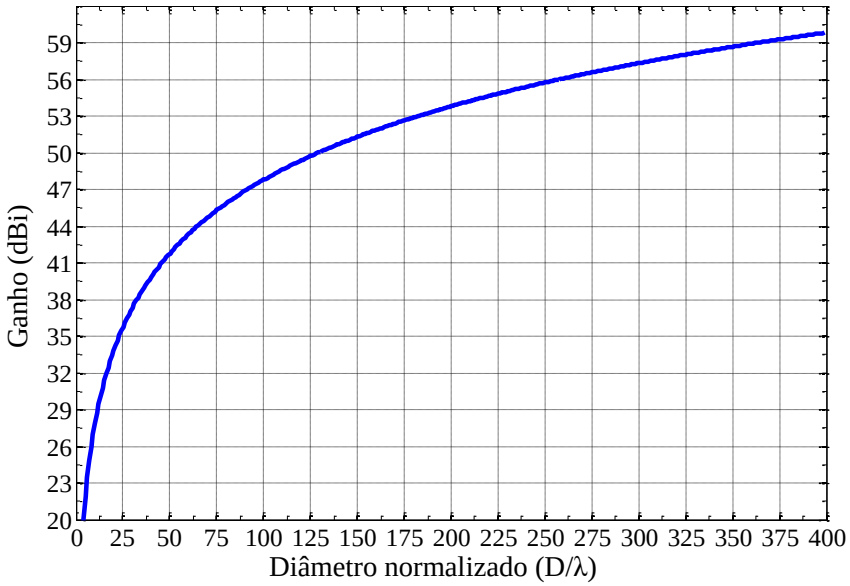


Figura 2.7 Ganho em função do diâmetro normalizado do refletor parabólico.

A Figura 2.7 mostra o ganho obtido em função do diâmetro normalizado. Em outras palavras, é possível saber quantos comprimentos de onda serão necessários ao refletor para atingir-se o ganho desejado. Nota-se que para ganhos típicos, em torno de 40 dBi, a antena necessita de um diâmetro de pelo menos 50λ. Lembra-se que as Figuras 2.6 e 2.7 foram obtidas considerando eficiência de irradiação igual a 60%.

Importante ressaltar que as expressões abordadas nesta sessão são para o iluminador do paraboloide posicionado no centro do refletor, deslocado na distância do foco do refletor. Não foram considerados possíveis deslocamentos em relação à linha central do refletor.

2.3 Metodologia de Projeto da Antena do Tipo Cassegrain

As antenas de duplo refletor do tipo Cassegrain são muito utilizadas na astronomia, sistemas satelitais e de comunicações. Por possuir dois refletores, este tipo de antena permite aumentar a eficiência de abertura e flexibiliza o projeto. Seu princípio de funcionamento é similar ao da antena parabólica, porém, o percurso realizado pelas frentes de onda emitidas pelo iluminador sofre uma reflexão a mais. É necessário, para que exista a concentração do feixe, um refletor eletromagnético parabólico e um sub-refletor hiperbólico. O iluminador é posicionado entre os refletores, direcionado para o sub-refletor, cuja concavidade é voltada para o iluminador. Todos percursos que as frentes de onda percorrem devem resultar na mesma distância geométrica para que elas se somem em fase. É necessário encontrar o ponto no qual o iluminador e o sub-refletor devem ser posicionados para que a combinação construtiva ocorra [40][41].

A Figura 2.8 apresenta a configuração de um sistema de antena com formato Cassegrain, incluindo as variáveis que relacionam as suas dimensões e o princípio de funcionamento da antena. Os raios representam as ondas eletromagnéticas emitidas pelo iluminador. As variáveis que relacionam as dimensões da antena são: D e d para o diâmetro e profundidade do refletor parabólico respectivamente; $D_{sub-refletor}$ para o diâmetro e $d_{sub-refletor}$ para a profundidade do sub-refletor hiperbólico; f a

distância focal do refletor parabólico; s_f a distância entre o iluminador e a base do sub-refletor; s_r a distância entre a base do sub-refletor hiperbólico e o ponto focal do refletor parabólico. O ponto focal do paraboloide em sistemas de duplo refletor é conhecido como foco virtual, enquanto o ponto onde o iluminador é posicionado assume o nome de foco real.

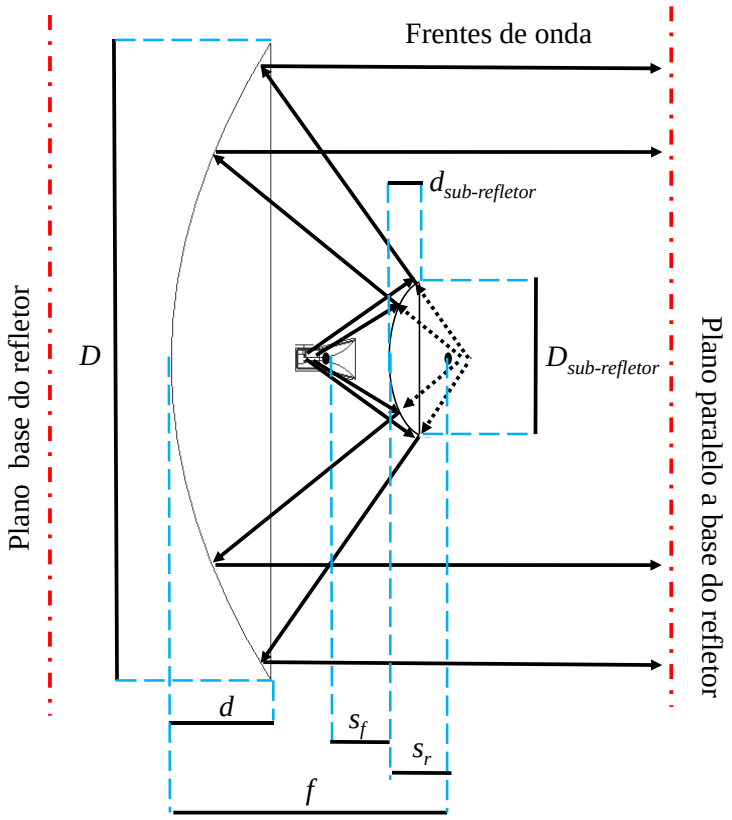


Figura 2.8 *Princípio de funcionamento do sistema Cassegrain*

A Figura 2.9 apresenta: em seu lado esquerdo, a configuração da antena Cassegrain de forma completa; em seu lado direito, uma ampliação da mesma na parte em que se refere ao posicionamento dos pontos focais real e virtual. Para que se possa deduzir algumas das expressões que regem o sistema Cassegrain, variáveis auxiliares foram criadas e podem serem vistas na Figura 2.9. As variáveis $a, b, c, i, j, m\ e\ n$, representam distâncias geométricas e serão base para se calcular as principais dimensões e distâncias $(D, d\ ,\ D_{sub-refletor}, d_{sub-refletor,}\ s_f, s_r\ , \theta_{ab}, \theta_{cd})$ que envolvem o projeto da antena Cassegrain. Sendo θ_{cd}, metade da abertura de feixe de meia potência do iluminador posicionado no ponto real.

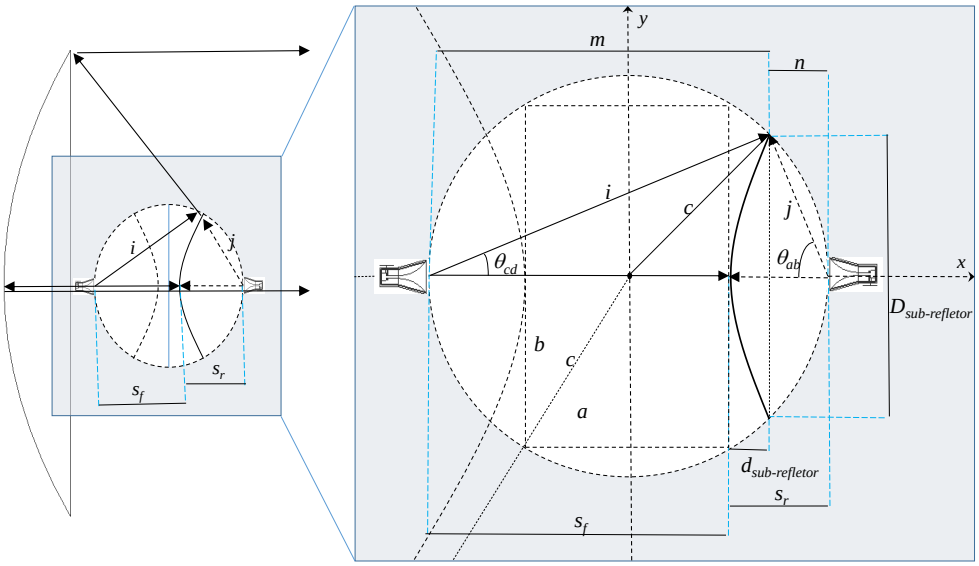


Figura 2.9 *Sistema Cassegrain e variáveis de projeto.*

Ainda na Figura 2.9, verifica-se ao lado direito da imagem, um plano cartesiano xy e, no centro dele, uma circunferência pontilhada de raio c, que tangencia do seu lado esquerdo o iluminador posicionado no ponto real e do lado direito o iluminador no ponto virtual. Observa-se também o sub-refletor em forma de hipérbole e a sua simetria em pontilhado, que pode ser descrita pela expressão da hipérbole. A equação (2.11) descreve a hipérbole em coordenadas cartesianas.

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \tag{2.11}$$

A excentricidade que determina a forma desta hipérbole, ou seja, a quão côncava ela é, é dada pela relação (2.12).

$$e = \frac{c}{a} \tag{2.12}$$

Com base na Figura 2.9, pode se por meio de algumas propriedades trigonométricas, chegar em relações que permitem calcular as variáveis de projeto da antena Cassegrain. Verifica-se que:

$$s_f - s_r = 2a \tag{2.13}$$

$$s_f + s_r = 2c \tag{2.14}$$

assim, substituindo a equação 2.13 e 2.14 em 2.12 têm-se,

$$e = \frac{s_f + s_r}{s_f - s_r} \tag{2.15}$$

ou ainda,

$$\frac{s_f}{s_r} = \frac{(e+1)}{(e-1)}, \tag{2.16}$$

que associa a excentricidade e as distâncias as quais o iluminador e o sub-refletor são posicionados. Ao analisar o princípio de funcionamento da antena parabólica, descrito no Capítulo 2.1.1, percebe-se que a diferença entre o sistema Cassegrain, em relação as distâncias geométricas percorridas pelos raios emitidos pelas fontes (Figura 2.3 raio central e raio mais externo), pode ser expressa por (2.17) e (2.18).

$$s_f - s_r = i - j \tag{2.17}$$

$$s_f + s_r = m + n \tag{2.18}$$

Por estas equações e aplicando se relações trigonométricas de triângulo retângulo é possível obter (2.19), (2.20), (2.21) e (2.22).

$$i = \frac{D_{sub-refletor}}{2\text{sen}\,\theta_{cd}} \tag{2.19}$$

$$j = \frac{D_{sub-refletor}}{2\text{sen}\,\theta_{ab}} \tag{2.20}$$

$$m = \frac{D_{sub-refletor}}{2\text{tg}\,\theta_{cd}} \tag{2.21}$$

$$n = \frac{D_{sub-refletor}}{2\text{tg}\,\theta_{ab}} \tag{2.22}$$

Por meio destas equações, é possível estabelecer os principais parâmetros de projeto, pois substituindo as equações (2.19) e (2.20) em (2.17) e ainda as equações (2.21) e (2.22) em (2.18), têm-se:

$$s_f - s_r = \frac{D_{sub-refletor}}{2}\left(\frac{1}{\text{sen}\,\theta_{cd}} - \frac{1}{\text{sen}\,\theta_{ab}}\right), \tag{2.23}$$

$$s_f + s_r = \frac{D_{sub-refletor}}{2}\left(\frac{1}{\text{tg}\,\theta_{cd}} + \frac{1}{\text{tg}\,\theta_{ab}}\right), \tag{2.24}$$

que relacionam as distâncias as quais o iluminador e o sub-refletor são posicionados, a abertura de feixe do iluminador e o diâmetro do hiperboloide. Chega-se ainda a outra importante relação ao se substituir as equações (2.23) e (2.24) em (2.15),

$$e = \frac{\text{sen}\left(\frac{\theta_{cd} + \theta_{ab}}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\theta_{ab} - \theta_{cd}}{2}\right)}, \tag{2.25}$$

que associa a excentricidade do hiperboloide ao ângulo de abertura do refletor parabólico e a abertura de feixe do iluminador. Também é possível expressar (2.25) de maneira a encontrar θ_f de posse da excentricidade e de θ_r sem a necessidade de uma análise empírica. A Figura 2.10 apresenta uma parábola equivalente e simétrica à parábola principal, porém espelhada em relação ao ponto focal real da antena Cassegrain. Isto permite calcular o foco equivalente como indicado na figura, utilizando-se a equação (2.5), porém, com a substituição na fórmula de θ_r por θ_f. Com base na Figura 2.10, verifica-se aplicando associações trigonométricas que $\frac{s_f}{s_r} = \frac{f_{eq}}{f}$ e ainda que, ao se substituir as equações (2.5) e (2.16) nesta relação, chega-se em:

$$\theta_f = 2\text{arctg}\left(\frac{\text{tg}\left(\frac{\theta_r}{2}\right)}{\left(\frac{e+1}{e-1}\right)}\right). \tag{2.26}$$

A relação $\left(\frac{e+1}{e-1}\right)$ também é conhecida como *fator de ampliação*, e será representado pela letra u. O *fator de ampliação* é o termo que multiplica a distância focal virtual (neste caso) pelo foco equivalente.

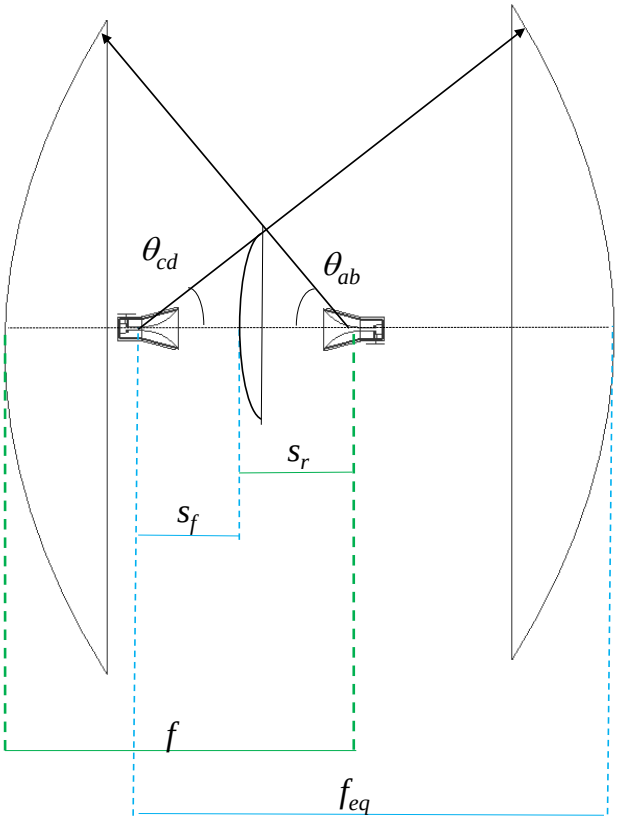


Figura 2.10 *Análise para um foco equivalente.*

O projeto da antena Cassegrain também leva em consideração as equações anteriormente deduzidas no projeto da antena parabólica, no cálculo do foco virtual (neste caso) e nas dimensões do paraboloide. De forma geral as equações (2.15), (2.25), (2.23) e (2.24) permitem o projeto da antena Cassegrain, porém uma relação que também pode contribuir e relaciona as equações anteriormente deduzidas no projeto da parabólica e da Cassegrain em uma única expressão surge da divisão entre as equações (2.5) e (2.24),

$$\frac{f_{ph}}{f} = \left(\frac{D_{sub-refletor}}{D}\right)\left(2\tan\left(\frac{\theta_r}{2}\right)\left(\frac{1}{\tan\theta_r} + \frac{1}{\tan\theta_f}\right)\right), \tag{2.27}$$

sendo $f_{ph} = s_f + s_r$, no qual f_{ph} é o foco geométrico do sub-refletor hiperbólico.

Outra expressão que garante eficiência de bloqueio, causada pelo sub-refletor e o iluminador, é dada pela expressão [41]:

$$D_{sub-refletor} \cong \sqrt{\frac{3f\lambda}{\gamma}} \tag{2.28}$$

que calcula de forma aproximada o diâmetro do sub-refletor em função da distância do focal geométrico virtual f, da eficiência de abertura do iluminador γ e do comprimento de onda λ. Porém, esta é uma aproximação, com erro menor 3%, para ângulos de abertura menores que 34º [58]. Sugere-se também, segundo Granet [58], como métrica de projeto, que o sub-refletor hiperbólico possua um tamanho $D_{sub-refletor} \leq 0.1\ D$ e $D_{sub-refletor} \gg 5\lambda$ para garantir uma eficiência de bloqueio maior que 99 %. As fórmulas aqui apresentadas devem ser manipuladas dependendo das variáveis exigidas no projeto.

De forma similar ao exemplo apresentado na Seção 2.2, serão realizadas simulações numéricas utilizando o programa TICRA-GRASP 10.3.0. Para tal análise, será utilizado o mesmo exemplo apresentado no Capítulo 2.1.1, o qual possui uma antena comercial de radiodifusão, operante em 4 GHz com as seguintes dimensões: $D = 1{,}5$ metros, $d = 0{,}195$ metros, $f = 0{,}48$ metros e $\theta_{ab} = 76°$. Como parâmetro de entrada do projeto da Cassegrain, será considerado $\frac{f_{ph}}{f} = 0{,}5$ e excentricidade (e) igual a 3. Aplicando as equações (2.26), (2.27), obtém-se $\theta_{cd} = 42{,}67°$, $D_{sub-refletor} = 0{,}36$ metros, $f_{ph} = 0{,}24$ metros, $f_{ph} = 0{,}08$ e $s_r = 0{,}16$. Para calcular $d_{sub-refletor}$, faz-se $s_r - m$ e obtêm-se uma nova expressão,

$$d_{sub-refletor} = \left(\frac{f_{ph}}{1+u}\right) - \frac{D_{sub-refletor}}{2\,\mathrm{tg}\,\theta_{cd}}, \tag{2.29}$$

que resulta, neste caso, $d_{sub-refletor}$ igual a 0,035 metros.

A Figura 2.11 apresenta as principais variáveis de projeto da antena Cassegrain e uma imagem da tela do programa. Foram variadas algumas dimensões de projeto e avaliado o impacto que estas variações causam no intuito de observar o comportamento do diagrama de irradiação. Foram analisados três cenários: a influência causada pela variação do iluminador em relação a distância focal calculada (f_{ph}); a variação causada pela a abertura de feixe de meia potência do iluminador

(θ_{cd}); a variação causada devido à posição do sub-refletor. Variou-se a distância do iluminador em relação ao ponto focal virtual, depois a mudança de posicionamento do sub-refletor e a abertura de feixe do iluminador. Todas as variações foram feitas de forma independente e sem alterar qualquer outro parâmetro ou dimensão estabelecida no cálculo de projeto.

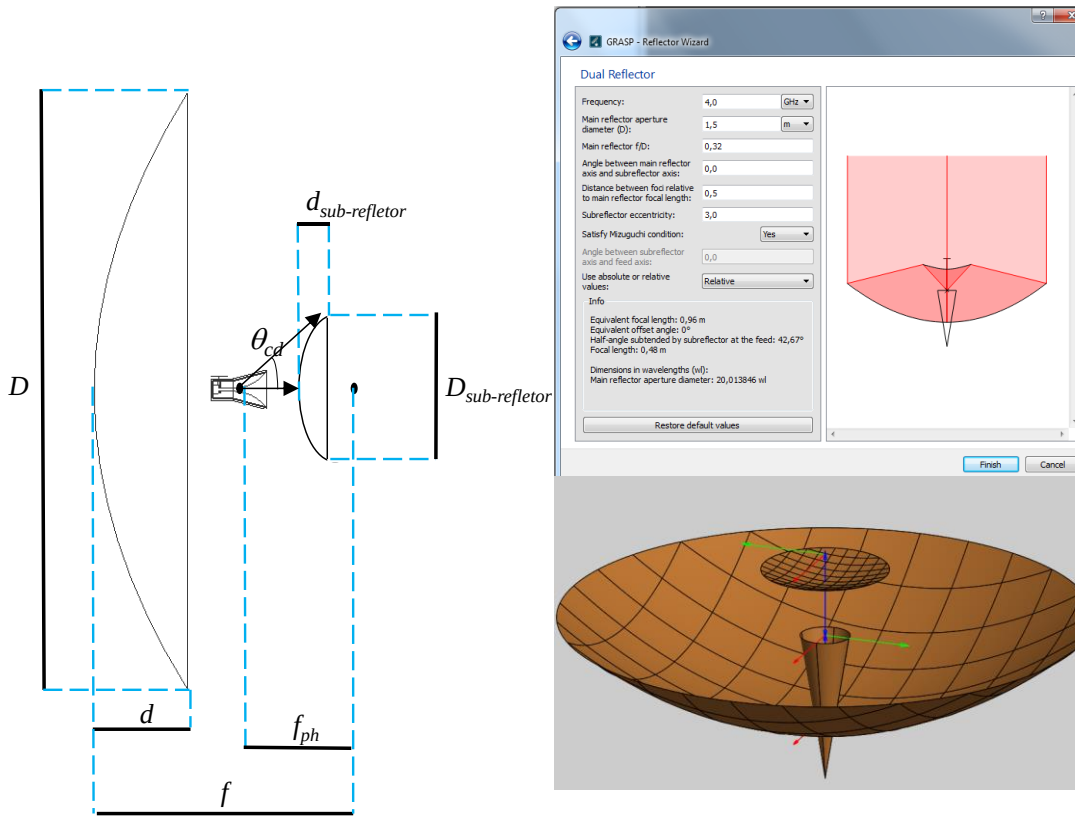


Figura 2.11 *Principais dimensões da antena Cassegrain e tela do programa TICRA.*

Os resultados destas variações podem ser observados na Figura 2.12. Na Figura 2.12(a) nota-se que a curva preta, referente ao valor de f_{ph} calculado em projeto, teve o melhor desempenho em comparação com as outras variações. Verifica-se que a distância ideal é $f_{ph} = 0{,}24\, metros$. Ao se aproximar o iluminador do sub-refletor ($f_{ph} = 0{,}15\, m$ e $f_{ph} = 0{,}1\, m$) os lobos secundários e o ganho diminuem. Ao se distanciar o iluminador do sub-refletor ($f_{ph} = 0{,}3\, m$), os lobos secundários aumentam, e o ganho é menor. Isto se justifica, já que quanto mais próximo o iluminador ficar do sub-refletor, maior será a variação na fase do campo e, consequente, nem todas as ondas se somarão em campo distante, impactando no ganho. A curva preta possui ganho de 34,44 dBi, as curvas azul e vermelha escura de

32,72 dBi e a curva verde de 29,97 dBi. Conclui-se que uma pequena variação do iluminador em relação à distância focal do hiperboloide pode causar uma diminuição considerável no desempenho da antena.

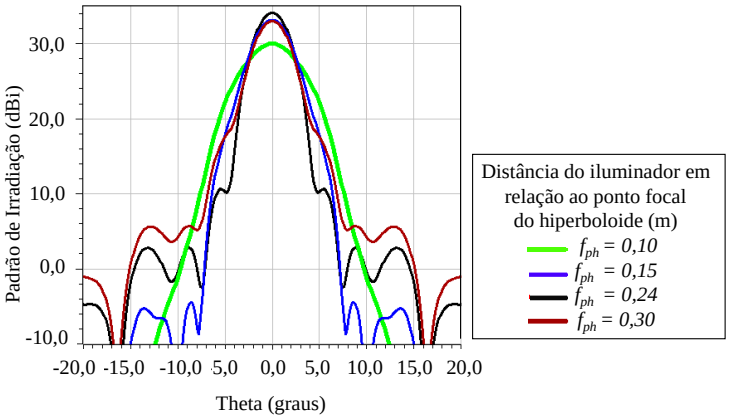
A Figura 2.12 (b) apresenta os resultados numéricos do diagrama de irradiação em função da variação da distância do hiperboloide. Para a posição zero, não houve variação da distância do hiperboloide em relação aos valores de projeto; para a distância de 0,1 metros significa, que o hiperboloide afastou-se para a direita de 0,1 metros. Nota-se que pequenas variações no sub-refletor provocam uma queda no ganho da antena, ou seja, a posição do sub-refletor é um parâmetro crítico o qual impacta de forma significativa no desempenho do sistema. Uma pequena variação deste parâmetro causou neste exemplo uma queda superior a 10 dBi.

A última análise proposta para este exemplo é vista na Figura 2.12(c). Foi realizada uma variação da abertura de feixe do iluminador de 8˚ à 58˚ e nota-se que para ângulos superiores à 42,67˚ não há alteração significativa no ganho, porém há um aumento nos lobos secundários. Para ângulos inferiores à 42,67º, há uma perda de ganho e diminui-se os lobos secundários.

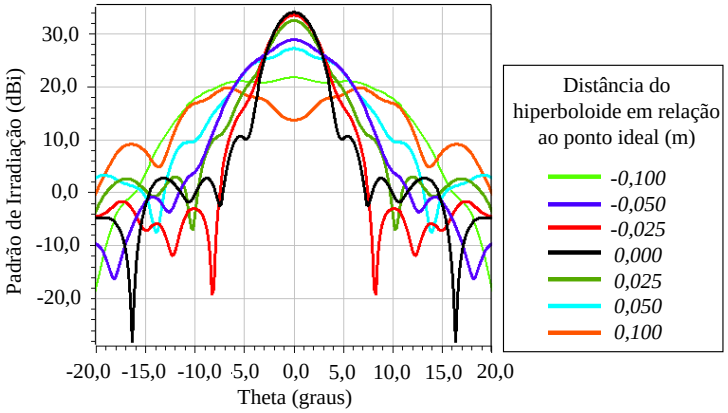
O ganho da antena Cassegrain é outro dado de projeto que deve ser considerado. Normalmente a antena Cassegrain possui uma eficiência de abertura maior que a da parabólica, entretanto a eficiência de bloqueio tende a ser pior. O ganho da antena Cassegrain é dado por [13]:

$$G_o = k\gamma\pi^2\left(\frac{D^2 - D_{sub-refletor}^2}{\lambda^2}\right). \tag{2.30}$$

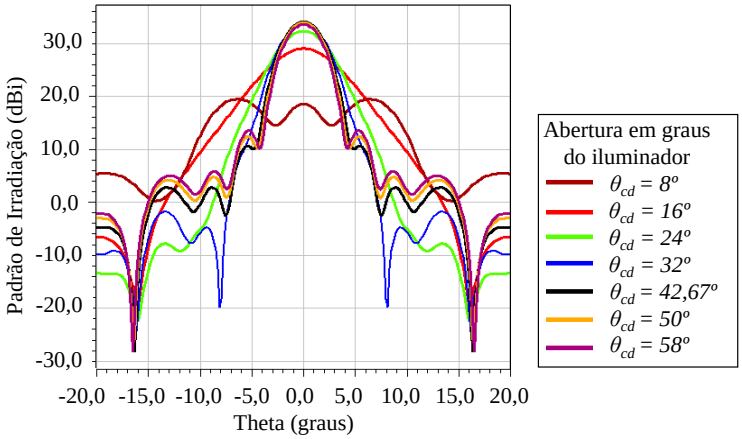
O ganho da antena Cassegrain, de forma aproximada, é muito próximo ao da antena parabólica excitada pelo foco. Considerando uma eficiência de abertura em torno de 85% e comparando com a equação (2.10), o ganho da Cassegrain é igual ao da parabólica excitada pelo foco, quando a diâmetro do sub-refletor é aproximadamente 10% o do refletor principal. Para sub-refletores com diâmetro superior a 10% do refletor principal, o ganho da antena tende a diminuir.



(a)



(b)



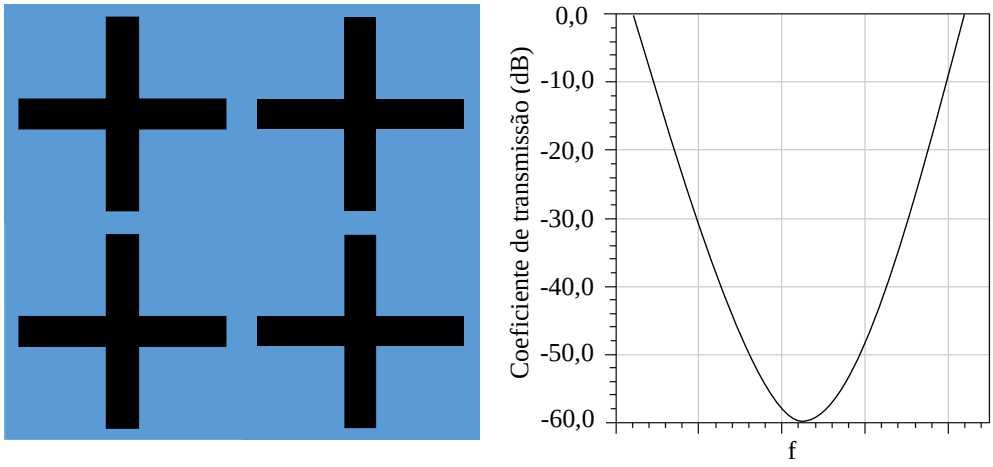
(c)

Figura 2.12 Análise do diagrama de irradiação da antena parabólica excitada pelo foco em função das variáveis projeto. (a)Variação da distância do iluminador em relação ao ponto focal; (b) Variação do ângulo de abertura do iluminador; (c) Variação do hiperboloide em relação a posição calculada de projeto.

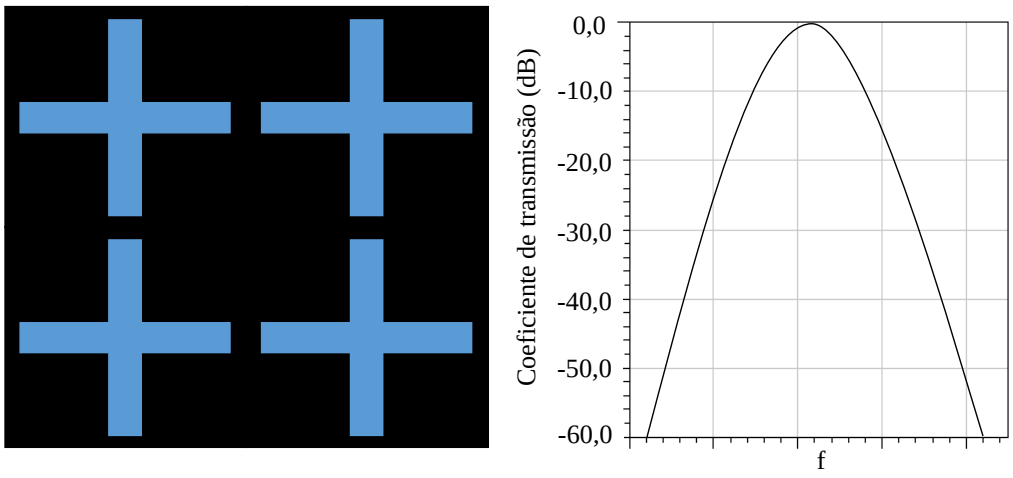
2.4 Superfície Seletiva em Frequência - FSS

Superfícies seletivas em frequência (FSS) fazem parte de uma subclasse de metamateriais. Não há uma definição universal de uma estrutura de metamaterial, pois elas abrangem diversos materiais artificiais com diferentes propriedades eletromagnéticas. Uma definição comumente utilizada é apresentada em [59], que classifica um metamaterial como um composto macroscópico de uma estrutura periódica ou não.

Em específico, a FSS é um arranjo periódico de elementos distribuídos sobre uma camada dielétrica [14][60]. Tais elementos geralmente são do tipo condutor ou de abertura e determinam o comportamento que a FSS assume. As FSS têm características similares às de um filtro rejeita-faixa ou passa-faixa, com dependência do tipo dos elementos que as compõem. Se estes elementos forem do tipo condutor, a FSS possuirá características de um filtro rejeita-faixa. Se forem de abertura, ela possuirá o comportamento de um filtro passa-faixa. A Figura 2.13 apresenta um resultado genérico de uma FSS com o formato de dipolo cruzado. Na Figura 2.13(a) observa-se um elemento do tipo condutor com comportamento de um filtro rejeita-faixa. A Figura 2.13(b) apresenta um elemento do tipo de abertura com comportamento de um filtro passa-faixa. Na Figura 2.13 a cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato.



(a)

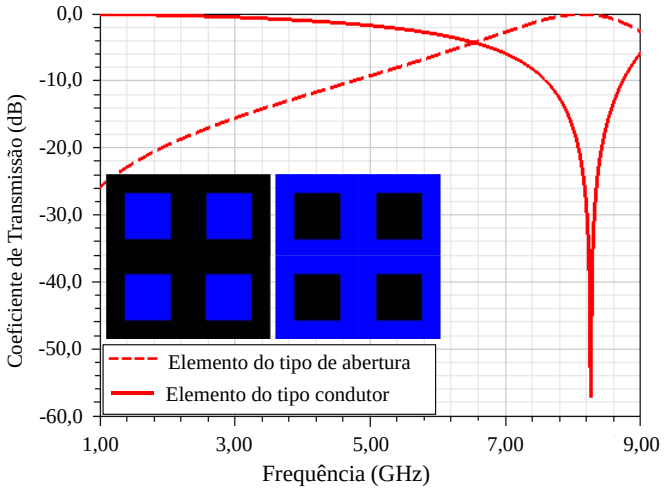


(b)

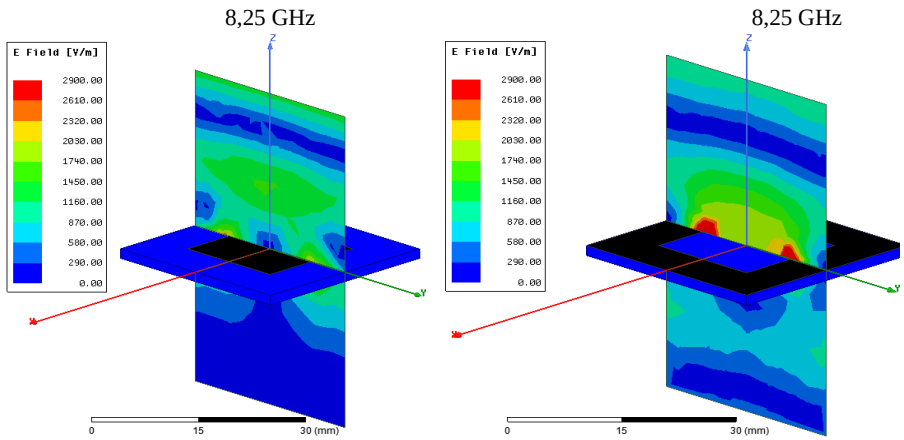
Figura 2.13 Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (b) Elemento tipo abertura.

No caso dos elementos do tipo de abertura, a FSS possui o comportamento de um filtro passa-faixa, pois quando a onda incidente se depara com a estrutura, é filtrada na frequência de ressonância da fenda, ou seja, conforme a onda eletromagnética entra na ressonância da fenda, a mesma é totalmente transmitida. Já no caso dos elementos do tipo condutor, a FSS se comporta como um filtro rejeita-faixa, no qual os elementos condutores entram em ressonância quando excitados pela onda incidente e os mesmos irradiam a potência na direção de reflexão, ou seja, nessa configuração os elementos se comportam como um condutor perfeito para frequência de ressonância da estrutura. Uma simulação numérica foi realizada no programa ANSYS HFSS, a fim de demonstrar o comportamento eletromagnético de uma FSS em suas duas possíveis configurações. Foi adotado um elemento retangular do tipo de abertura e do tipo condutor com as mesmas dimensões de aproximadamente $\lambda_g/2$. A Figura 2.14 apresenta os resultados numéricos das FSS do tipo condutora e de abertura. A Figura 2.14(a) apresenta o coeficiente de transmissão das duas estruturas, na qual a curva em tracejado, refere-se ao elemento de abertura, que para 8,25 GHz, a onda incidente é totalmente transmitida. Já a curva contínua, mostra o comportamento oposto ao da tracejada, para o elemento do tipo condutor a onda incidente é totalmente refletida em 8,25 GHz. Na Figura 2.14, a cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato.

O comportamento eletromagnético da FSS pode também ser observado por meio da Figura 2.14(b), a qual apresenta no plano *yz* a distribuição do campo elétrico sendo incididas sobre a estrutura, na configuração de uma FSS condutora e de abertura. Verifica-se no elemento tipo condutor que a onda incidente não atravessa a estrutura e no elemento tipo de abertura, percebe-se que a onda atravessa a estrutura.



(a)



(b)

Figura 2.14 *Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (b) Elemento tipo de abertura.*

A FSS também pode ser classificada como anteparo fino ou anteparo espesso [14]. Quando a espessura do elemento é de até 0,001λ da frequência de ressonância do anteparo, classifica-se como anteparo fino. De forma geral, as FSS de anteparo fino são fabricadas por métodos convencionais de circuitos impresso, enquanto as de

anteparo espesso, por meio da modelagem de blocos de metais. Outra classificação para as FSS é em relação ao seu tipo de formato. Na literatura, a classificação feita pelo pesquisador Bem A. Munk [14] é bem difundida. Segundo Munk, os formatos das FSS podem ser divididos em quatro grupos, N-polos conectados pelo centro, espiras, interior sólido e combinações.

A Figura 2.15 apresenta alguns formatos de FSS e o seu correspondente grupo. Na Figura 2.15(a), encontram-se o primeiro grupo que é composto por elementos que possuem N-polos conectados pelo centro. Na Figura 2.15(b), observa-se o segundo grupo composto por elementos de espiras. A Figura 2.15(c), apresenta o terceiro grupo constituído por estruturas com interior sólido e a Figura 2.15(d), o quarto grupo, que são compostos por elementos que combinam os formatos de mais de um grupo.

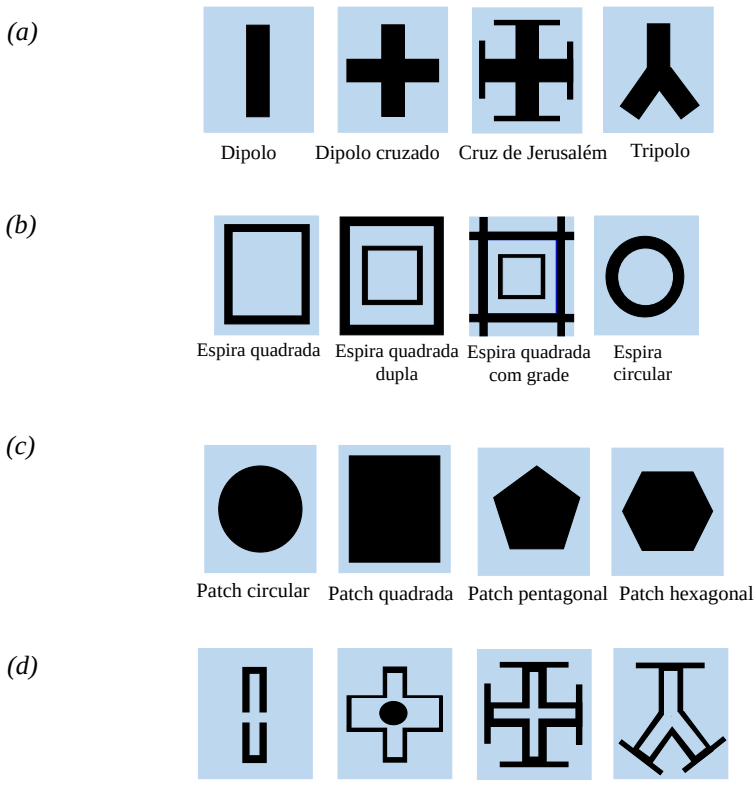


Figura 2.15 *Modelo de FSS do tipo dipolo cruzado. A cor preta representa o cobre e a cor azul o substrato, (a) Elemento tipo condutor, (a) Grupo 1 - N-polos conectados pelo centro, (b) Grupo 2 – Espiras, (c) Grupo 3 - Interior sólido, (d) Grupo 4 - Combinações.*

Os diversos formatos de FSS determinam seus comportamentos eletromagnéticos. Tais configurações permitem a explorar de diversas aplicações, pois

possibilitam combinações de faixa de rejeição ou passagem. As FSS, devido sua característica de filtragem ou bloqueio de ondas eletromagnéticas, são utilizadas em aplicações que vão além do campo das telecomunicações, como, por exemplo, em portas de fornos de micro-ondas para bloquear a passagem das ondas emitidas em seu interior [60]. Neste caso a FSS atua como um filtro passa-alta, pois permite a passagem de luz visível e reflete a faixa de frequência que o forno gera (2,45 GHz). As FSS também são utilizadas como radomes para blindagem de antenas em sistemas aéreos e marítimos, sendo projetada de forma a permitir apenas a banda de operação da antena, filtrando os sinais interferentes [61][62]. Outra aplicação a qual a FSS pode ser empregada é em células coletoras de energia solar, na qual a FSS permite a passagem apenas da faixa de frequência em que as células solares são mais eficientes [63][64]. Neste trabalho, a FSS será explorada como refletor e sub-refletor de antenas parabólicas, permitindo a estas antenas operarem em múltiplas faixas simultaneamente.

No estudo da FSS, muitas técnicas de análise podem ser empregadas, e a complexidade dos elementos determinará qual a melhor maneira. Existem algumas fórmulas que produzem resultados satisfatórios [14][60][65]. Entretanto, aplicam-se a estruturas especificas e dificilmente podem ser generalizadas para qualquer FSS. O método do circuito equivalente é outra forma de analisar a FSS, porém o processo de síntese deste circuito nem sempre é possível. Neste método, os elementos que compõem o arranjo são modelados como componentes indutivos ou capacitivos em uma linha de transmissão, sendo possível extrair o coeficiente de transmissão e reflexão da FSS com pouco tempo computacional.

O método de Floquet [66] apresenta-se como outro método bastante empregado e que traz resultados precisos e sem demandar um esforço computacional como o requerido pelo método dos elementos finitos (FEM - *Método dos elementos finitos*). O método de Floquet realiza extrapolações para arranjos infinitos [66], empregando uma solução híbrida com o método FEM, para analisar uma única célula e extrapolar para um arranjo infinito. Neste trabalho o método adotado para solução das estruturas FSS, foi o método FEM e o de Floquet, ambos utilizando o programa ANSYS HFSS.

Os resultados obtidos por análise computacional, devem ser confirmados por meio da fabricação e caracterização do protótipo. A Figura 2.16 apresenta uma das técnicas de medidas empregadas que utiliza duas antenas cornetas e um analisador de redes vetorial. As antenas cornetas são posicionadas uma de frente para outra e a estrutura FSS entre elas. A distância entre as cornetas deve garantir uma onda plana chegando na estrutura e, além disso, o ambiente para realização das medidas deve evitar o máximo de reflexão possível, se possível em uma câmara anecoica. Um analisador de redes realiza a medida dos coeficientes de transmissão e reflexão do esquema descrito.

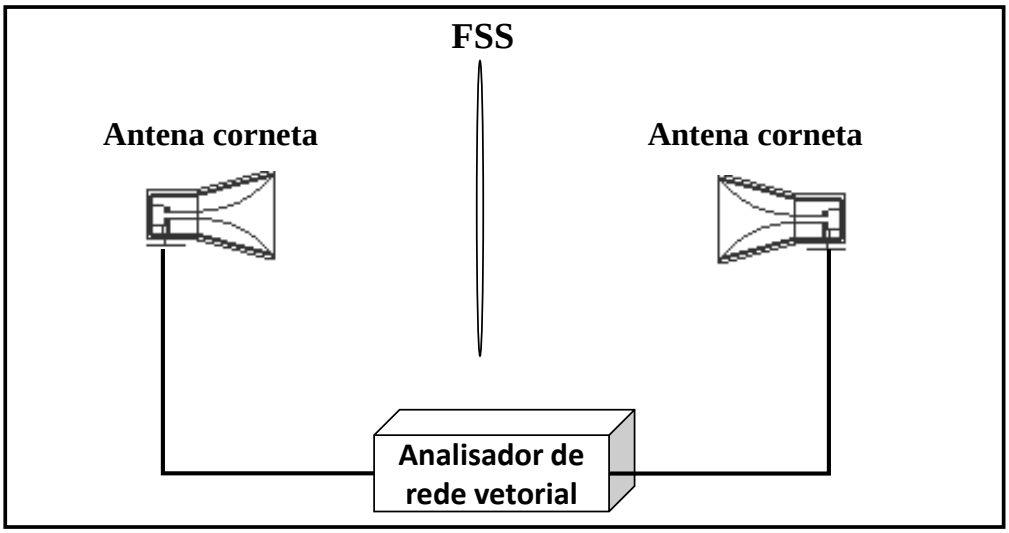


Figura 2.16 *Técnica de medição para se obter o coeficiente de transmissão e reflexão de uma estrutura FSS.*

Capítulo 3
3. Antena Refletora de Banda Dupla

Este Capítulo apresenta o desenvolvimento de uma antena refletora de alto ganho, capaz de operar simultaneamente em duas bandas de frequências. A antena integra em uma única estrutura uma antena parabólica e uma Cassegrain utilizando um sub-refletor baseado em FSS. A antena de duas bandas parabólica/Cassegrain baseada em um sub-refletor feito por uma FSS será nominada de DBPA-RAD, para aplicações de radares, e de DBPA-COM para comunicação, do inglês DBPA-RAD, *Dual-Band Parabolic/Cassegrain Antenna for radar*, e DBPA-COM *Dual-Band Parabolic/Cassegrain Antenna for communications.*

3.1 DBPA-RAD

A DBPA-RAD é uma antena refletora para radar, e integra em uma única estrutura dois iluminadores, um posicionado na configuração de uma parabólica excitada pelo foco e outro na estrutura Cassegrain. Esta configuração só é possível graças ao sub-refletor baseado em FSS (SR-FSS), o qual permite selecionar a banda que será refletida e a banda para a qual o sub-refletor é transparente para ondas incidentes sobre ele.

A Figura 3.1 apresenta o esquema da DBPA-RAD composta por dois iluminadores do tipo antena corneta, SR-FSS, um refletor principal metálico e hastes dielétricas que sustentam os iluminadores e o sub-refletor. Os iluminadores são projetados para operar em faixas de frequências distintas, com fator multiplicativo de três a quatro vezes (bandas S e X). Os iluminadores são posicionados um de frente para outro. O iluminador de banda baixa é posicionado próximo ao ponto focal do refletor principal e o outro iluminador próximo ao refletor principal. O SR-FSS,

localizado entre os dois refletores é projetado de forma a refletir as ondas emitidas pelo iluminador de banda alta e ser transparente as ondas emitidas pelo iluminador de banda baixa.

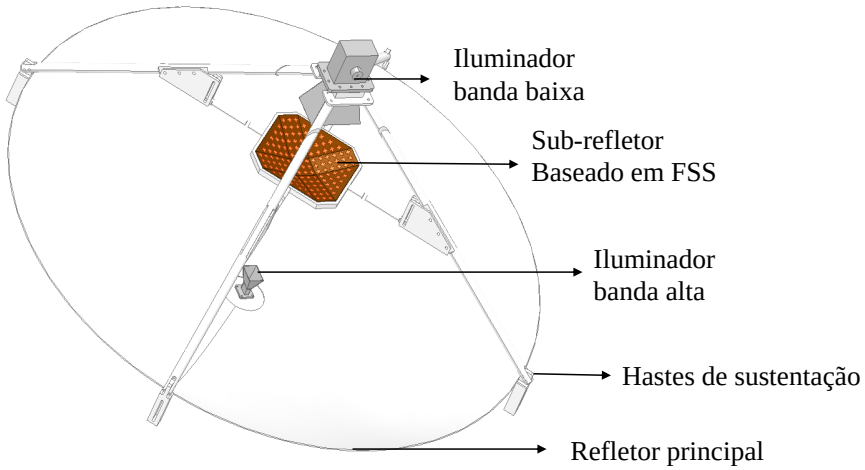


Figura 3.1 *Principais partes da DBPA-RAD.*

O princípio de funcionamento da DBPA-RAD é observado na Figura 3.2. As setas ilustram a propagação das ondas eletromagnéticas geradas pelos alimentadores que compõem a antena. A seta continua mostra que as ondas eletromagnéticas emitidas pelo iluminador de banda S atravessam o sub-refletor e são refletidas pelo refletor principal, formando uma antena parabólica excitada pelo foco. A seta pontilhada representa as ondas eletromagnéticas emitidas pelo iluminador da banda X, as quais são refletidas no SR-FSS, e posteriormente refletidas, no refletor principal formando um sistema Cassegrain. Portanto, a DBPA-RAD consegue combinar dois tipos de antenas refletoras de alto ganho, integrando uma antena parabólica excitada pelo foco e uma antena Cassegrain. Esta característica permite reduzir espaço, peso e custo quando comparado a sistemas que utilizam dois refletores parabólicos convencionais.

No projeto da antena DBPA-RAD, levou-se em consideração dimensões comercias que facilitassem o processo de fabricação da antena. Consideraram-se no projeto das antenas cornetas, transições guia de onda para cabo coaxial comerciais (WR-340 para a banda S e WR-90 para a banda X) e um refletor comercial de 1,2 metros de diâmetro constituído por 6 partes. As dimensões das antenas cornetas piramidais foram calculadas inicialmente utilizando as equações clássicas de projeto [19] e, posteriormente validadas e otimizadas no programa ANSYS HFSS. O projeto

da antena piramidal foi realizado baseando-se em triângulos básicos nos planos E (vertical) e H (horizontal). A Figura 3.3 apresenta as variáveis de projeto.

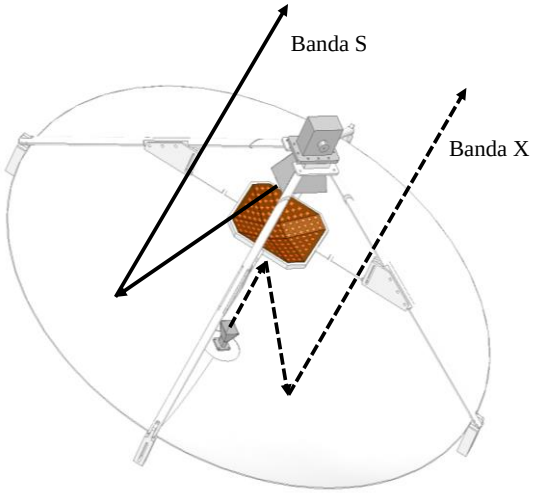


Figura 3.2 *Princípio de funcionamento da DBPA-RAD.*

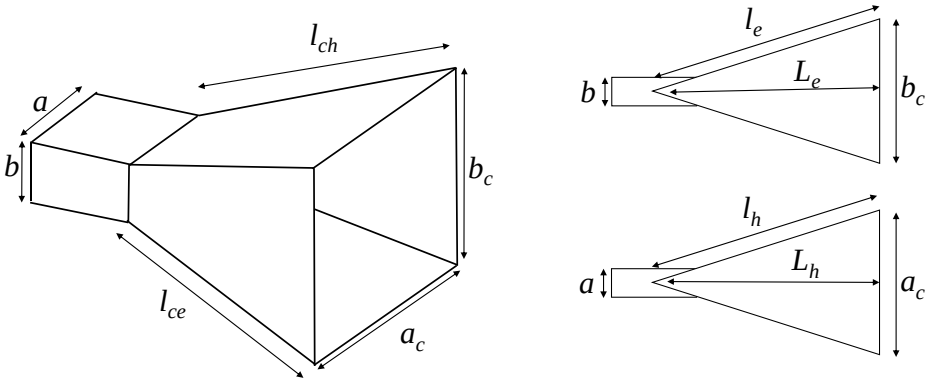


Figura 3.3 *Principais dimensões das antenas cornetas piramidais da DBPA-RAD.*

O projeto partiu da frequência de operação e do ganho das antenas cornetas aplicando-se as seguintes expressões [19], que são válidas para ângulos de abertura de feixe iguais nos planos E e H:

$$a_c \cong 0{,}468\lambda\sqrt{D} \qquad b_c \cong 0{,}346\lambda\sqrt{D} \tag{2.34}$$

$$l_e \cong (0{,}13 + 0.0582D)\lambda \tag{2.35}$$

$$l_h = \left(\frac{a_c}{a_c + a}\right)\sqrt{\left[l_e^2 - \left(\frac{{b_c}^2}{2}\right)\right]\left(\frac{b_c - b}{b_c}\right)^2 + \left(\frac{a_c + a}{2}\right)^2} \tag{2.36}$$

nas quais as variáveis λ e D representam o comprimento de onda e a diretividade, respectivamente. Por semelhança de triângulos é possível determinar as arestas da pirâmide, $l_c = l_{ch} = l_{ce}$, por meio de (2.37) ou (2.38).

$$l_c = \sqrt{\left(\frac{a_c - a}{a_c}\right)^2 l_h^2 + \left(\frac{b_c + b}{2}\right)^2} \tag{2.37}$$

$$l_c = \sqrt{\left(\frac{b_c - a}{b_c}\right)^2 l_e^2 + \left(\frac{a_c - a}{2}\right)^2} \tag{2.38}$$

As frequências centrais de projeto foram 2,525 e 9.925 GHz para possibilitar a implementação do protótipo em um radar fotônico do PNT-LAB (*Photonics Network and Technologies National Laboratory*) de Pisa, na Itália, coordenado pela professora Antonella Bogoni da Scuola Superiore de Sant'Anna. O ganho de projeto foi de 10 e 13 dBi para as antenas de baixa e alta frequência, respectivamente. As dimensões das cornetas, calculadas analiticamente, são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 *Projeto das antenas corneta para as bandas S e X.*

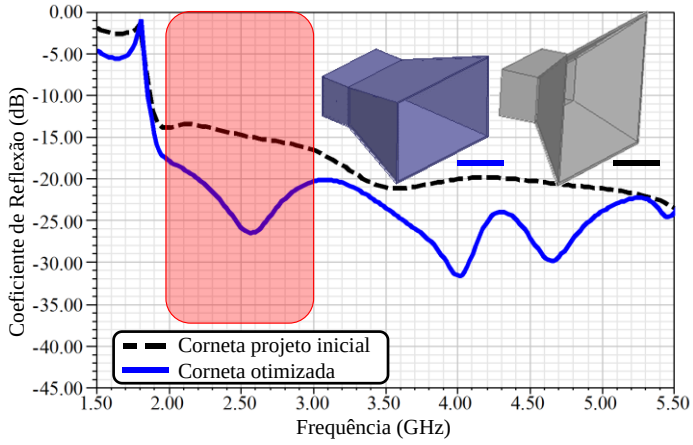
Corneta	F_c **(GHz)**	D	a **(mm)**	b **(mm)**	a_c **(mm)**	b_c **(mm)**	l_e **(mm)**	l_h **(mm)**	l_c **(mm)**
Banda baixa	2,525	10	83,36	43,18	175,83	130	84,5	91,2	53
Banda alta	9,925	19,95	22,86	10,16	63,18	46,71	39	31,6	35

O radar italiano opera com largura de faixa de 40 MHz centrada em 2,525 e 9,925 GHz; adicionalmente especificou-se ganho mínimo de 20 dBi e coeficiente de reflexão menor que -10 dB, para a antena empregada no radar. A Tabela 3.2 apresenta os valores das dimensões das antenas cornetas, após varreduras numéricas realizadas no programa ANSYS HFSS.

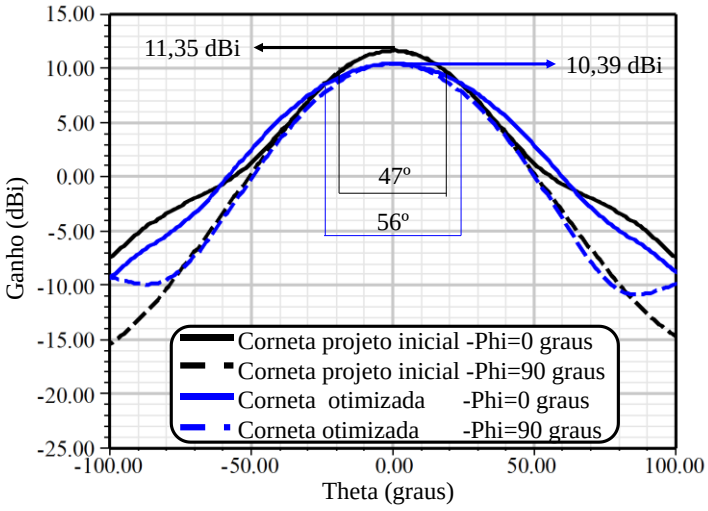
Tabela 3.2 *Dimensões finais dos alimentadores da DBPA-RAD.*

Corneta	F_c **(GHz)**	D	a **(mm)**	b **(mm)**	a_c **(mm)**	b_c **(mm)**	l_e **(mm)**	l_h **(mm)**	l_c **(mm)**
Banda baixa	2,525	10	83,36	43,18	145	93	123	135	91
Banda alta	9,925	19,95	22,86	10,16	50	40	49,7	51,9	47,5

As Figuras 3.4 e 3.5 apresentam as simulações numéricas das cornetas banda S e X, respectivamente. Observa-se em rosa a faixa de frequência do radar fotônico e imagens das cornetas antes e após as modificações. Verifica-se medidas significativas do casamento de impedância após varreduras numéricas calculadas pelo HFSS (Figuras 3.4(a) e 3.5(a)). Em relação ao diagrama de irradiação, nota-se por meio das Figuras 3.4(b) e 3.5(b), que as variações das dimensões em busca de um casamento acarretaram em uma diminuição insignificante no ganho das antenas. O ganho da antena corneta de banda baixa foi reduzido de 11,59 dBi para 10,39 dBi em 2,525 GHz. Já a antena de banda alta teve seu ganho modificado de 14,35 para 13,93 dBi.

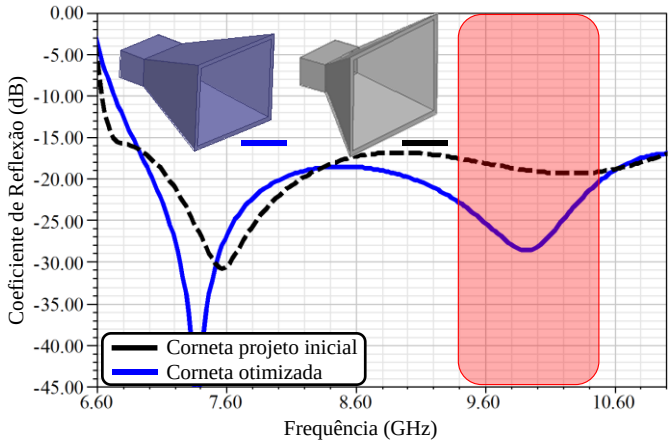


(a)

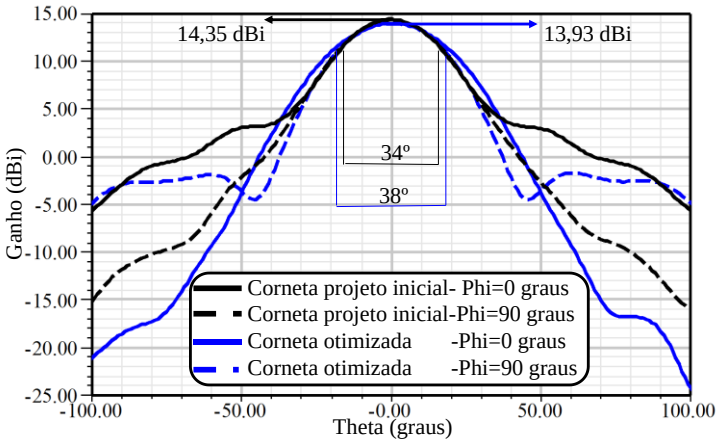


(b)

Figura 3.4 *Simulações numéricas da corneta banda S.*



(a)



(b)

Figura 3.5 *Simulações numéricas da corneta banda X.*

O projeto do sub-refletor que compõe a DBPA-RAD seguiu a teoria de FSS encontrada em [14][15]. Optou-se pelo uso do elemento do tipo condutor, com geometria dipolo cruzado para o SR-FSS, tomando-se como base [13][51][68]. Outros formatos de FSS poderiam ser explorados, como por exemplo, o dipolo simples que teria comportamento similar ao do dipolo cruzado, porém em apenas uma polarização. No projeto inicial, por meio das expressões:

$$\varepsilon_{média} = \frac{\varepsilon_{ar} + \varepsilon_{substrato}}{2}, \tag{2.31}$$

$$\lambda_{ef} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{média}}}, \tag{2.32}$$

calculou-se a permissividade média ($\varepsilon_{média}$) entre a permissividade do ar (ε_{ar}) e do substrato ($\varepsilon_{substrato}$) e λ_{ef} o comprimento de onda efetivo. Considerou-se o comprimento (l_d), a espessura (t_d) e a distância entre os dipolos ($d_{elementos}$) de $\frac{\lambda_{ef}}{2}$, $\frac{\lambda_{ef}}{4}$ e $\frac{\lambda_{ef}}{8}$, respectivamente.

A Figura 3.6 apresenta o SR-FSS e as suas principais variáveis. Utilizou-se o material Arlon Diclad 880 com permissividade elétrica relativa 2,2 e tangente de perdas de 0,0009. Calculou-se a permissividade média e o comprimento de onda efetivo para a frequência de 9,925 GHz, resultando em $\varepsilon_{média}$ = 1,6 e λ_{ef} = 8,47 mm. A Tabela 3.3 apresenta os valores calculados e os valores finais da célula do elemento do dipolo cruzado após validação numérica por meio do método de Floquet no programa ANSYS HFSS.

Tabela 3.3 *Valores de projeto do elemento dipolo cruzado da DBPA-RAD.*

	l_d (mm)	t_d (mm)	$d_{elementos}$ (mm)
Dimensões calculadas	12,16	6,08	3,04
Dimensões finais	13,48	5	8,02

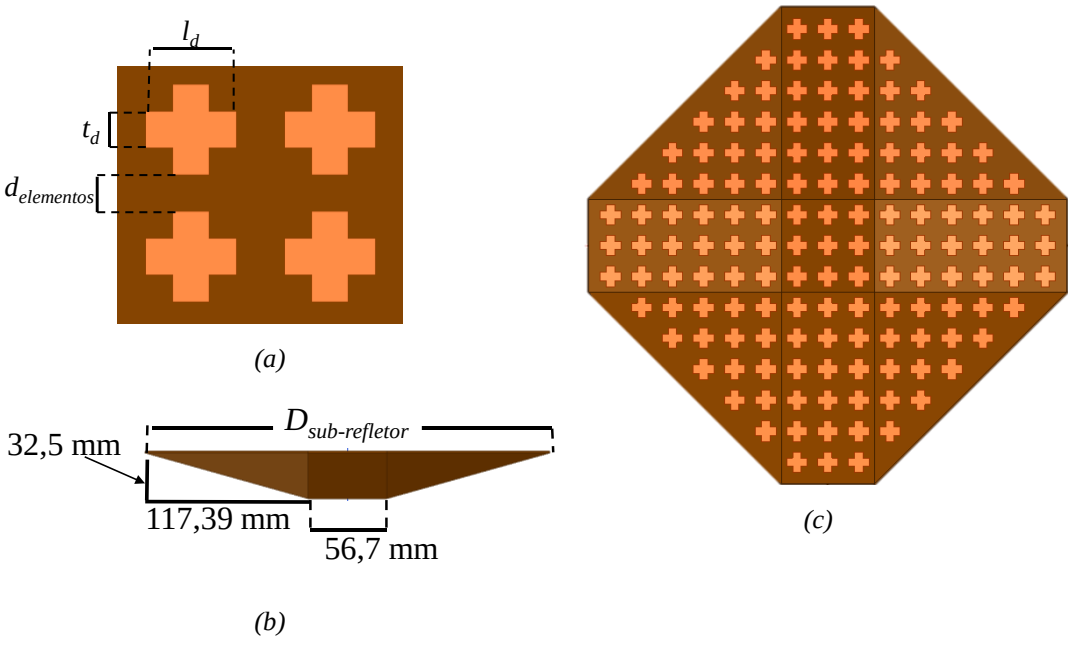


Figura 3.6 *Dimensões e variáveis do sub-refletor da DBPA-RAD.*

A Figura 3.7 apresenta os coeficientes de reflexão (S_{11}), transmissão (S_{21}), assim como a representação do campo elétrico no plano normal à superfície da célula FSS. Ao observar o comportamento do campo elétrico, verifica-se que o campo elétrico gerado pela porta 1 não atravessa a FSS, ou seja, a porta 2 não recebe energia da porta 1. Pode-se também verificar tal comportamento analisando-se a faixa de frequência destacada em cinza no gráfico dos coeficientes de reflexão e transmissão. Em 9,925 GHz, os coeficientes S_{11} e S_{21} apresentam magnitude de 0,001 e -57,2 dB, respectivamente. Nota-se também pelo S_{11} que, considerando um limiar de -10 dB, as frequências menores que 4,85 GHz não serão refletidas pela FSS. Analisando o S_{21} e mantendo o mesmo limiar de -10 dB, percebe-se que a faixa de frequência de aproximadamente 500 MHz, em torno de 9,925 GHz, não serão transmitidas. Conclui-se que a célula FSS está devidamente projetada para refletir a frequência de 9,925 GHz.

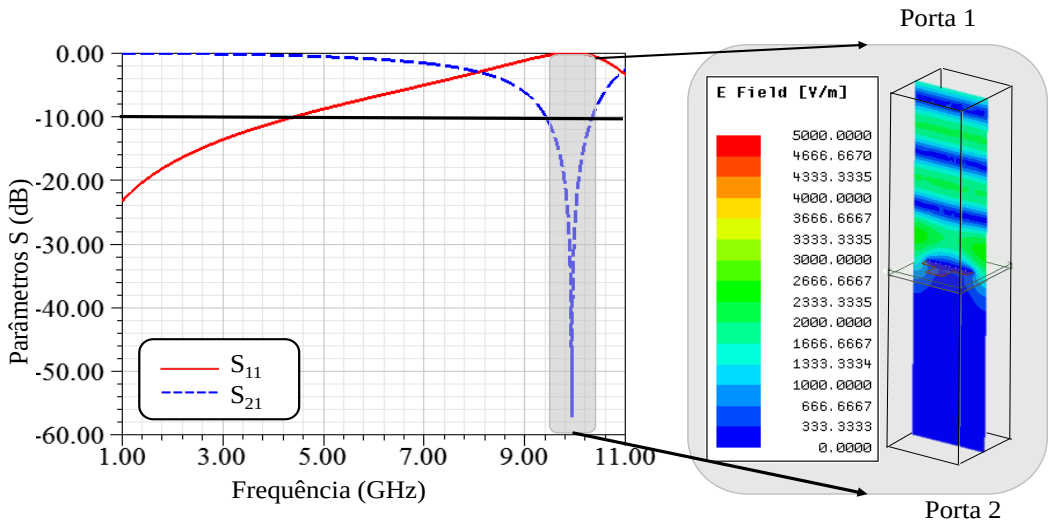
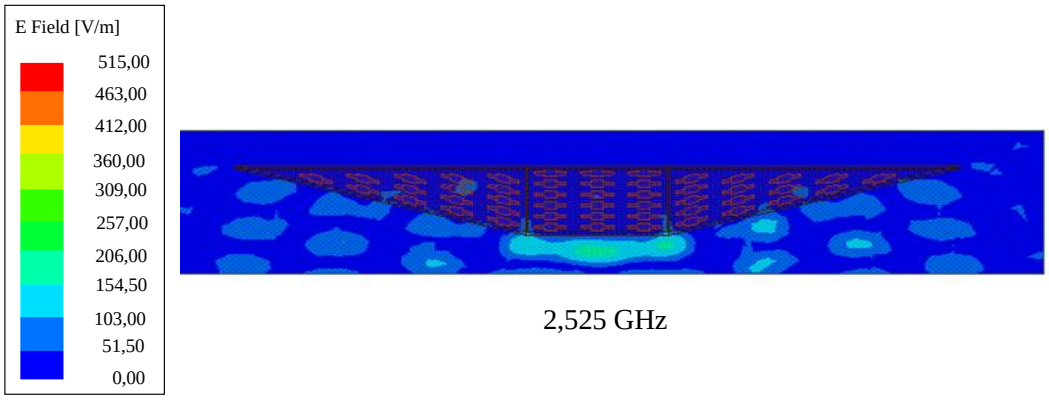


Figura 3.7 *Resultados da simulação da célula FSS dipolo cruzado.*

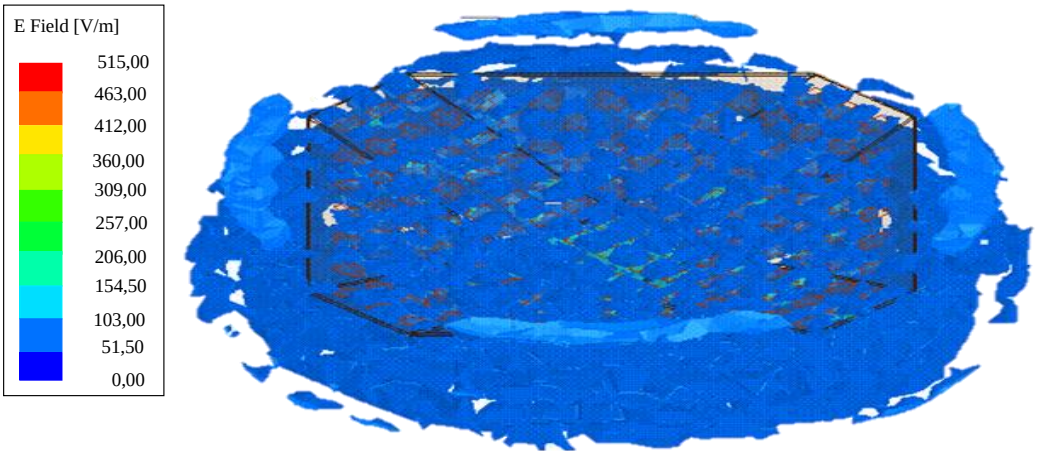
As dimensões obtidas para a célula unitária FSS devem ser reavaliadas ao implementá-las na estrutura completa. Tal necessidade se dá ao fato do método de Floquet considerar um arranjo periódico, plano e infinito. Como o SR-FSS é finito e possui um formato não-plano, Figura 3.8(a) e Figura 3.8(b), tornou-se necessário recalcular um modelo numérico do SR-FSS. A partir das dimensões obtidas pela célula unitária da análise de Floquet, pode-se obter rapidamente as dimensões finais da célula unitária, que compõe o SR-FSS: l_d = 12,51 mm; t_d = 5 mm; $d_{elementos}$ = 6,39 mm. Caso utiliza-se FEM o custo computacional seria muito maior.

No processo numérico de análise do SR-FSS, a observação do campo elétrico gerado por uma onda plana sobre a estrutura e a densidade de corrente sobre o refletor principal, contribuíram para verificação das dimensões do dipolo cruzado obtido inicialmente pelo método de Floquet. No programa Ansys HFSS posicionou-se a corneta de banda S, anteriormente desenvolvida, apontada para a parte côncava do SR-FSS, e a antena corneta de banda X, para a parte não côncava. A corneta de banda X gerou uma onda plana na frequência de 9,925 GHz que incidiu sobre a estrutura do SR-FSS. A Figura 3.8(a) apresenta o campo elétrico gerado pela corneta sobre a estrutura e, percebe-se que o mesmo não ultrapassa o sub-refletor. Na Figura 3.8(b), verifica-se também que a concentração de campo é muito pequena na parte superior da estrutura.



2,525 GHz

(a)



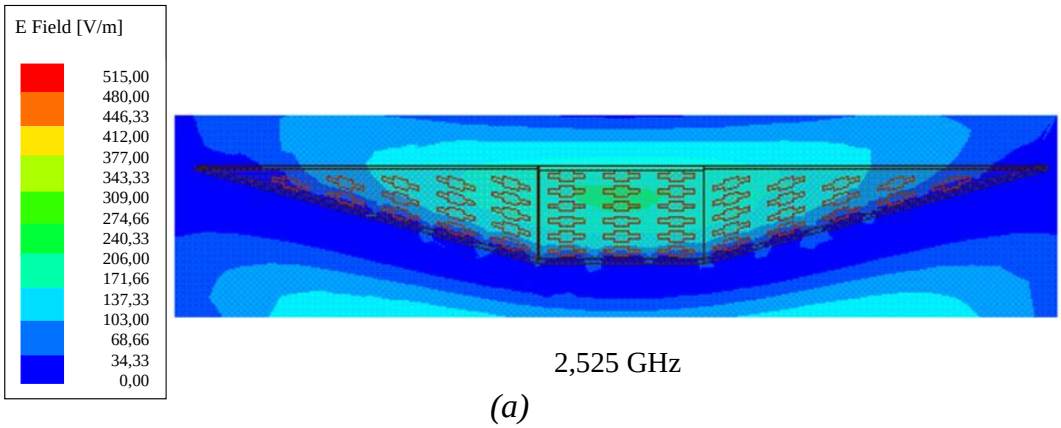
9,925 GHz

(b)

Figura 3.8 *Simulação do SR-FSS em função do campo elétrico para banda X*

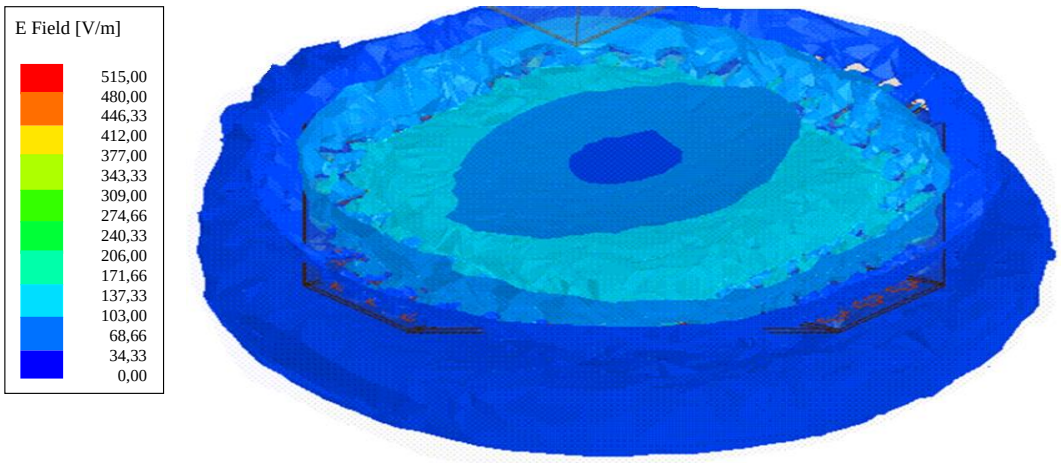
A Figura 3.9 exibe o campo elétrico sobre o SR-FSS, porém quando a corneta de banda S gera uma onda plana em 2,525 GHz. Nota-se nas Figuras 3.9(a) e 3.9(b), o

oposto da Figura 3.8, ou seja, a concentração de campo elétrico tanto na parte superior como na inferior do sub-refletor. Conclui-se que quando é aplicada uma onda plana em 9,925 GHz, o refletor não permite a passagem da mesma refletindo-a. Enquanto que ao se aplicar uma onda plana em 2,525 GHz, a energia é transmitida.



2,525 GHz

(a)



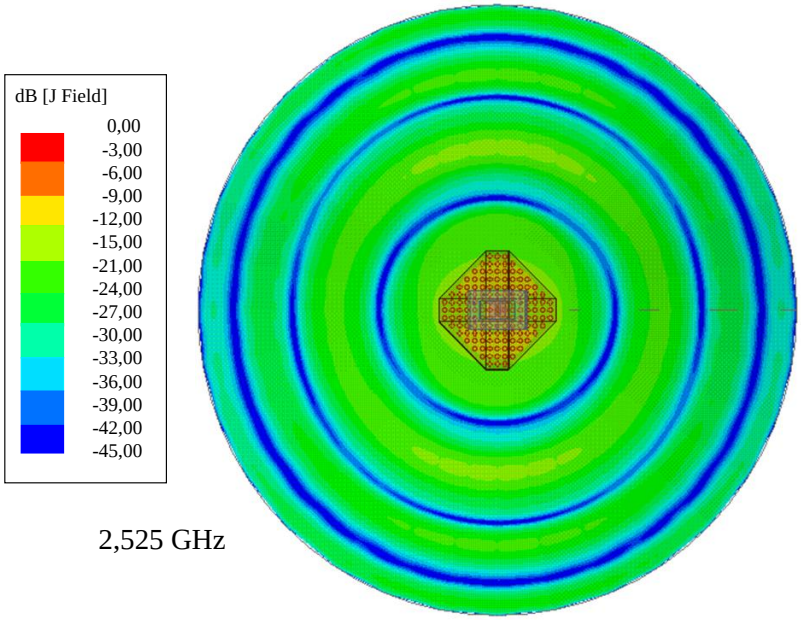
2,525 GHz

(b)

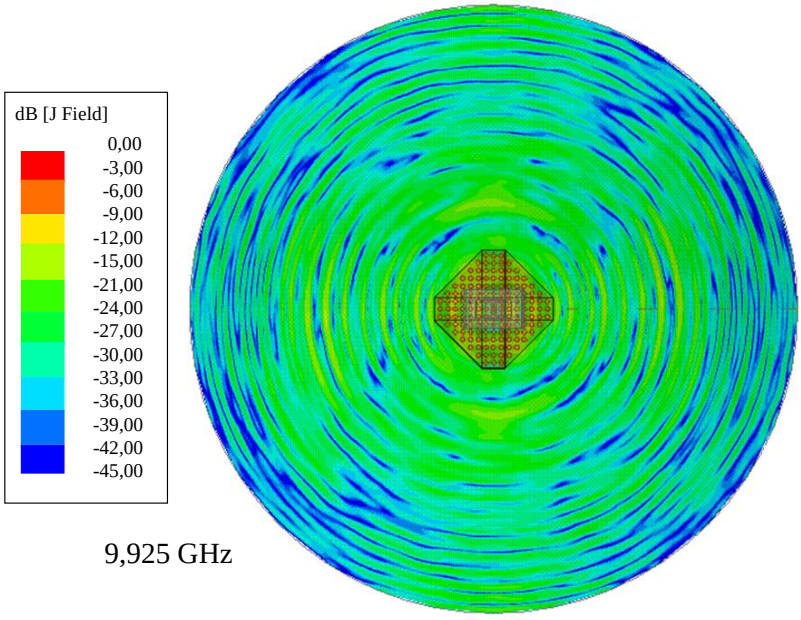
Figura 3.9 *Simulação do SR-FSS em função do campo refletido para a banda S.*

No esquema completo da DBPA-RAD, também é possível verificar-se o comportamento do SR-FSS analisando a densidade de corrente na superfície do refletor principal. A Figura 3.10 reporta a densidade de corrente sobre o refletor principal em duas situações, quando a corneta de banda S está transmitindo (Figura 3.10(a)), e outra quando a corneta de banda X está transmitindo (Figura 3.10(b)). Percebe-se que o refletor está sendo iluminado nas duas faixas de frequência de operação da antena, o que significa que o SR-FSS não está interferindo na transmissão

da corneta em banda S e opera como um refletor eletromagnético para a banda X, assim como desejado no desenvolvimento do projeto.



(a)



(b)

Figura 3.10 *Densidade de corrente sobre o refletor principal da DBPA-RAD.*

As dimensões e posicionamento do sub-refletor, além da distância focal da DBPA-RAD, foram calculadas de acordo com a metodologia apresentada no Capítulo 2. A Figura 3.11 apresenta as dimensões de projeto e também a descrição dos

itens que compõem a DBPA-RAD. Utilizou-se um refletor com 1,5 metros de diâmetro e iluminadores da banda S e X com ângulos de meia potência de 56º e 38º, respectivamente. Foi adotada a distância de 2 cm entre a base da corneta e 7o refletor principal e o iluminador banda X; a fim de facilitar o processo mecânico e diminuir a variação de fase gerada quando o alimentador se aproxima do sub-refletor [19]. A Tabela 3.3 apresenta os valores calculados das dimensões da DBPA-RAD, assim como os valores finais após validação numérica no ANSYS HFSS.

O processo de simulação numérica da antena DBPA-RAD é complexo devido à riqueza de detalhes e o tamanho da estrutura, que representa aproximadamente 50λ da frequência de banda X. Buscou-se uma relação de compromisso entre ganho e casamento de impedância, uma vez que o SR-FSS se encontra muito próximo a "boca" da corneta de banda S, o que prejudica o casamento de impedância desta antena. Foram assumidas algumas perdas de desempenho para que a DBPA-RAD se enquadrasse aos requisitos de projeto do radar fotônico, com uma mecânica de construção mais simples possível.

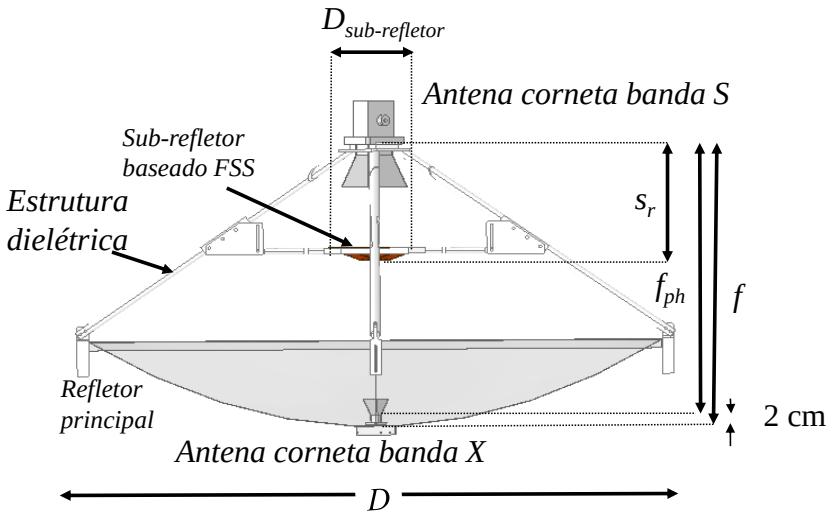


Figura 3.11 *Principais dimensões da DBPA-RAD.*

Tabela 3.4 *Dimensões de projeto da DBPA-RAD.*

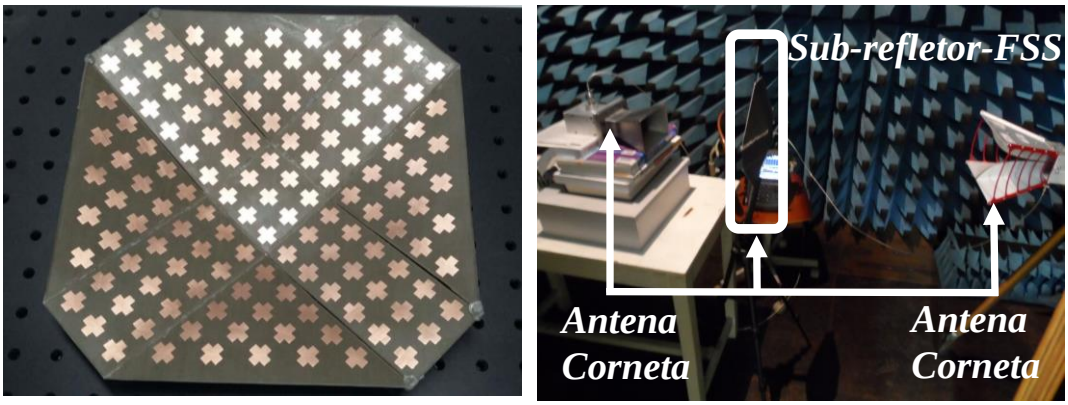
	D (m)	s_r (mm)	f_{ph} (mm)	f (mm)	$D_{sub\text{-}refletor}$ (mm)
Dimensões de projeto	1,5	277	685,3	705,3	286,4
Dimensões finais	1,5	308,4	685,3	771	291,4

O protótipo da DBPA-RAD é apresentado na Figura 3.12. As antenas cornetas foram usinadas em alumínio e as barras de sustentação construídas com material dielétrico denominado Delrin com constante dielétrica de 3,7 e fator de dissipação 0,005, que pode ser usinado, assim como as barras de alumínio. No projeto mecânico foram inseridos ajustes de posição para o SR-FSS e a distância focal, de maneira a avaliar na prática a melhor posição para o iluminador e o SR-FSS. Ambos os ajustes permitem uma variação de 100 mm em torno dos valores inicias de projeto.



Figura 3.12 *Fotos do protótipo da DBPA-RAD.*

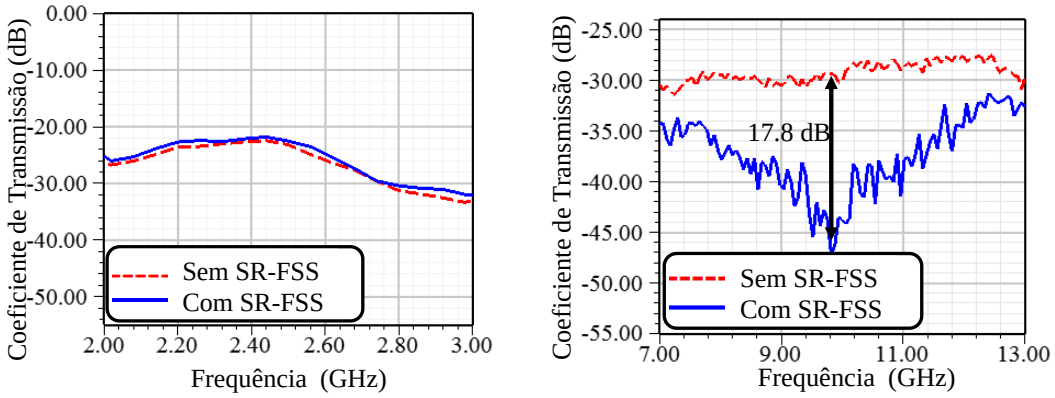
A caracterização do SR-FSS foi realizada em uma câmera anecoica utilizando uma antena corneta banda larga comercial (ETS-Lindgren-Model-3115) e os alimentadores desenvolvidos para a DBPA-RAD. A antena comercial faixa larga, que opera de 750 MHz a 18 GHz, foi posicionada inicialmente frente a frente com a antena de banda S e posteriormente com a de banda X. Em ambas as situações, foi medido o coeficiente de transmissão entre as cornetas com e sem o SR-FSS entre elas. Para realizar as medidas foi utilizado o analisador de redes Keysight FieldFox Microwave Analyzer N9953A. A Figura 3.13 mostra imagens do protótipo do SR-FSS e da configuração de medidas.



(a) *(b)*

Figura 3.13 *Sub-refletor baseado em FSS (a) Protótipo (b) Foto da caracterização da FSS.*

A caracterização do SR-FSS é apresentada na Figura 3.14. Nota-se que para a banda S (Figura 3.14(a)) a diferença entre as curvas, com e sem o sub-refletor FSS, é pequena, o que significa que o SR-FSS é transparente para esta faixa. Por outro lado, para banda X (Figura 3.14(b)) verifica-se que o SR-FSS causa uma forte atenuação na frequência de 9,925 GHz, diminuindo o nível de potência recebido entre as cornetas em 17,8 dB. Dessa maneira, conclui-se que o sinal foi refletido, principalmente na faixa de 9,5 GHz a 10,1 GHz que apresentam uma atenuação de pelo menos 15 dB no coeficiente de transmissão.

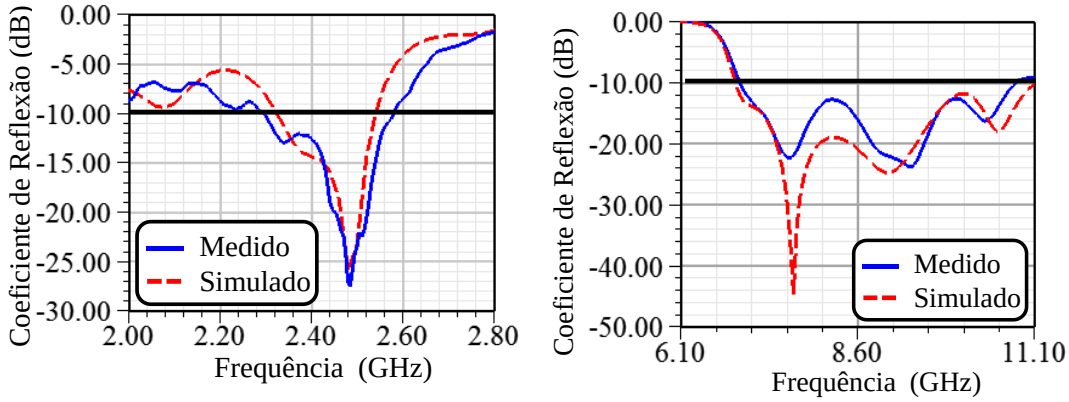


(a) *(b)*

Figura 3.14 *Caracterização do SR-FSS; (a) Banda S; (b) Banda X.*

Mediu-se também o coeficiente de reflexão da DBPA-RAD nas duas bandas conforme observado na Figura 3.15. A banda de operação da antena foi estabelecida para um limiar igual ou menor que -10 dB ($S_{11} \leq -10$ dB) para o coeficiente de reflexão. Pode-se observar uma boa concordância para ambas as faixas de operação,

constatando uma largura de faixa de 290 MHz (11,91%) em 2,435 GHz e 3,9 GHz (43,86%) em 8,89 GHz.



(a) *(b)*

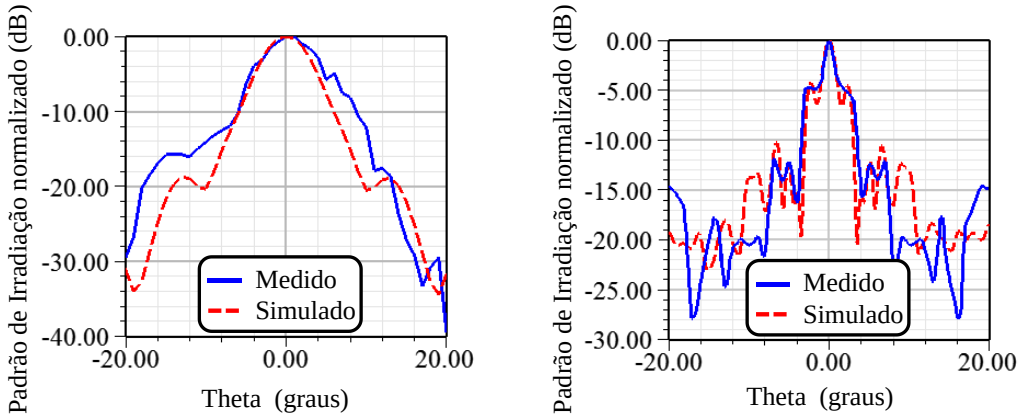
Figura 3.15 Comparativo entre os resultados obtidos por simulação numérica e os medidos em campo.

O diagrama de irradiação foi medido em campo aberto e utilizou-se os seguintes equipamentos: gerador de sinais analógico (Keysight EXG-N5173B); antena corneta de referência (ETS Lindgren3115); analisador de espectro FieldFox. As medidas foram realizadas no campus do INATEL a uma distância entre transmissor e receptor de 155 metros, a fim de garantir que antena estivesse em campo distante, assim como mostrado na Figura 3.16.



Figura 3.16 *Medidas do diagrama de irradiação da DBPA-RAD em campo aberto.*

Os resultados obtidos via simulação numérica e os realizados em campo são apresentados pela Figura 3.17. A Figura 3.17(a) mostra o diagrama de irradiação normalizado para 2.525 GHz e a Figura 3.17(b) para 9,925 GHz. Observa-se ótima concordância entre os resultados simulados e medidos com as seguintes características para as bandas S e X, respectivamente: larguras do feixe de meia potência de 6º e 2º; nível de lóbulo secundário de -15,47 e -12 dB; ganho medido de 23,75 e 24,5 dBi.



(a) *(b)*

Figura 3.17 *Resultados do diagrama de irradiação da DBPA-RAD; (a) Frequência de 2,525 GHz; (b) Frequência de 9,925 GHz*

Esperava-se que o ganho da antena em 9,925 GHz fosse de aproximadamente 12 dBi superior ao valor em 2,525 GHz, de acordo com a equação 2.10, uma vez que o refletor principal é eletricamente maior para as frequências mais altas. Tal comportamento não foi observado devido a menor eficiência do SR-FSS. A eficiência foi diminuída devido às perdas inseridas pelos suportes dielétricos e imprecisões de fabricação, tais como lacunas de ar entre as peças do refletor principal. Em outras palavras, a antena parabólica e a antena Cassegrain apresentam eficiência de radiação distintas devido à presença do SR-FSS.

3.2 DBPA-COM

A antena DBPA-COM trata-se de uma antena refletora de duas bandas voltada para aplicações em enlaces de comunicação ponto a ponto. A antena DBPA-COM segue o mesmo princípio de funcionamento da DBPA-RAD. A DBPA-COM foi

projetada para operar nas bandas C e Ka, mais precisamente nas frequências centrais de 7,5 e 28 GHz. A Figura 3.18 apresenta a disposição dos elementos que compõem a DBPA-COM para estas novas frequências, sendo possível observar a mecânica de projeto aplicada ao ANSYS HFSS.

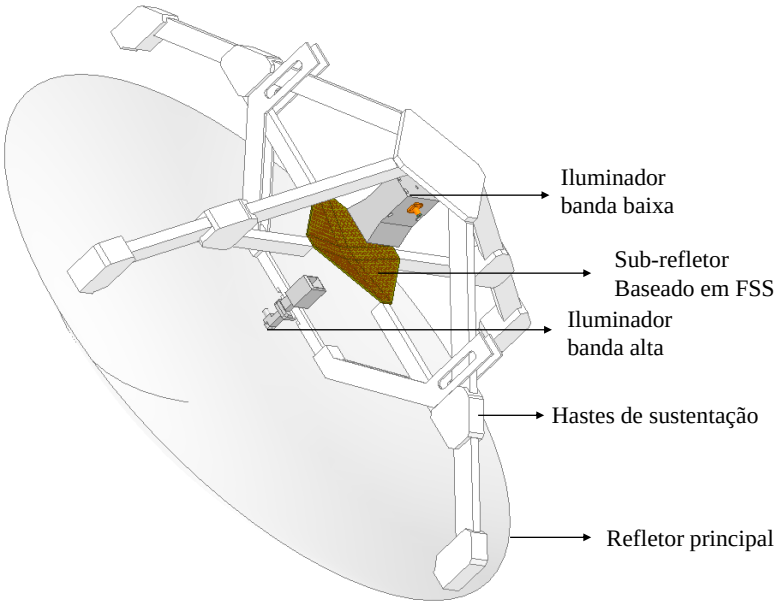


Figura 3.18 *DBPA-COM.*

Analogamente à DBPA-RAD, o fator chave que permite no DBPA-COM operar em duas bandas de frequência distintas e espaçadas é o SR-FSS. Ele é capaz de refletir frequências da banda Ka e permitir a passagem de frequências da banda C. Nem todos os componentes que compõem a DBPA-COM foram projetados neste trabalho, a corneta piramidal de banda alta foi reaproveitada de um trabalho anterior [69], para minimizar os componentes a serem fabricados. O refletor principal foi reaproveitado de uma antena comercial. Os outros elementos da antena, assim como a disposição dos mesmos, foram os fatores de projeto da DBPA-COM.

A Figura 3.19 apresenta o resultado numérico do coeficiente de reflexão e do diagrama de irradiação na frequência de 28 GHz da corneta. A antena apresenta um ganho de 13,2 dBi, abertura de feixe de 35,4º, e banda larga. Destacou-se a banda de 25 a 30 GHz, que é a banda a qual o SR-FSS consegue refletir pelo menos 90% das ondas emitidas sobre ele. A análise do comportamento do SR-FSS será apresentada posteriormente.

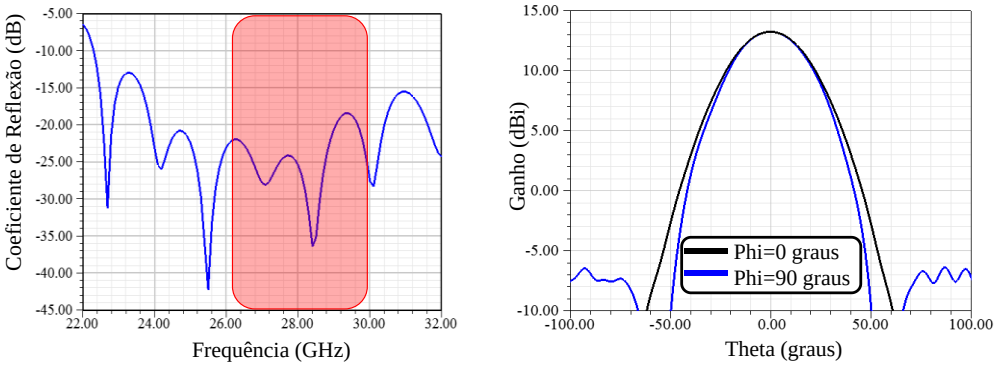


Figura 3.19 *Resultado numérico do coeficiente de reflexão e do diagrama de irradiação da corneta em 28 GHz.*

No projeto do iluminador da banda inferior, seguiu-se inicialmente a teoria de projeto de uma antena piramidal, sendo estipulada uma abertura de feixe de 55º, para a frequência central de operação de 7,5 GHz, e as dimensões do guia retangular WR 137 (34,9mm x 15mm). Tipicamente esta abertura de feixe garante boa iluminação do refletor principal excitado pelo foco. Com estas considerações, obteve-se as dimensões de projeto da abertura da corneta, $a_c = 47{,}02\ mm$ e $b_c = 34{,}76\ mm$, e com o auxílio do programa ANSYS HFSS trabalhou-se na antena corneta piramidal com duas cristas internas para o aumento da banda. A Figura 3.20 apresenta as variáveis relacionadas às dimensões da corneta e alguns valores de dimensões, todos indicados por setas com pontas duplas. Já a Tabela 3.5 apresenta os valores das variáveis indicadas na Figura 3.20 juntamente com algumas variáveis de projeto para a frequência central de 7,5 GHz.

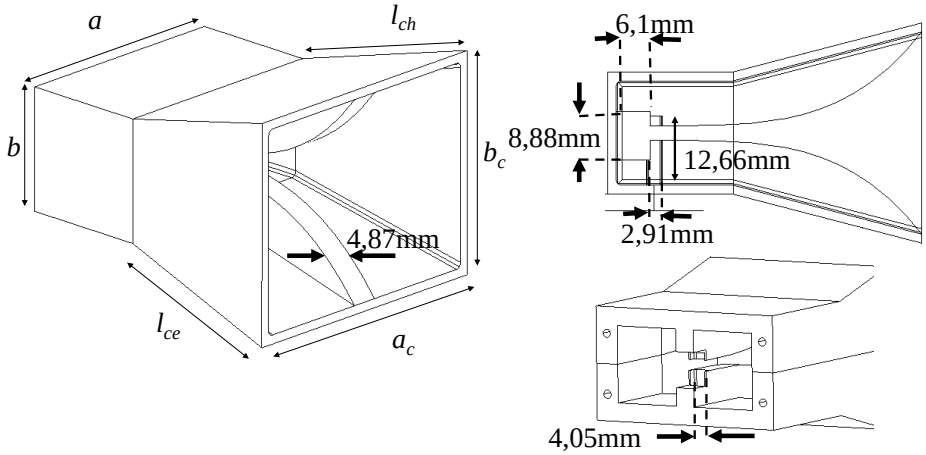


Figura 3.20 *Dimensões da antena corneta com cristas banda larga da DBPA-COM.*

Tabela 3.5 *Projeto da antena corneta com cristas para aumento da banda.*

Variáveis	λ **(mm)**	D	a **(mm)**	b **(mm)**	a_c **(mm)**	b_c **(mm)**	l_{ch} **(mm)**	l_{ce} **(mm)**
Valores	40	6,3	38,1	19	46,2	36,2	34,44	34,44

A Figura 3.21 apresenta o coeficiente de reflexão da corneta de cristas, que opera na banda inferior. Verifica-se um bom casamento de 3,89 a 16,22 GHz, sendo destacado o melhor casamento, abaixo de -20 dB, em torno da banda *C*, que é banda de interesse.

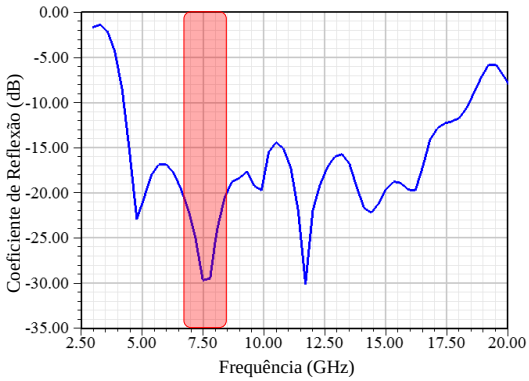
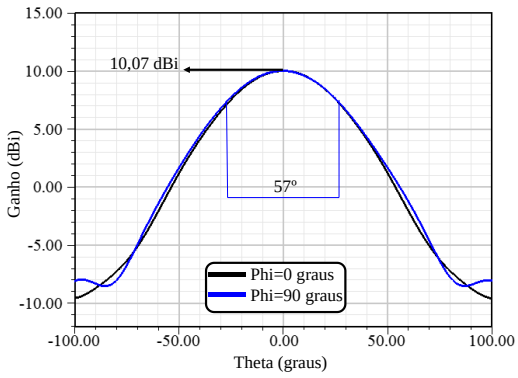
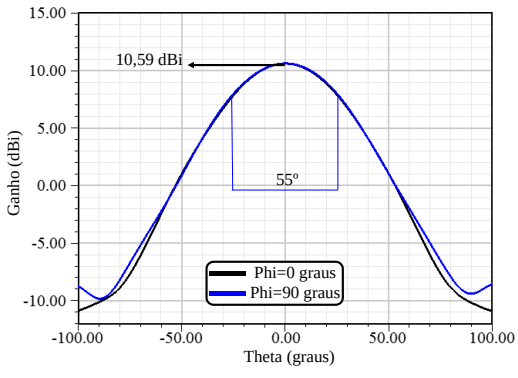


Figura 3.21 *Coeficiente de Reflexão da corneta de cristas banda larga da DBPA-COM.*

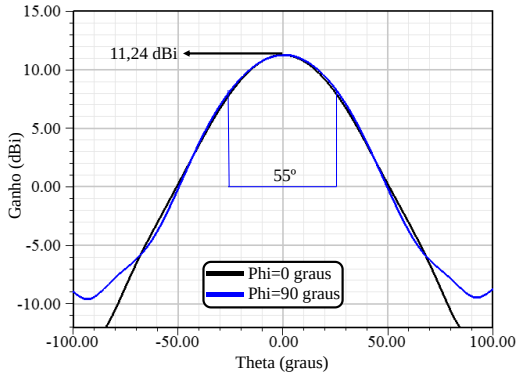
A Figura 3.22 apresenta o diagrama de irradiação em três frequências: inicial (7 GHz), central (7,5 GHz) e final (8 GHz) da banda de operação. A ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) reserva esta faixa de frequência para enlaces de comunicação ponto-a-ponto. Verifica-se que nestes três pontos de frequência, o diagrama de irradiação possui o mesmo ganho e a mesma abertura de feixe no plano horizontal e vertical. A antena apresenta abertura de feixe de 57º, 55º e 55º e ganhos de 10,07, 10,59 e 11,24 dBi para as frequências inicial, central e final, respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.22 *Resultados numérico dos diagramas de irradiação da antena banda larga de cristas; (a) Frequência 7 GHz, (b) Frequência 7,5 GHz e (c) Frequência 8 GHz.*

Utilizou-se o elemento espira circular para o desenvolvimento do SR-FSS da DBPA-COM. Este elemento tem a vantagem de ser menos susceptível às variações de ângulos de incidência da onda plana incidente sobre a estrutura [70][71]. Tal comportamento garante melhor eficiência de reflexão na banda de projeto e, consequentemente, uma melhor eficiência no conjunto DBPA-COM. O sub-refletor foi projetado utilizando o material ArlonDiclad 880; calculou-se a permissividade média e o comprimento de onda efetivo, resultando em $\varepsilon_{média}$ = 1,6 e λ_{ef} = 8,47 mm. Considerou-se o diâmetro externo (l_d), interno (t_d) e espaçamento entre os círculos ($d_{elementos}$) iguais à $\frac{\lambda_{ef}}{2}$, $\frac{\lambda_{ef}}{4}$ e $\frac{\lambda_{ef}}{8}$, respectivamente. A Tabela 3.6 apresenta as dimensões calculadas e finais após validação numérica no ANSYS HFSS.

Tabela 3.6 *Valores de projeto do elemento espira circular da DBPA-COM.*

	l_d (mm)	t_d (mm)	$d_{elementos}$ (mm)
Dimensões calculadas	4,24	2,12	1,06
Dimensões finais	3,76	2,98	1,24

A Figura 3.23 apresenta o resultado da simulação numérica da célula unitária; verifica-se pelo campo elétrico que o elemento está bem dimensionado para refletir a frequência de 28 GHz. Adicionalmente, o parâmetro S_{11} em 28 GHz apresenta magnitude de aproximadamente 0 dB, ou seja, toda energia é refletida e, de forma análoga, o S_{21} com magnitude próxima de -54 dB prova que o sinal foi atenuado.

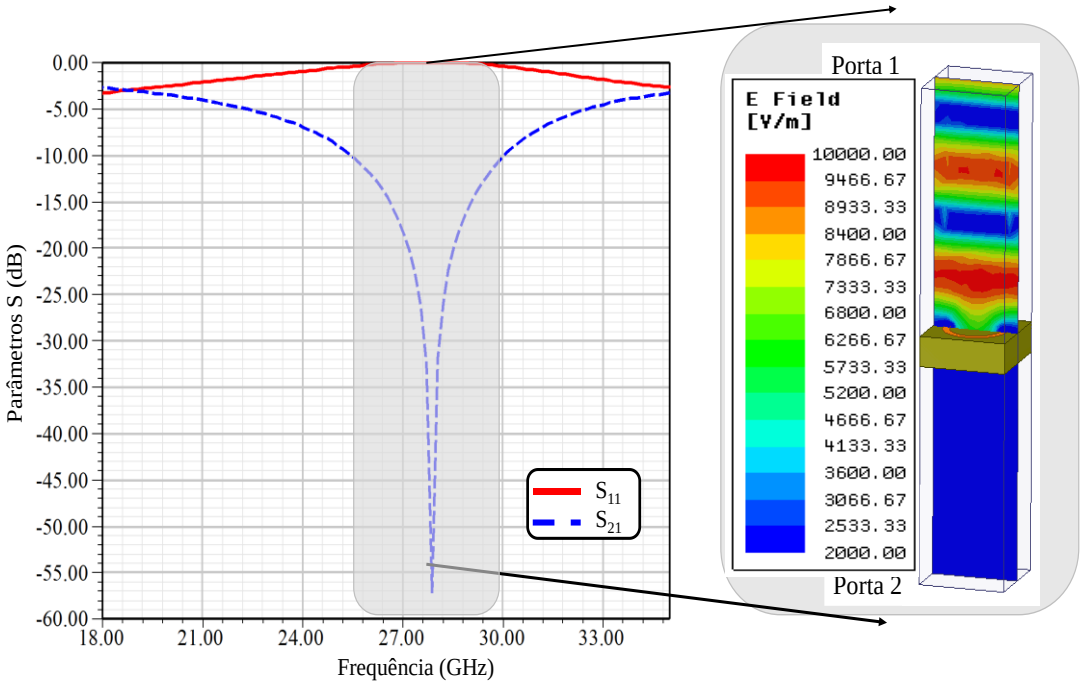


Figura 3.23 *Simulação numérica da célula circular da DBPA-COM.*

A Figura 3.24 apresenta o SR-FSS da DBPA-COM com as dimensões finais de projeto. Na Figura 3.24(a) observam-se as dimensões finais da célula circular e na Figura 3.24(b) as do SR- FSS após o processo de simulação numérica. A Figura 3.24(c) apresenta o formato do SR-FSS.

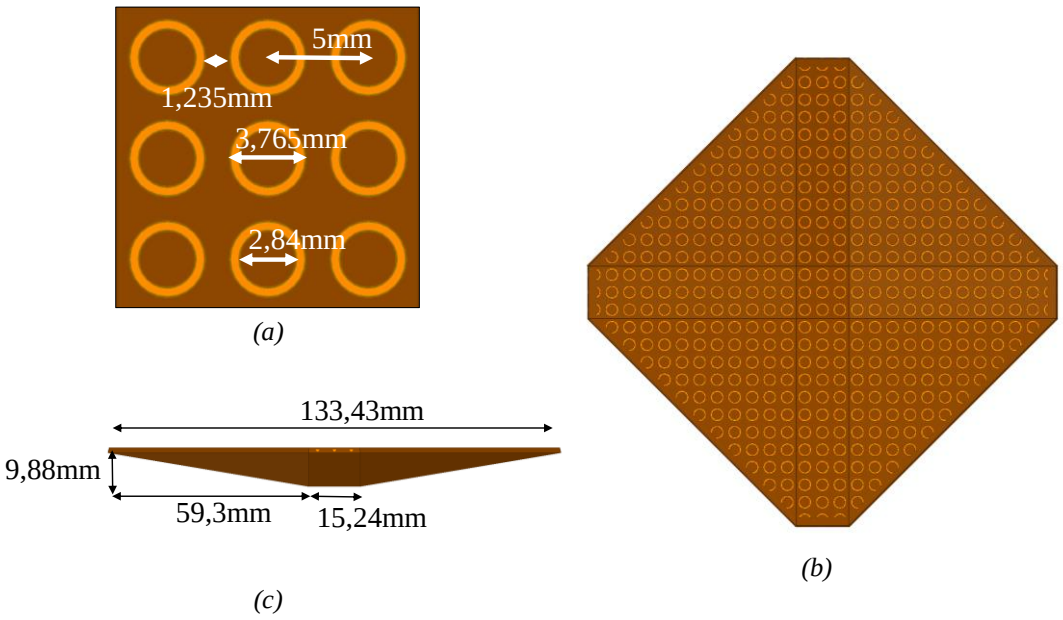


Figura 3.24 *Dimensões finais do projeto do SR-FSS da DBPA-COM.*

As principais variáveis de projeto da DBPA-COM são vistas na Figura 3.25. Utilizou-se um refletor com diâmetro D = 0,6 m e, um iluminador banda C e outro banda Ka com abertura de feixe de meia potência de aproximadamente 56º e 35º, em ambos os planos, respectivamente. Considerou uma relação f_{ph}/f = 0,5 para que o iluminador ficasse em uma distância relativamente distante do sub-refletor e diminua a variação de fase causada pelo iluminador [19]. Aplicando (2.5), (2.25), (2,27), (2,15) e (2,24), calcula-se os valores apresentados na Tabela 3.7. Adicionalmente, a Tabela 3.7 apresenta os valores após validação e otimização numérica no ANSYS HFSS.

Tabela 3.7 *Dimensões de projeto da DBPA-COM.*

	D (m)	s_r (mm)	f_{ph} (mm)	f (mm)	$D_{sub\text{-}refletor}$ (mm)
Dimensões calculadas	0,6	51,94	141	282	132,3
Dimensões finais	0,6	65,5	147,5	288	133,43

As dimensões estabelecidas em projeto foram pouco modificadas, o iluminador da banda de frequência C foi posicionado a 6 mm acima do foco real e o SR-FSS afastado da posição inicial de 6,5 mm. Isto foi necessário por o SR-FSS estar na região de campo próximo do iluminador de banda baixa, o que prejudica o casamento de impedância do mesmo.

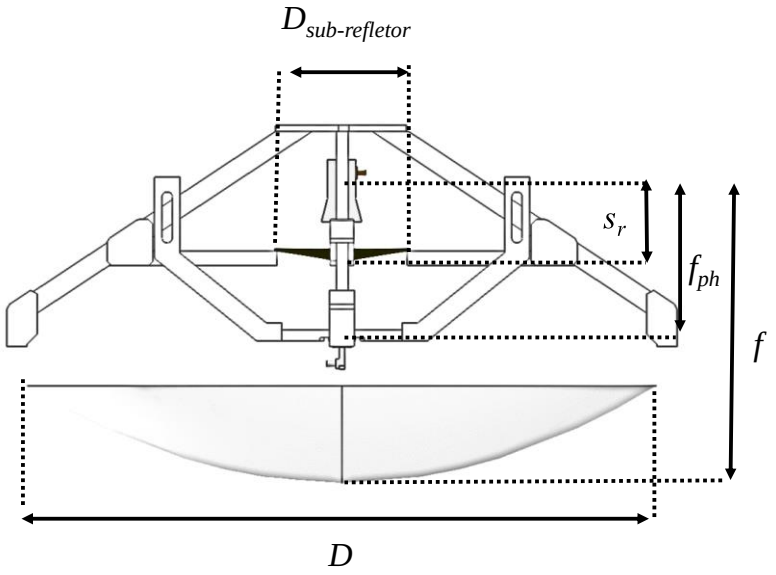


Figura 3.25 *Principais dimensões de projeto da DBPCA-COM*

O campo elétrico irradiado pelas cornetas de banda C e Ka são apresentados nas Figuras 3.26 e 3.27. A Figura 3.26 apresenta o campo irradiado pela corneta de banda C na frequência de 7,5 GHz, no qual é possível verificar que as ondas atravessam o SR-FSS, iluminam todo o refletor principal e somam-se acima do alimentador superior. Observa-se também que as barras de sustentação causam dispersão de algumas frentes de onda, o que diminui o ganho da antena e aumento nos lobos laterais.

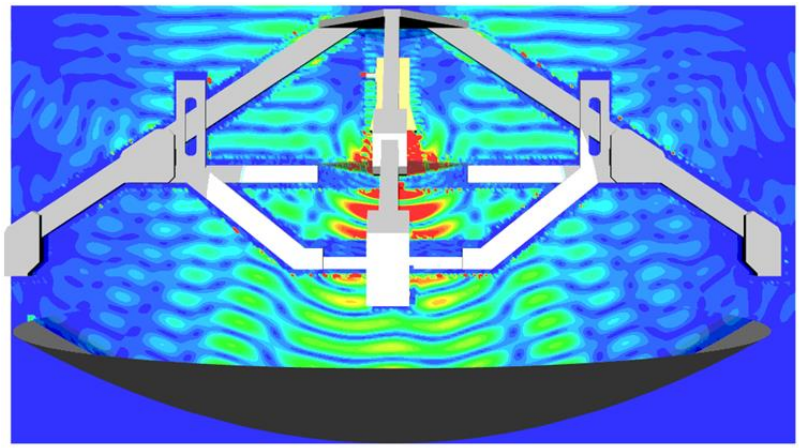


Figura 3.26 *Campo irradiado pelo iluminador de banda C na DBPA-COM.*

A Figura 3.27 apresenta o campo elétrico irradiado pela corneta de banda Ka em 28 GHz; nota-se que as ondas não atravessam o SR-FSS sendo refletidas para o refletor principal, comprovando que o SR-FSS foi devidamente projetado para refletir em 28 GHz. A Figura 3.28 apresenta imagens do protótipo da DBPA-COM construído a partir de um refletor comercial de micro-ondas, por duas antenas cornetas usinadas de alumínio, barras de sustentação de Delrin e SR-FSS.

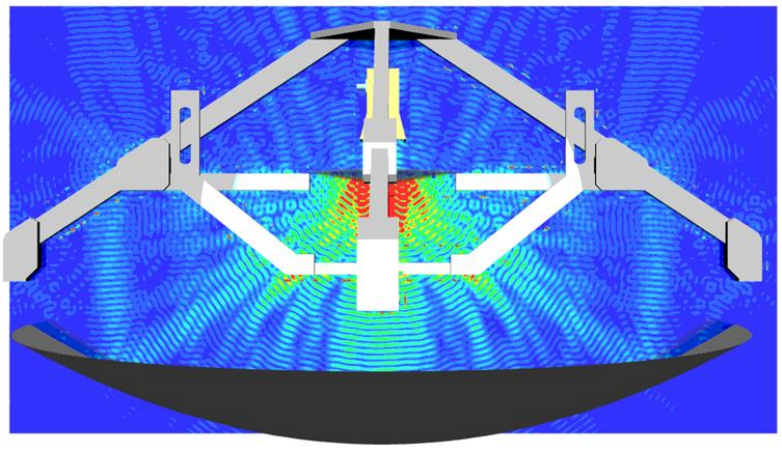


Figura 3.27 *Campo irradiado pelo iluminador de banda Ka na DBPA-COM.*



Figura 3.28 *Protótipo da DBPA-COM.*

A caracterização da antena foi realizada no campus do INATEL, onde foram medidos o diagrama de irradiação o coeficiente de reflexão e transmissão. Primeiramente, foi construído e caracterizado o SR-FSS, a Figura 3.29 mostra o esquema de medidas, sendo possível ver duas antenas cornetas iguais, operantes na banda *Ka*, espaçadas da distância de 82,5 mm, que representa a distância a qual o sub-refletor fica do alimentador na DBPCA-COM (f_{ph} = 147,5 mm menos s_r = 65,5 mm). Utilizou-se o analisador de redes PNA N522 da Keysight para medição do coeficiente de transmissão entre as cornetas com e sem o SR-FSS entre elas.

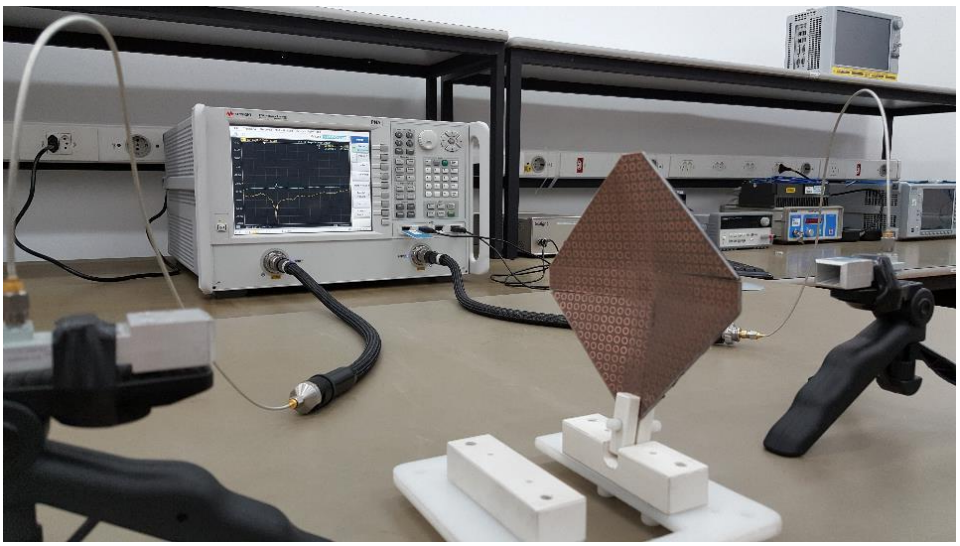


Figura 3.29 *Esquemático da caracterização do SR-FSS da DBPA-COM.*

A Figura 3.30 apresenta a caracterização da FSS na faixa de ondas milimétricas. Nota-se que em 28 GHz existe uma diferença de 40,88 dB entre estar com SR-FSS ou não, verifica-se também que entre 27 GHz e 31,5 GHz o SR-FSS causa uma atenuação de pelo menos 10 dB. Em outras palavras, a banda na qual a DBPCA-COM pode operar é de 4,5 GHz.

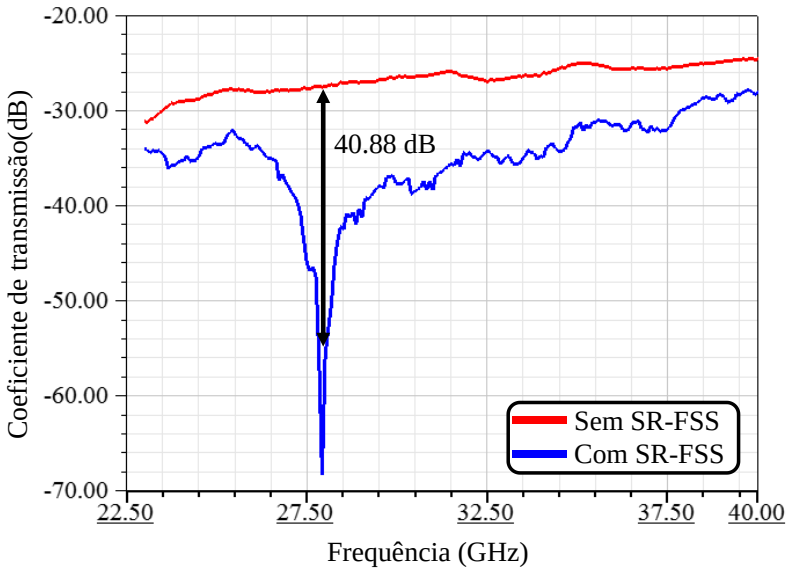
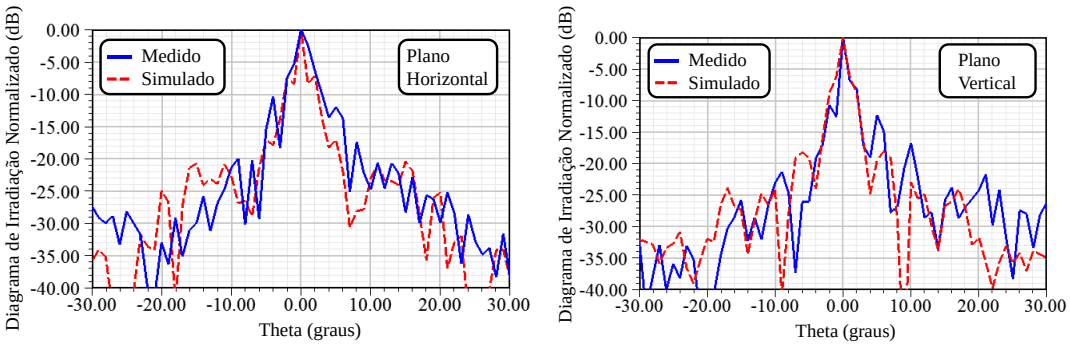


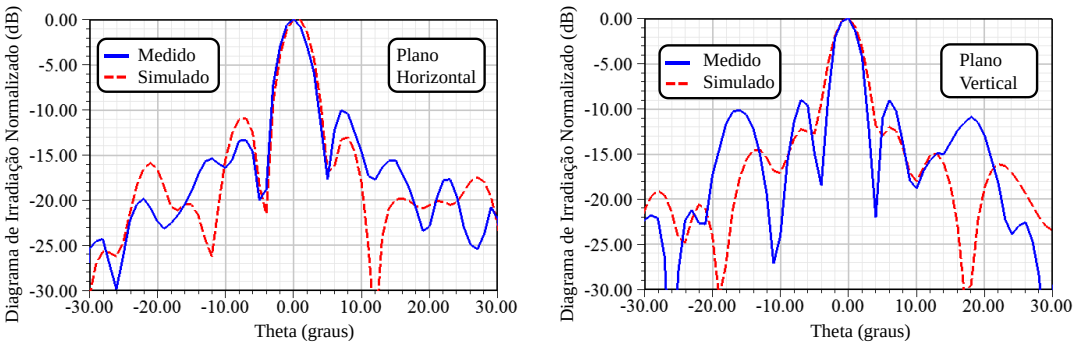
Figura 3.30 *Resultado da caracterização do SR-FSS da DBPA-COM.*

O diagrama de irradiação foi obtido utilizando um gerador de sinais analógico (Keysight EXG-N5173B) e um analisador de espectro (modelo FieldFox). As Figura 3.31 e 3.32 mostram uma comparação entre os resultados simulados e os medidos nos planos vertical e horizontal. Foram realizadas as medidas apenas para as frequências centrais de operação da DBPA-COM (7,5 e 28 GHz). As medidas foram realizadas no plano de elevação de forma manual com passo de um grau dentro da faixa de -30º a 30º. As Figuras 3.31(a) e 3.31(b) mostram o diagrama de irradiação normalizado para a frequência de 28 GHz no plano horizontal (H) e vertical (E) respectivamente. As Figura 3.32(a) e 3.32(b) em 7,5 GHz. Observa-se boa concordância entre simulado e medido para ambas bandas de operação da DBPCA-COM, verifica-se as larguras de feixe de meia potência de 4º e 6º, nível de lóbulo secundário de -12 e -13 dB para as bandas Ka e *C* respectivamente.



(a) *(b)*

Figura 3.31 *Diagrama de irradiação da DBPA-COM em 28 GHz; (a) Plano horizontal; e (b) Plano vertical.*



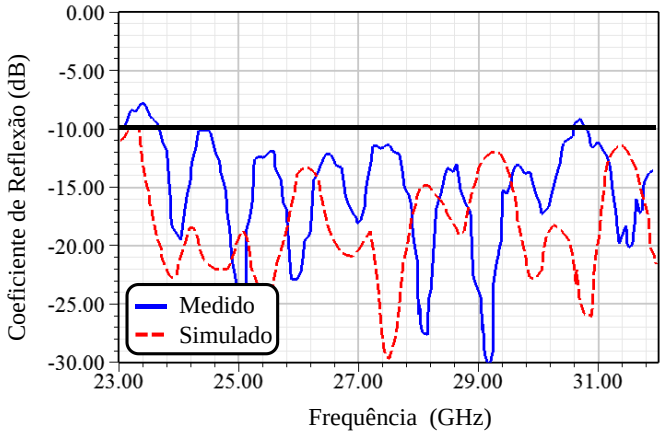
(a) *(b)*

Figura 3.32 *Diagrama de irradiação da DBPA-COM em 28 GHz (a) Plano horizontal;(b) Plano vertical.*

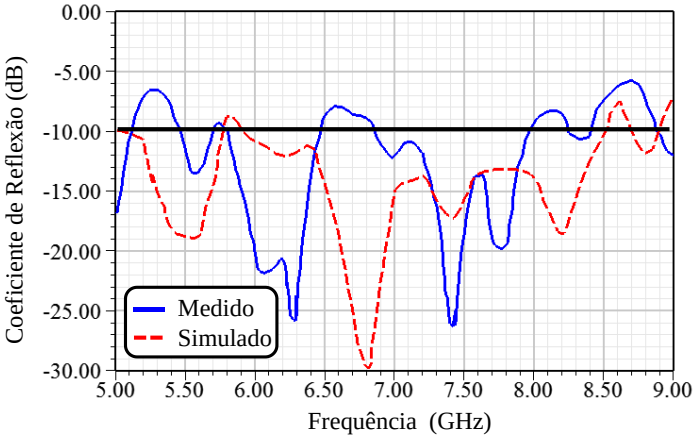
O ganho medido foi de 39,7 dBi para a frequência de 28 GHz e de 30,42 dBi para 7,5 GHz. Esperava-se obter, pelo cálculo teórico de ganho (equação (2.10)), os valores 42,6 e 31,24 dBi. Entretanto, é compreensível esta queda devido aos fatores de construção e a situação de bloqueio que ambas cornetas causam por estarem uma em contra fase.

O coeficiente de reflexão foi medido utilizando um analisador de redes (modelo FieldFox Microwave Analyzer N9953A). A Figura 3.33 mostra os resultados simulados e medidos para as bandas C e Ka. Verificam-se algumas diferenças entre os resultados simulado e medido, entretanto considerou-se os resultados satisfatórios, devido à complexidade de todo sistema que dificultam as análises de convergência de simulação. A Figura 3.33(a) mostra que o alimentador de banda Ka opera dentro da banda de reflexão do SR-FSS, entre 27 e 30,5 GHz. Na Figura 3.33(b) observa-se que

o alimentador opera na frequência de projeto de 7,5 GHz e possui uma banda de 6,9 a 8 GHz, ou seja, opera em uma faixa de 1,1 GHz.



(a)



(b)

Figura 3.33 *Coeficiente de reflexão simulado e medido da DBPA-COM (a) Banda Ka e (b) Banda C.*

Capítulo 4
4. Implementação das Antenas de Banda Dupla

As antenas DBPA-RAD e DBPA-COM foram implementadas para comprovar as suas aplicabilidades. A antena DBPA-RAD foi usada no radar fotônico do grupo parceiro italiano que tinha por finalidade detectar alvos aéreos não cooperativos, usando as bandas de frequência S e X. A antena DBPA-COM foi implementada em um enlace de comunicação dentro do campus do INATEL para atingir uma alta vazão de tráfego de dados nas bandas C e Ka.

4.1 Implementação da DBPA-RAD em um Radar Fotônico

Os experimentos do radar foram conduzidos na Rede Nacional e Laboratório de Tecnologias (PNT Lab – *Photonics Network and Technologies National Laboratory*) do Consórcio Nacional Interuniversitário de Telecomunicações (CNIT-*National Inter-university Consortium for Telecommunications*), em Pisa, Itália. A Figura 4.1 apresenta uma ilustração do experimento e imagens do radar fotônico e do protótipo da antena no terraço do edifício, onde o experimento foi realizado. O experimento consistiu em apontar manualmente a antena DBPA-RAD para a rota de aviões e helicópteros que pousam e levantam voos no aeroporto de Galileo Galilei, próximo ao CNIT. A DBPA-RAD foi conectada ao transceptor coerente baseado em fotônica do radar de duas bandas com operação simultânea nas bandas S e X [23] [24]. Buscou-se com este experimento detectar os alvos aéreos não-cooperativos nas duas bandas de operação da antena simultaneamente.

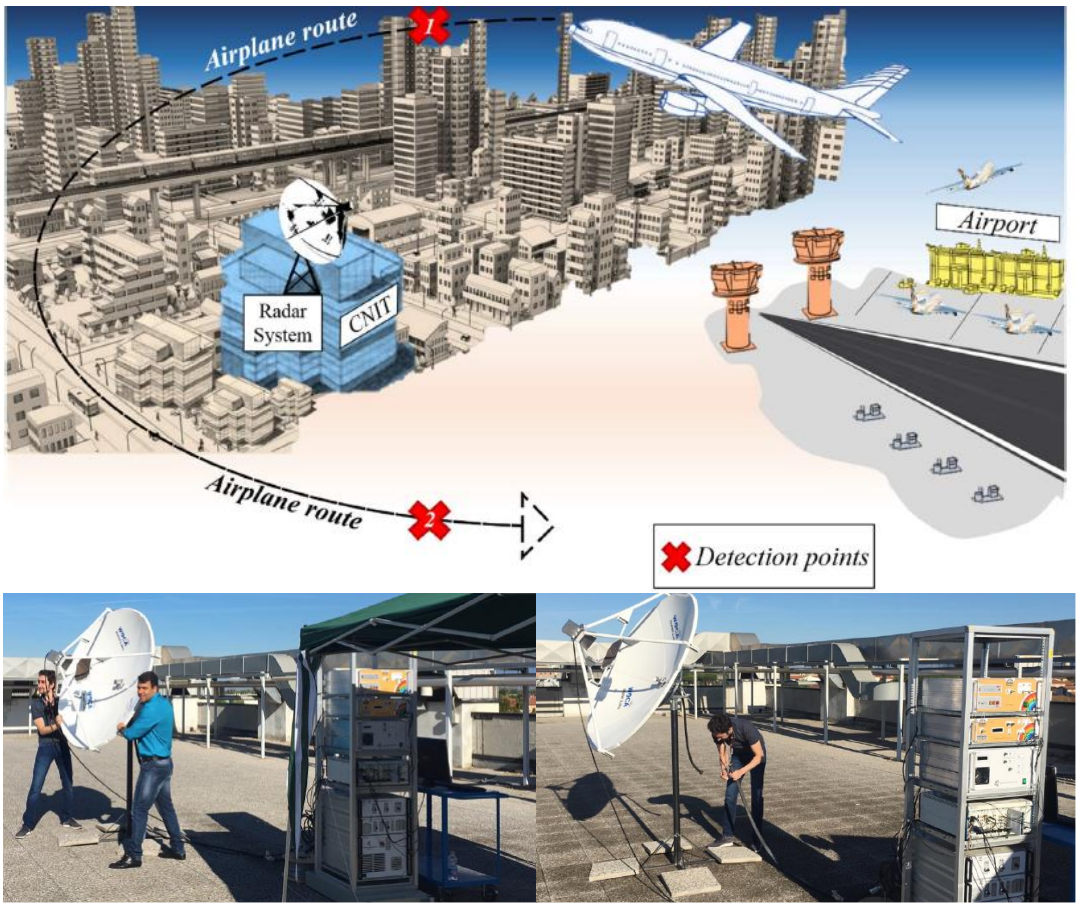
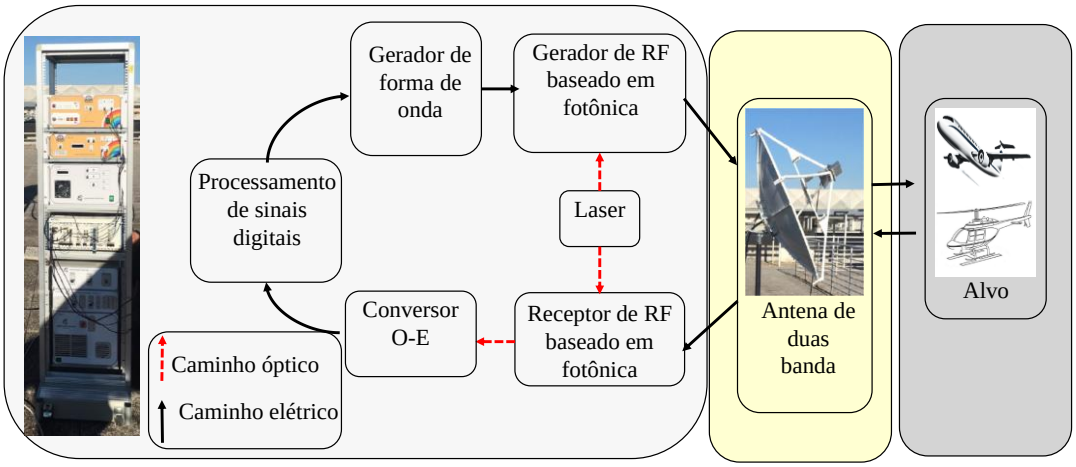


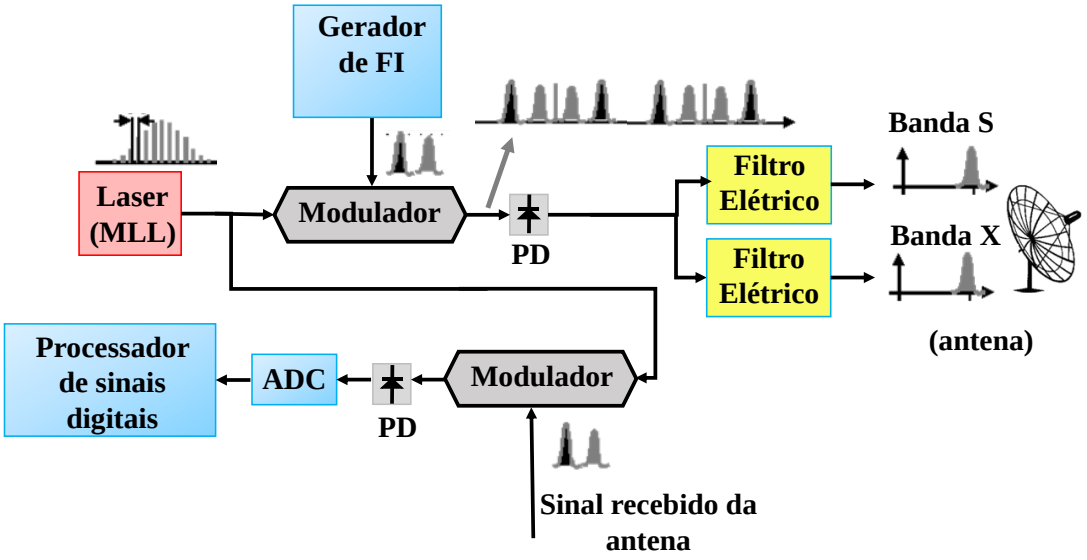
Figura 4.1 *Implementação da DBPA- RAD com o radar fotônico italiano.*

A Figura 4.2(a) apresenta um diagrama simplificado do princípio de funcionamento do radar fotônico. Incialmente são gerados sinais de RF em paralelo nas frequências intermediárias de 75 e 125 MHz [23][24]. Essas formas de onda são moduladas no domínio óptico para conversão de frequência. Depois deste processo, são novamente convertidas para o domínio elétrico por um fotodiodo nas frequências de 2,525 GHz (banda S) e 9,925 GHz (banda X), ambas com banda de aproximadamente 20 MHz. Os sinais são irradiados pela antena DBPA-RAD de forma simultânea e os ecos gerados pelo retroespalhamento ao atingir o alvo são novamente captados. Estes sinais serão novamente processados no domínio óptico de forma análoga ao sinal gerado na transmissão, porém no sentido contrário, ou seja, realizando o translado do sinal recebido para as frequências intermediarias de 75 e 125 MHz. A parte computacional do radar fotônico é realizado usando um processador digital de sinais (DSP).

O princípio operacional do sistema fotônico e o transceptor é esquematizado de forma um pouco mais detalhada na Figura 4.2(b). Um laser MLL (*mode-locked laser*) gera pulsos ópticos de alta estabilidade a uma taxa de repetição de 400 MHz responsável pela conversão dos sinais de radiofrequência para faixas de frequência que serão empregadas no radar. Em paralelo, duas formas de onda são geradas por um sintetizador DDS (*direct digital synthesizer*) nas frequências intermediárias (IFs – *intermediate frequency*) de 75 e 125 MHz. Estas formas de onda são moduladas no domínio óptico pelo MLL em diferentes comprimentos de onda para realização da conversão de frequências do sinal elétrico. O batimento entre específicos comprimentos de onda são realizados no fotodiodo (PD – *photodetector*), para conversão do sinal de volta para o domínio elétrico nas frequências de 2,525 GHz e 9,925 GHz. Dois filtros de RF do tipo passa-faixa com banda de 20 MHz filtram o sinal na saída do PD, a fim de eliminar os espúrios gerados no processo de batimento [13]. A DBPA-RAD é posteriormente usada para transmitir os sinais de RF e receber seus respectivos ecos. O sinal recebido é usado para modular o mesmo MLL, usando outro modulador óptico seguido por outro PD, que executa a sub-amostragem óptica do sinal RF. Portanto, após a fotodetecção, as duas formas de onda são transladadas de volta às suas IFs originais. Por fim, um conversor (ADC – *analog-digital converter*) digitaliza os sinais a uma taxa de 400 amostras/s, que serão processados por uma unidade de processamento digital de sinais.



(a)



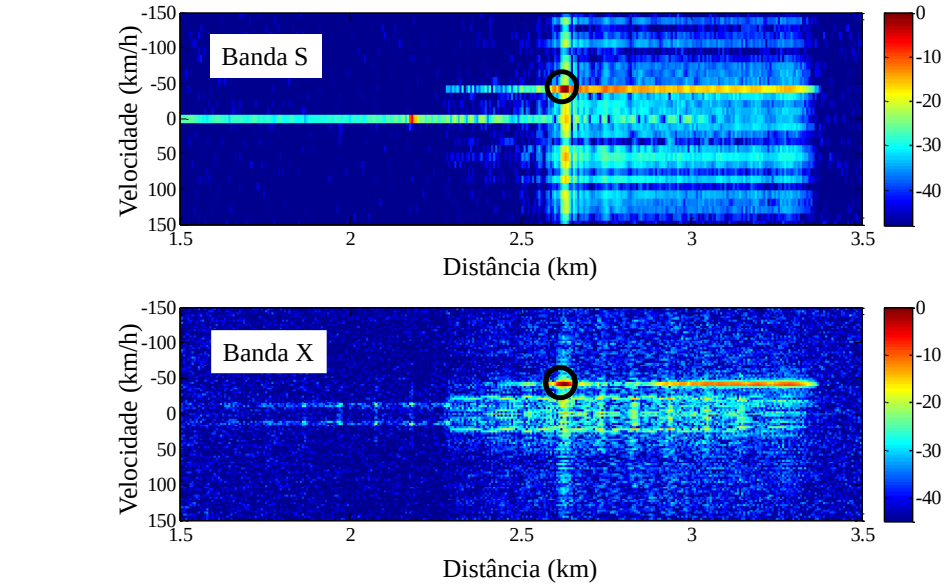
(b)

Figura 4.2 *Esquemático do experimento (a) Princípio de funcionamento do radar fotônico e (b) Princípio operacional do sistema fotônico.*

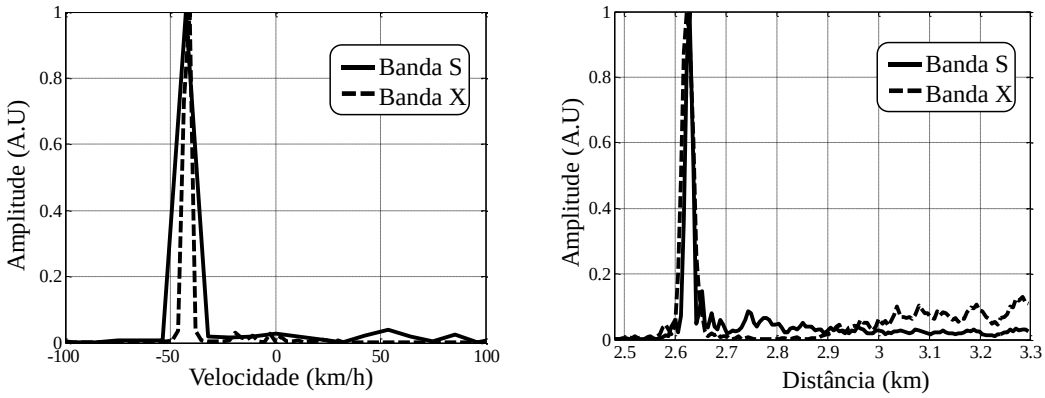
Foram utilizadas as mesmas configurações do radar nas duas bandas para a execução do experimento. Além disso, os canais de radares foram igualmente definidos, isto é, com um desvio de frequência de 18 MHz e uma frequência de repetição de pulsos (PRF – *frequency repetition frequency*) de 10 kHz com duração de tempo de 5 segundos. A resolução de alcance (R) é dada por $R = c / (2 \times B)$, onde c é a velocidade da luz no vácuo e B é a largura de banda do sinal, resultando em aproximadamente $R = 8{,}33$ m. É possível calcular a resolução de velocidade (v_r) a partir do mínimo desvio de frequência Doppler (f_d) que o radar pode detectar, neste caso, $f_d = 50$ Hz. Desta forma, tem-se $v_r = (c \times f_d) / (2 \times f_t)$, onde f_t é a frequência da portadora. Aplicando f_t para as bandas S e X, obtém-se uma resolução de velocidade de 9,3 e 2,7 km/h respectivamente.

A Figura 4.3(a) apresenta um mapa Doppler (velocidade, distância) para a detecção de um helicóptero. Observa-se uma forte interferência próximo à 0 km/h devido a potência média de ruído. A velocidade e a posição do alvo são destacadas por um círculo preto, estimando-se valores de velocidade de 42,7 km/h de um alvo a 2,65 km de distância do radar para ambas as bandas S e X. As Figuras 4.3(b) e 4.3(c) apresentam curvas da potência recebida normalizada em função da velocidade e

distância, respectivamente. Pode-se observar uma excelente concordância entre as duas bandas S e X, demonstrando a eficiência e aplicabilidade da DBPA-RAD.



(a)

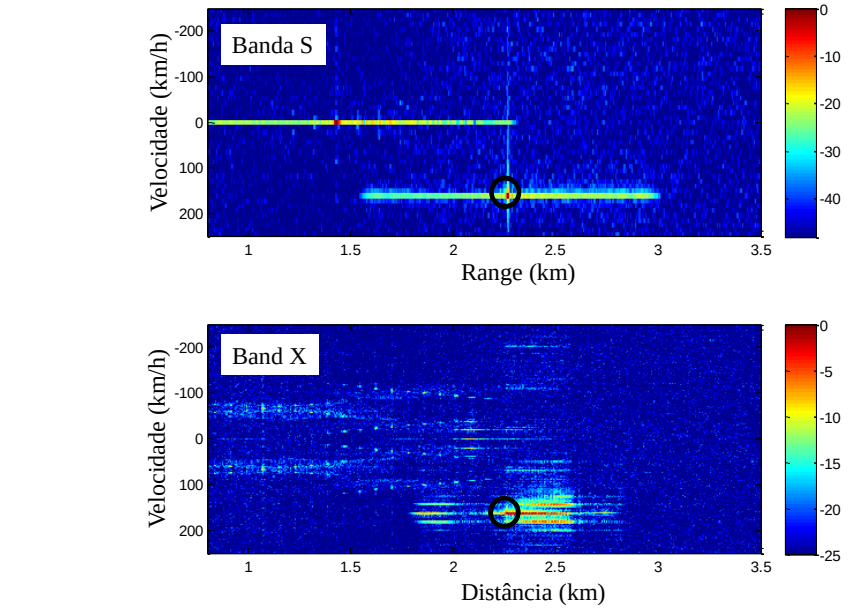


(b) *(c)*

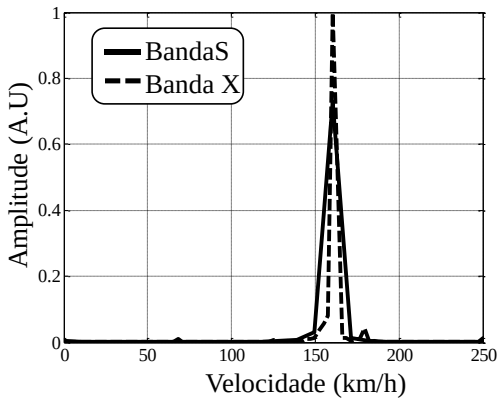
Figura 4.3 *Resultados do experimento radar na detecção do helicóptero; (a) Mapa Doppler; (b) Gráfico amplitude por velocidade; (b) Gráfico amplitude por distância*

O mesmo experimento foi realizado para detectar aviões comerciais. A Figura 4.4(a) mostra o mapa Doppler e destaca um círculo preto no ponto de detecção de um avião. O alvo foi detectado a 2,27 km, afastando-se do radar com uma velocidade de 160 km/h. As Figuras 4.4(b) e 4.4(c) relatam o alcance e a velocidade em termos da potência recebida normalizada. Observa-se mais uma vez uma excelente concordância entre as duas bandas de frequência. No entanto, para a banda X, Figura 4.4(c), pode-

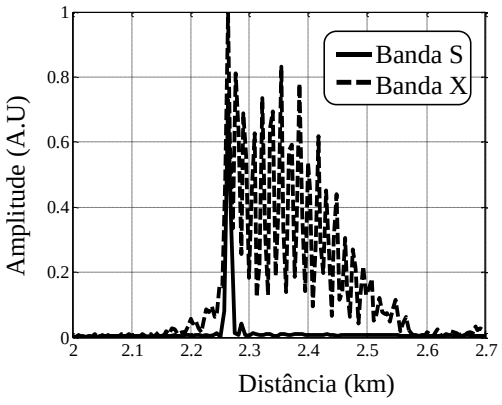
se observar um eco a 2,6 km. Isso acontece devido ao uso de um comprimento de onda menor, capaz de detectar o avião em múltiplos pontos devido ao seu longo comprimento.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.4 *Resultados do experimento radar na detecção do avião; (a) Mapa Doppler; (b) Gráfico amplitude por velocidade; (b) Gráfico amplitude por distância.*

4.2 Implementação da DBPA-COM em um Enlace de Comunicação

Atualmente, os enlaces ponto-a-ponto dispõem de antenas refletoras de alto ganho que operam em uma única banda de frequência. Com a utilização da DBPA-COM, pretende-se estabelecer um enlace ponto-a-ponto utilizando-se duas bandas de frequência (C e Ka) simultaneamente. Pretende-se com este experimento, comprovar que a DBPA-COM permite a operação nessas duas bandas de frequência, possibilitando agregar uma maior taxa de transmissão em uma única estrutura, quando comparada à uma estrutura capaz de operar em apenas uma banda.

O experimento consistiu em estabelecer um enlace ponto-a-ponto de 20 metros e realizar uma análise de desempenho digital do sistema. Por uma limitação de equipamentos, o experimento foi dividido em duas partes. A Figura 4.5 apresenta as configurações dos experimentos para análise de desempenho digital. Dois sinais de radiofrequência foram transmitidos simultaneamente em 7,5 e 28 GHz. No primeiro experimento foi analisado o desempenho digital em 7,5 GHz e com a presença de uma portadora de onda contínua em 28 GHz. No segundo experimento foi analisado o desempenho digital em 28 GHz com a presença de uma portadora de onda contínua em 7,5 GHz.

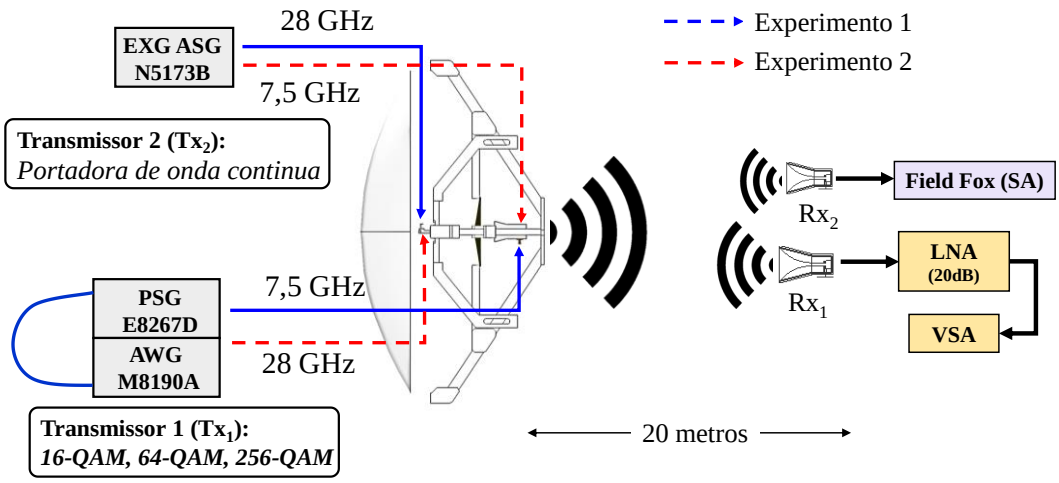


Figura 4.5 *Esquemático do experimento de um enlace de comunicação ponto-a-ponto.*

No primeiro experimento, um gerador de sinais arbitrários Keysight AWG M8190A gerou um sinal com modulações de 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM em frequência intermediária. O sinal foi convertido para a frequência de 7,5 GHz (*upconversion*) utilizando o gerador de sinais vetoriais Keysight PSG E8267D com potência de transmissão de 10 dBm, e irradiado pela DBPA-COM. Paralelamente, o gerador de sinais analógico Keysight EXG ASG N5173B gerou um sinal de onda continua (CW) em 28 GHz a ser irradiado pela DBPA-COM. Na recepção, utilizou-se duas antenas cornetas, uma operante em 28 GHz conectada ao analisador de espectro, modelo Fieldfox, no modo de analisador de espectro e outra em 7,5 GHz conectada a uma amplificador de baixo ruído LNA 83006A que, por sua vez, se conecta ao analisador vetorial de sinais da Keysigth, modelo VSA 89600, o qual extrai os valores das métricas de desempenho do sistema digital, tais como: constelação, diagrama de olho, banda espectral, relação sinal-ruído (SNR) e magnitude vetorial de erro (EVM%). No segundo experimento, utilizou-se os mesmos equipamentos, porém o sinal modulado foi convertido para a frequência de 28 GHz e a portadora de onda continua (CW) foi transmitida em 7,5 GHz. A Figura 4.6 mostra o cenário das medições.



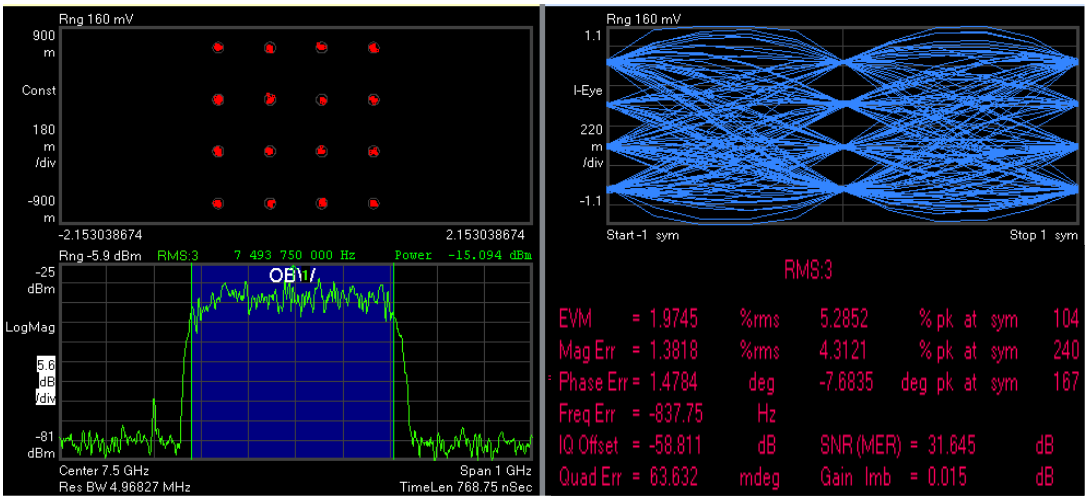
Figura 4.6 *Cenário de medições do experimento do enlace ponto-a-ponto utilizando a DBPA-COM.*

O experimento foi realizado aumentando-se gradativamente a taxa de transmissão de bits, em 12 passos para cada tipo de modulação, até o receptor não

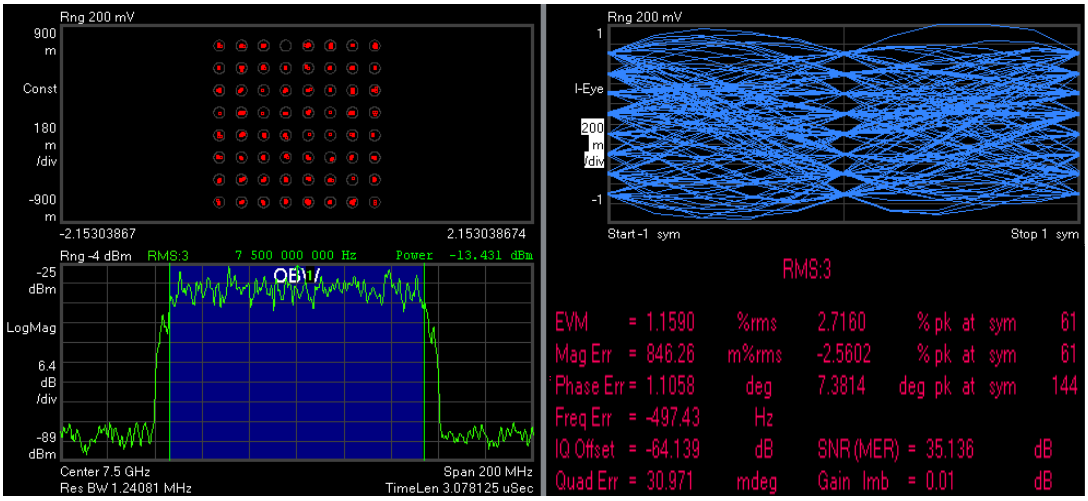
conseguir mais decodificar os bits transmitidos. Foram analisadas duas situações de medidas, com e sem a técnica de pré distorção digital (DPD - *digital pre-distortion*). Basicamente, a DPD [72][73] é uma técnica utilizada para estimar a resposta em frequência do canal e pré-compensar o desvanecimento e as distorções, a fim de eliminar seus efeitos e melhorar o desempenho digital do sistema. Inicialmente realizou-se as medidas em um sistema cabeado (B2B, *back-to-back*) a fim de se estabelecer uma referência da melhor condição possível do desempenho digital. Posteriormente foram realizadas as medidas conforme apresentado na Figura 4.5.

A Figura 4.7 traz algumas imagens capturadas da tela do equipamento, do primeiro experimento, apenas para a situação com a DBPA-COM implementada. As Figuras 4.7(a), 4.7(b) e 4.7(c), mostram as imagens para cada tipo de modulação analisada, quando se utiliza DPD e as Figuras 4.7(d), 4.7(e) e 4.7(f), mostram a mesma situação, porém sem a utilização da DPD. Assim como esperado, os resultados obtidos com a utilização da DPD apresentam melhor desempenho. As compilações de todos os pontos de medidas foram consultadas uma a uma da tela do equipamento e compiladas na forma de gráfico na Figura 4.8.

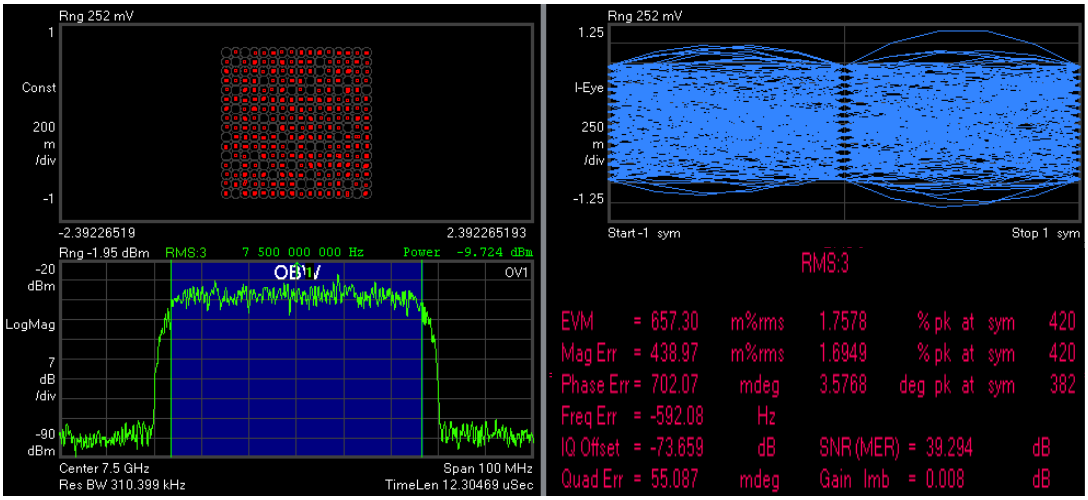
No primeiro experimento, implementou-se um enlace ponto-a-ponto com taxa de transmissão de até 8 Gbit/s utilizando o protótipo DBPA-COM. Adicionalmente, de acordo com os resultados apresentados na Figura 4.8, percebe-se que as altas taxas são alcançadas somente quando utilizada a técnica de DPD, com relação sinal-ruído comparável ao B2B. Segundo o 3GPP (*3rd Generation Partnership Project),* para uma situação aceitável de decodificação do sinal modulado o EVM deve estar a baixo dos seguintes limiares, 12,5, 8, e 3,5, para modulações 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM, respectivamente [74]. Na Figura 4.8(a), 4.8(b) e 4.8(c) verifica-se que o EVM para a situação de DPD atende as especificações do 3GPP para todas as modulações analisadas. Avaliou-se o desempenho das modulações 16, 64 e 256-QAM com bandas de até 1,2 GHz. Todas as análises foram realizadas com sinal CW em 28 GHz ativo, cuja presença não acarretou em nenhuma diferença no desempenho digital em 7,5 GHz. Os resultados obtidos comprovam a aplicabilidade da DBPA-COM em enlaces operando em duas bandas simultaneamente (C e Ka).


Rng 160 mV
900 m
Const
180 m /div
-900 m
-2.153038674
2.153038674
Rng -5.9 dBm RMS:3 7 493 750 000 Hz Power -15.094 dBm
-25 dBm
LogMag
5.6 dB /div
-81 dBm
Center 7.5 GHz
Res BW 4.96827 MHz
Span 1 GHz
TimeLen 768.75 nSec
Rng 160 mV
1.1
I-Eye
220 m /div
-1.1
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 1.9745 %rms 5.2852 % pk at sym 104
Mag Err = 1.3818 %rms 4.3121 % pk at sym 240
Phase Err = 1.4784 deg -7.6835 deg pk at sym 167
Freq Err = -837.75 Hz
IQ Offset = -58.811 dB SNR (MER) = 31.645 dB
Quad Err = 63.632 mdeg Gain Imb = 0.015 dB

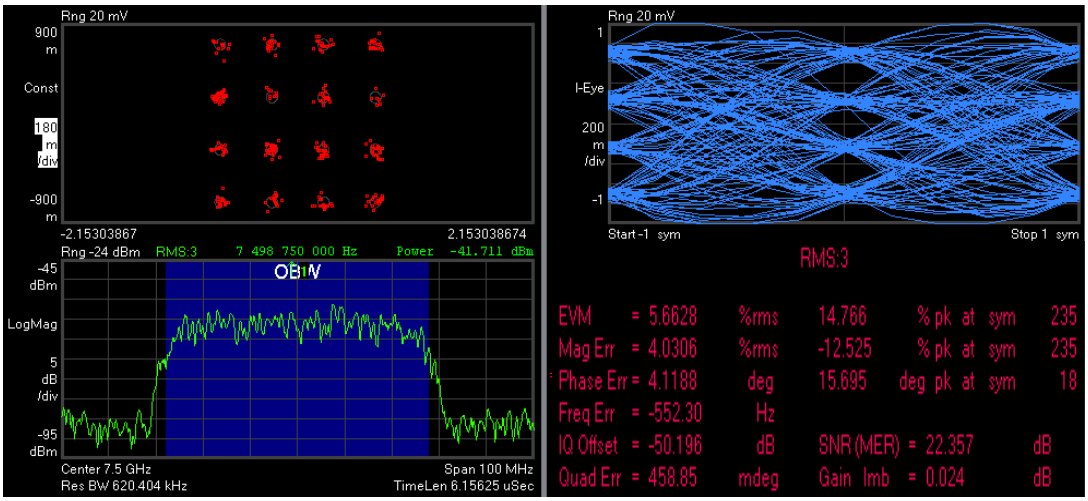
(a)


Rng 200 mV
900 m
Const
180 m /div
-900 m
-2.15303867
2.153038674
Rng -4 dBm RMS:3 7 500 000 000 Hz Power -13.431 dBm
-25 dBm
LogMag
6.4 dB /div
-89 dBm
Center 7.5 GHz
Res BW 1.24081 MHz
Span 200 MHz
TimeLen 3.078125 uSec
Rng 200 mV
1
I-Eye
200 m /div
-1
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 1.1590 %rms 2.7160 % pk at sym 61
Mag Err = 846.26 m%rms -2.5602 % pk at sym 61
Phase Err = 1.1058 deg 7.3814 deg pk at sym 144
Freq Err = -497.43 Hz
IQ Offset = -64.139 dB SNR (MER) = 35.136 dB
Quad Err = 30.971 mdeg Gain Imb = 0.01 dB

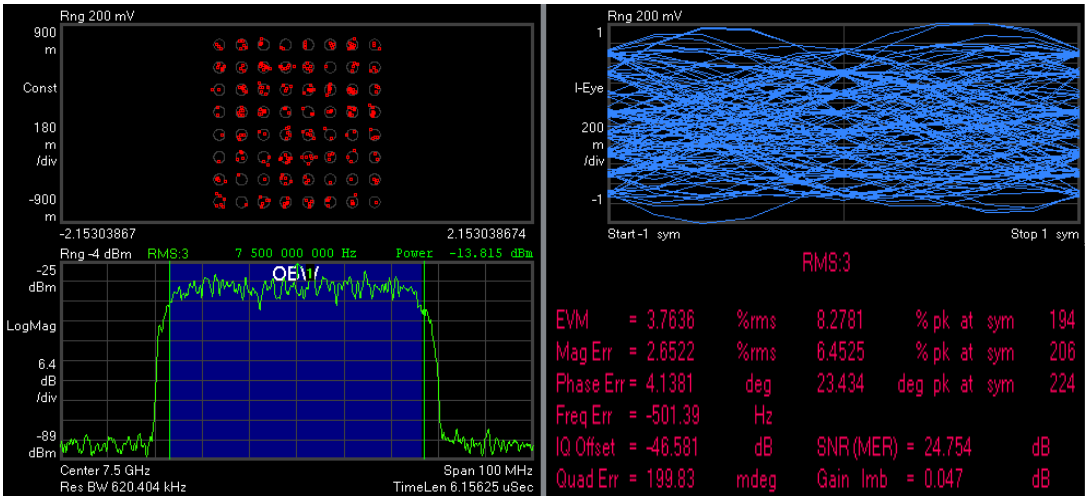
(b)


Rng 252 mV
1
Const
200 m /div
-1
-2.39226519
2.392265193
Rng -1.95 dBm RMS:3 7 500 000 000 Hz Power -9.724 dBm
-20 dBm
LogMag
7 dB /div
-90 dBm
Center 7.5 GHz
Res BW 310.399 kHz
Span 100 MHz
TimeLen 12.30469 uSec
Rng 252 mV
1.25
I-Eye
250 m /div
-1.25
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 657.30 m%rms 1.7578 % pk at sym 420
Mag Err = 438.97 m%rms 1.6949 % pk at sym 420
Phase Err = 702.07 mdeg 3.5768 deg pk at sym 382
Freq Err = -592.08 Hz
IQ Offset = -73.659 dB SNR (MER) = 39.294 dB
Quad Err = 55.087 mdeg Gain Imb = 0.008 dB

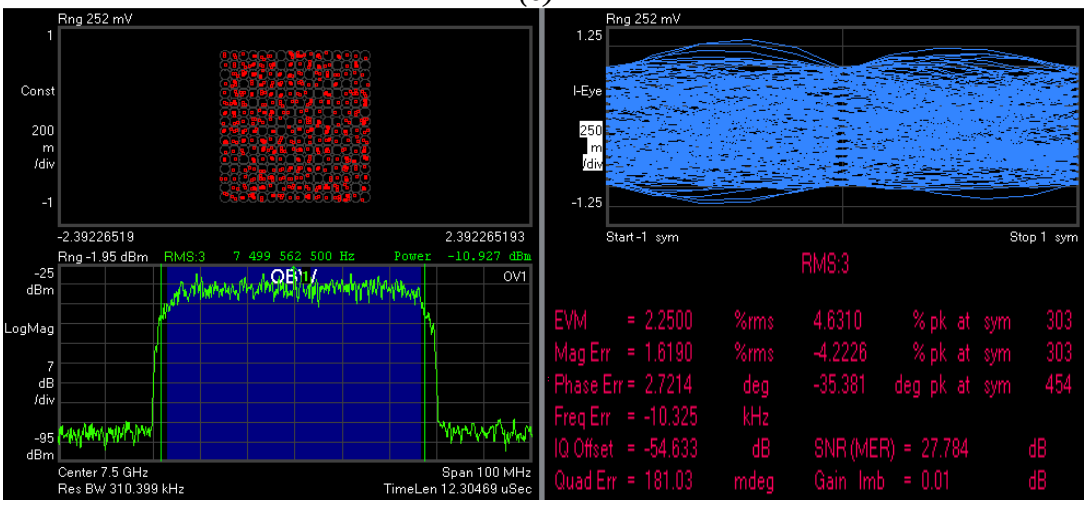
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.7 *Exemplos de medidas de desempenho digital com o VSA, na frequência de 7,5 GHz. (a) Sinal 16-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s e DPD; (b) Sinal 64-QAM com taxa de 600 Mbit/s e DPD; (c) Sinal 256-QAM com taxa de 400 Mbit/s e DPD; (d) Sinal 16-QAM com taxa de 400 Mbit/s; (e) Sinal 64-QAM com taxa de 300 Mbit/s; (f) Sinal 256-QAM com taxa de 600 Mbit/s.*

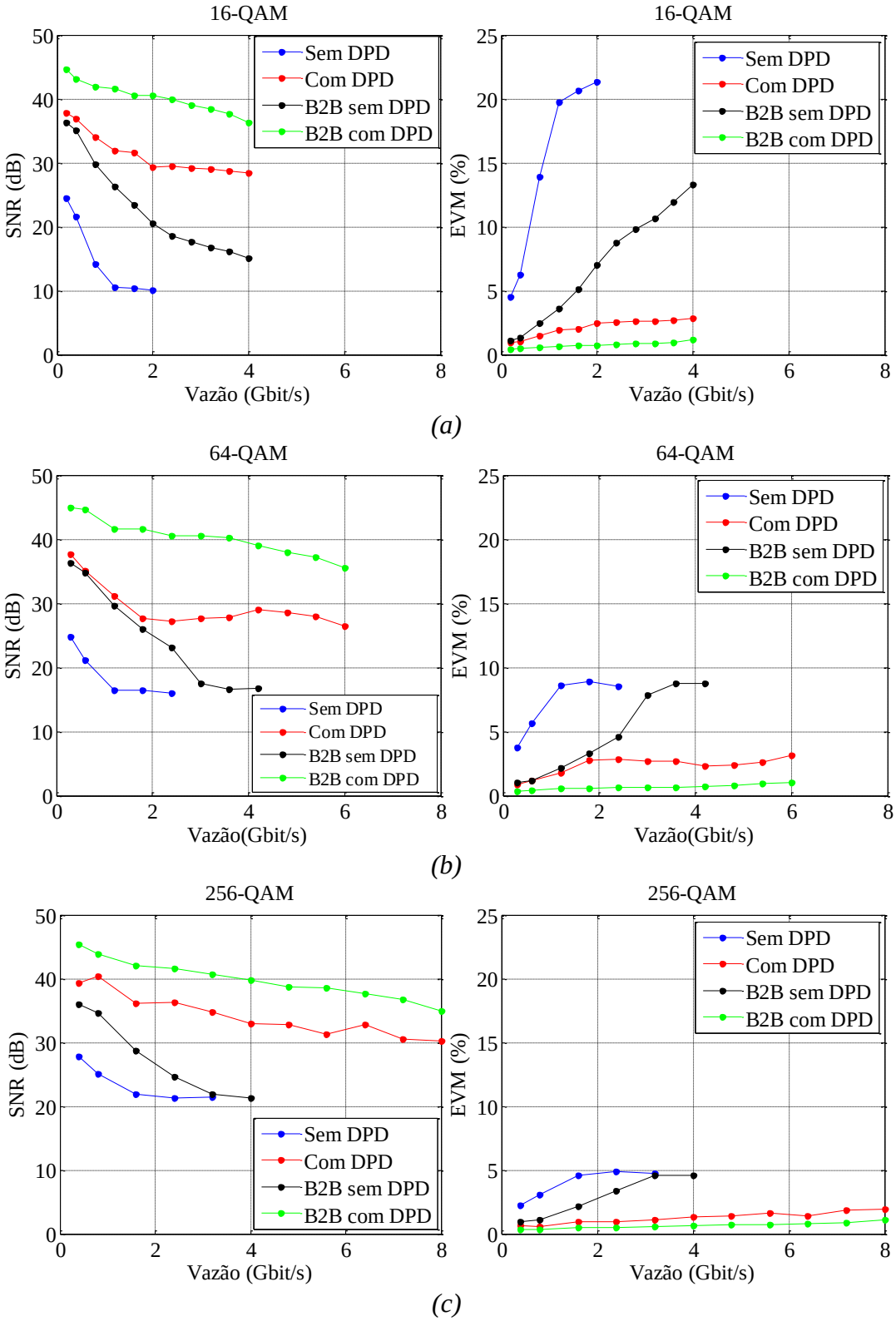


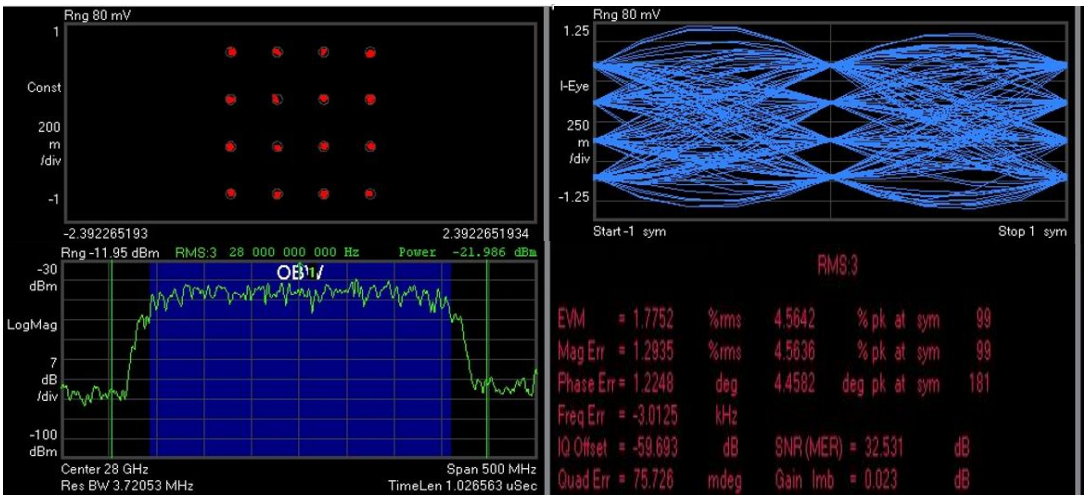
Figura 4.8 *Análise digital na frequência de 7,5 GHz com a DBPA-COM. (a) 16-QAM; (b) 64 QAM; (c) 256-QAM.*

A Figura 4.9 traz algumas imagens capturadas da tela do equipamento, porém para segundo experimento. As Figuras 4.9(a), 4.7(b) e 4.7(c) mostram as imagens para cada tipo de modulação analisada, quando se utiliza DPD e as Figuras 4.7(d), 4.7(e) e 4.7(f), mostram a mesma situação, porém sem a utilização da DPD. O mesmo resultado observado para o sinal modulado em 7,5 GHz foi observado para o sinal modulado em 28 GHz, o melhor desempenho foi obtido com a utilização da DPD. A partir destas imagens da tela do equipamento foram gerados os gráficos de vazão por SNR e vazão por EVM. Os resultados deste experimento podem ser vistos na Figura 4.10.

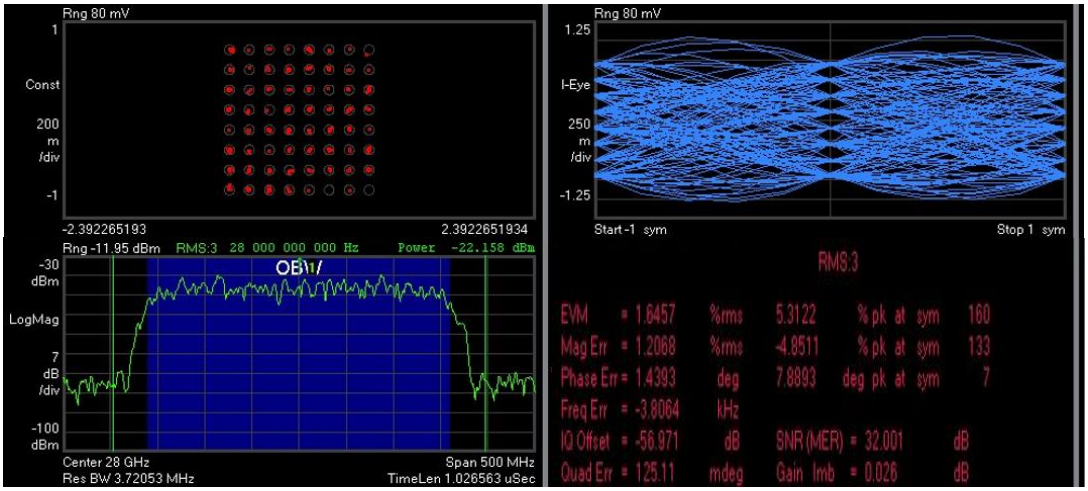
No segundo experimento, o enlace ponto-a-ponto apresentou vazão de até 12 Gbit/s. Na Figura 4.10m verifica-se que a relação sinal-ruído e o EVM estão comparáveis com o B2B, comprovando que também é possível alcançar altas taxas no enlace sem fio. Avaliou-se o desempenho das modulações 16, 64 e 256-QAM com bandas de até 1,7 GHz. O desempenho digital em 28 GHz foi analisado com sinal CW em 7,5 GHz ativo e a presença deste sinal não acarretou em nenhuma diferença nos resultados obtidos comprovando. Mais uma vez, a aplicabilidade da DBPA-COM em enlaces operando em duas bandas simultaneamente.

Os resultados dos experimentos comprovaram que a DBPA-COM é capaz de operar simultaneamente nas bandas C e Ka. Foi possível se estabelecer um enlace de até 20 Gbit/s utilizando a DBPA-COM com sinais modulados simultaneamente. O experimento com a transmissão de dois sinais modulados simultaneamente não foi possível por uma limitação de equipamento. Entretanto, como em ambos os experimentos foram utilizadas as duas bandas de operação da antena, pode-se afirmar que a taxa de 20 Gbit/s é viável.

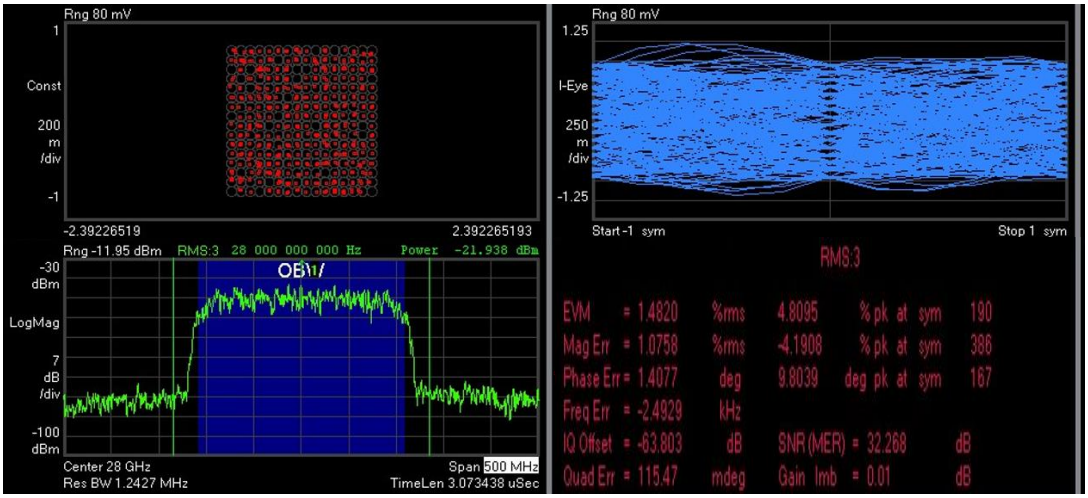
A vazão de 20 Gbit/s em um sistema sem fio é muito superior as taxas oferecidas pelos rádios de enlaces curtos que se encontram comercialmente. Os rádios comercias [75][76] atingem taxas de até 2,5 Gbit/s por enlace, desta maneira os resultados obtidos nestes experimentos é uma prova de conceito que mostra ser possível alcançar maiores taxas de transmissão.


Rng 80 mV
Const
-2.392265193
2.3922651934
Rng -11.95 dBm RMS:3 28 000 000 000 Hz Power -21.986 dBm
LogMag
Center 28 GHz
Span 500 MHz
Res BW 3.72053 MHz
TimeLen 1.026563 uSec
Rng 80 mV
I-Eye
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 1.7752 %rms 4.5642 % pk at sym 99
Mag Err = 1.2935 %rms 4.5636 % pk at sym 99
Phase Err = 1.2248 deg 4.4582 deg pk at sym 181
Freq Err = -3.0125 kHz
IQ Offset = -59.693 dB SNR (MER) = 32.531 dB
Quad Err = 75.726 mdeg Gain Imb = 0.023 dB

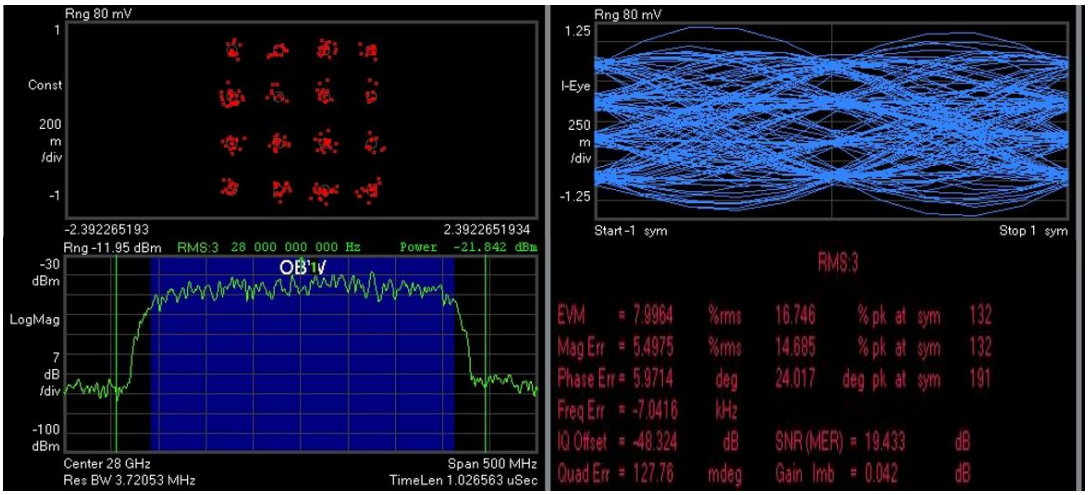
(a)


Rng 80 mV
Const
-2.392265193
2.3922651934
Rng -11.95 dBm RMS:3 28 000 000 000 Hz Power -22.158 dBm
LogMag
Center 28 GHz
Span 500 MHz
Res BW 3.72053 MHz
TimeLen 1.026563 uSec
Rng 80 mV
I-Eye
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 1.6457 %rms 5.3122 % pk at sym 160
Mag Err = 1.2068 %rms -4.8511 % pk at sym 133
Phase Err = 1.4393 deg 7.8893 deg pk at sym 7
Freq Err = -3.8064 kHz
IQ Offset = -56.971 dB SNR (MER) = 32.001 dB
Quad Err = 125.11 mdeg Gain Imb = 0.026 dB

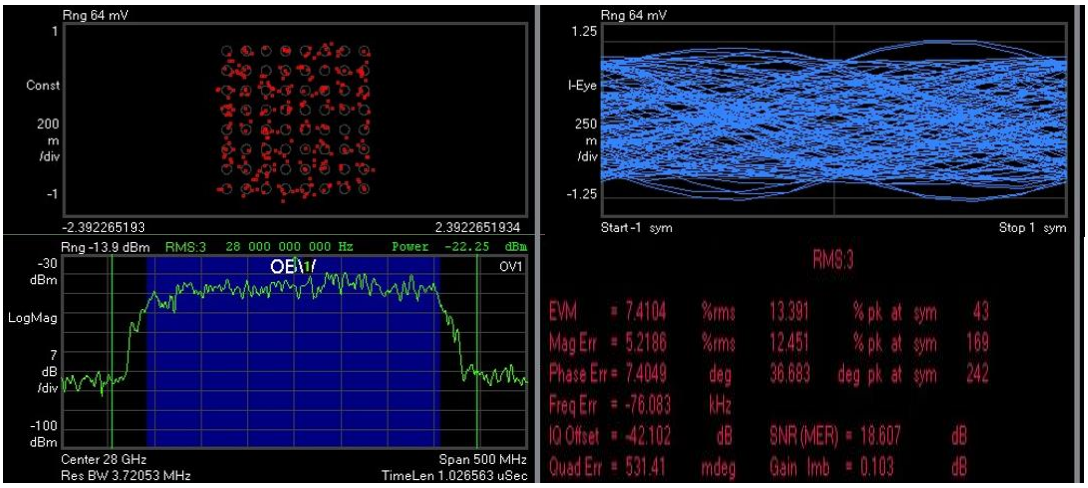
(b)


Rng 80 mV
Const
-2.39226519
2.392265193
Rng -11.95 dBm RMS:3 28 000 000 000 Hz Power -21.938 dBm
LogMag
Center 28 GHz
Span 500 MHz
Res BW 1.2427 MHz
TimeLen 3.073438 uSec
Rng 80 mV
I-Eye
Start -1 sym
Stop 1 sym
RMS:3
EVM = 1.4820 %rms 4.8095 % pk at sym 190
Mag Err = 1.0758 %rms -4.1908 % pk at sym 386
Phase Err = 1.4077 deg 9.8039 deg pk at sym 167
Freq Err = -2.4929 kHz
IQ Offset = -63.803 dB SNR (MER) = 32.268 dB
Quad Err = 115.47 mdeg Gain Imb = 0.01 dB

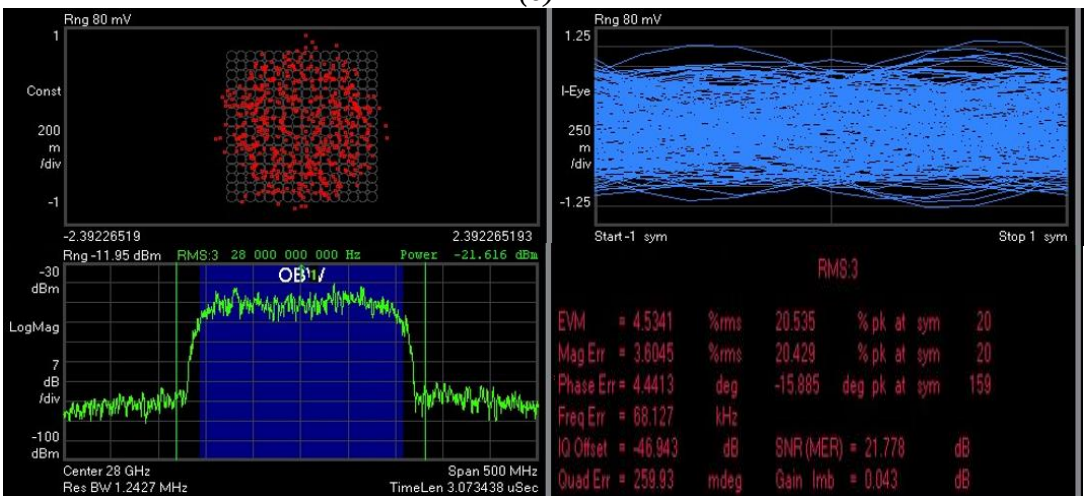
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.9 *Exemplos de medidas de desempenho digital com o VSA na frequência de 28 GHz. (a) Sinal 16-QAM com taxa de 1,2 Gbit/s e DPD; (b) Sinal 64-QAM com taxa de 1,8 Gbit/s e DPD; (c) Sinal 256-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s e DPD; (d) Sinal 16-QAM com taxa de 1,2 Mbit/s; (e) Sinal 64-QAM com taxa de 1,8 Gbit/s; (f) Sinal 256-QAM com taxa de 1,6 Gbit/s.*

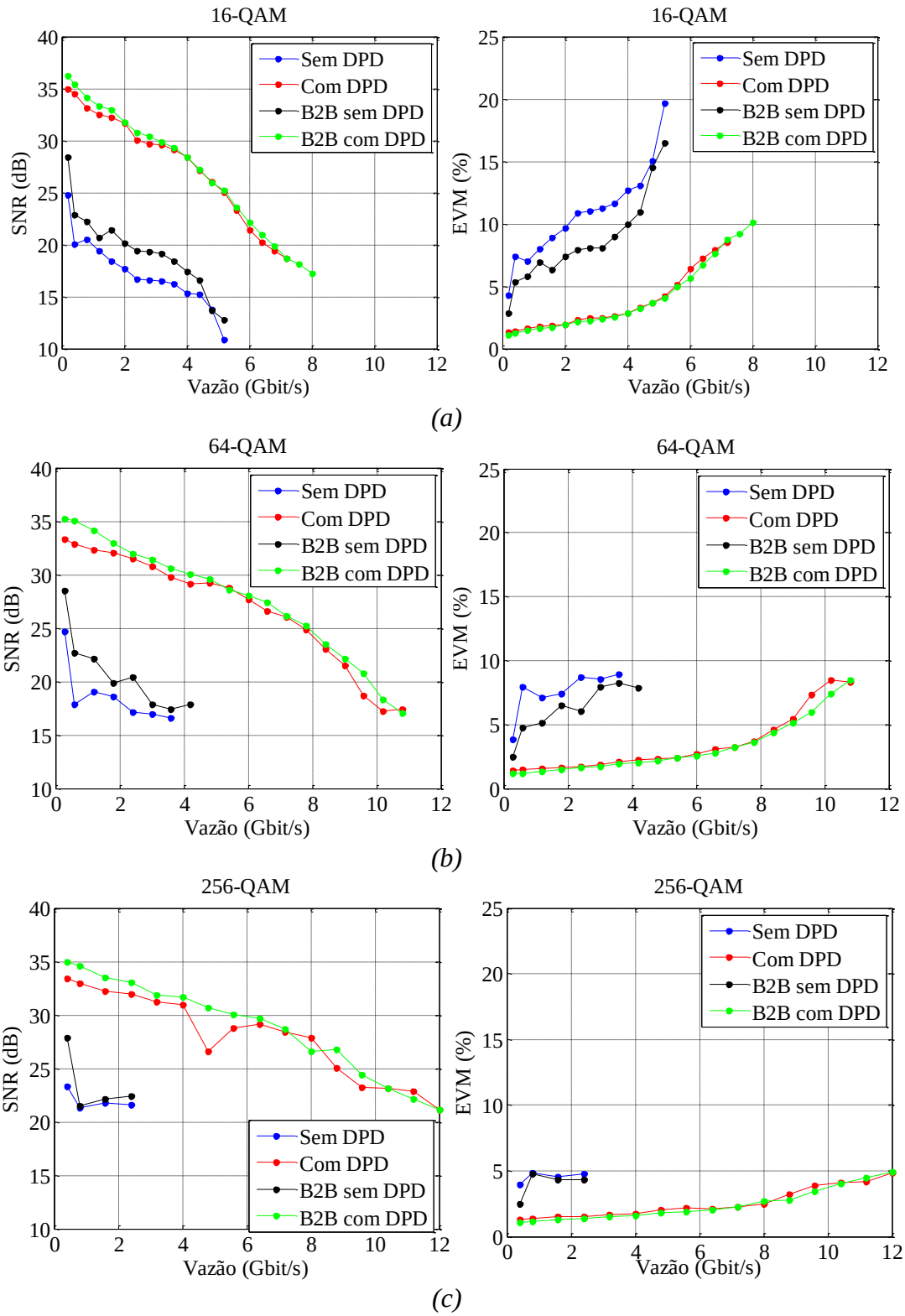


Figura 4.10 *Análise digital na frequência de 28 GHz com a DBPA-COM. (a) 16-QAM; (b) 64 QAM; (c) 256-QAM.*

Capítulo 5
5. Conclusões e Trabalhos futuros

A Dissertação apresentou o desenvolvimento de duas antenas parabólicas de banda dupla baseadas em FSS para radares e comunicação. O trabalho foi realizado em cinco etapas: projeto, simulações numéricas, fabricação, caracterização e, por fim, implementação das antenas em cenários reais.

O trabalho apresentou os detalhes no desenvolvimento das duas antenas, DBPCA-RAD e DBPCA-COM. Foi apresentado a caracterização de cada sub-refletor baseado em FSS assim como o diagrama de irradiação, para as frequências centrais, e o coeficiente de reflexão de cada antena. O protótipo da DBPCA-RAD apresentou uma largura de banda de 290 MHz e ganho de 23,75 dBi para a banda S e 3,9 GHz e 24,5 dBi para a banda X. Já o protótipo da DBPCA-COM apresentou uma largura de banda de 1,1 GHz e ganho de 30,42 dBi para a banda C e 3,38 GHz e 39,7 dBi para a banda Ka. Por fim foi realizado um experimento diferente para cada antena.

A DBPA-RAD foi validada experimentalmente sob condições reais no laboratório de fotônica, *Network Photonics Laboratory*, em Pisa-Itália, em conjunto com um sistema de radar coerente com processamento fotônico operante nas bandas S e X. O sistema de radar permitiu a correta detecção de aviões comerciais e de um helicóptero, o que demostra o alto desempenho e a aplicabilidade da antena proposta. O uso de apenas uma antena para transmitir e receber em duas bandas diferentes simultaneamente, permite minimizar o consumo de potência, volume e área de cobertura do sistema de radar e reduzir de forma considerável a complexidade do sistema em geral.

A DBPA-COM foi utilizada em um enlace de 20 metros operante nas frequências de 28 GHz e 7,5 GHz. Transmitiu-se uma portadora de onda continua em 28 GHz e em 7,5 GHZ um sinal digital com vazão de até 8 Gbit/s. O sinal de 28 GHz não interferiu no desempenho digital do enlace de 7,5 GHz. Também foi transmitido um sinal modulado em 28 GHz com vazão de até 12 Gbit/s e uma portadora de onda continua em 7,5 GHz simultaneamente. Desta maneira, comprovou-se que a DBPA-COM pode operar simultaneamente nas duas bandas C e Ka.

Por fim, conclui-se que a antena DBPA permite a operação em duas bandas simultaneamente. Sua capacidade de integrar dois iluminadores de frequência distintas, compartilhando um único refletor principal, simplifica o sistema de forma geral. A antena apresenta-se como uma solução potencial para aplicações de dupla banda de operação e alto ganho, com redução de complexidade, custo e ocupação de espaço do sistema como um todo. Como trabalhos futuros, propõe-se a utilização da DBPA-COM em um *wireless mobile fronthaul* sob condições reais.

Referências Bibliográficas

[1] Samsung, "*5G vision*," *White Pap.*, Feb. 2015. Disponível em: https://images.samsung.com/is/content/samsung/p5/global/business/networks/insights/white-paper/5g-vision/global-networks-insight-samsung-5g-vision-2.pdf.

[2] Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021," *White Pap.*, Feb. 2017. Disponível em: https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.pdf

[3] T. S. Rappaport *et al.*, "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.

[4] T. N. R. e A. C. S. Junior, "Evolução da Telefonia Móvel: 1G ao 4G," *Semin. Redes E Sist. Telecomunicações Instituto Nac. Telecomunicações*, Sep. 2014, Santa Rita do Sapucaí.

[5] Ericsson, "5G systems - Enabling the Transformatiom of Industry ans Society," *White Pap.*, Jan. 2017. Disponível em: https://www.ericsson.com/en/white-papers/5g-systems--enabling-the-transformation-of-industry-and-society

[6] P.-H. Kuo and A. Mourad, "Millimeter wave for 5G mobile fronthaul and backhaul," in *2017 European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, 2017, pp. 1–5.

[7] M. Jaber, F. J. Lopez-Martinez, M. A. Imran, A. Sutton, A. Tukmanov, and R. Tafazolli, "Wireless backhaul: Performance Modelling and Impact on User Association for 5G," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, pp. 1–1, 2018.

[8] M. Jaber, M. A. Imran, R. Tafazolli, and A. Tukmanov, "5G Backhaul Challenges and Emerging Research Directions: A Survey," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1743–1766, 2016.

[9] A. D. L. Oliva *et al.*, "Xhaul: toward an integrated fronthaul/backhaul architecture in 5G networks," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 32–40, Oct. 2015.

[10] Ericsson, "Wireless backhaul in future heterogeneous networks," *White Pap.*, Nov. 2014.

[11] S. Sun, T. S. Rappaport, R. W. Heath, A. Nix, and S. Rangan, "MIMO for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 12, pp. 110–121, Dec. 2014.

[12] M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, and M. R. Kamarudin, "A Review of Wideband Reflectarray Antennas for 5G Communication Systems," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17803–17815, 2017.

[13] V. Agrawal and W. Imbriale, "Design of a dichroic Cassegrain subreflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 27, no. 4, pp. 466–473, Jul. 1979.

[14] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2005.

[15] A. L. P. de S. Campos, *Superfície Seletiva em Frequência:Analise e projeto*. IFRN, 2008.

[16] A. De Maio and M. S. Greco, *Modern Radar Detection Theory*. Institution of Engineering and Technology, 2015.

[17] S. Dontharaju, *Space Time Adaptive Processing for Airborne Radar*. University of Dayton., 2001.

[18] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill, 2001.

[19] W. Wiesbeck, L. Sit, M. Younis, T. Rommel, G. Krieger, and A. Moreira,b "Radar 2020: The future of radar systems," in *2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2015, pp. 188–191.

[20] Y. Pei, Y. Chen, D. M. W. Leenaerts, and A. H. M. van Roermund, "A 30/35 GHz Dual-Band Transmitter for Phased Arrays in Communication/Radar Applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 7, pp. 1629–1644, Jul. 2015.

[21] V. Giammello, E. Ragonese, and G. Palmisano, "Transmitter chipset for 24/77-GHz automotive radar sensors," in *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2010, pp. 75–78.

[22] I. Sarkas, E. Laskin, J. Hasch, P. Chevalier, and S. P. Voinigescu, "Second generation transceivers for D-band radar and data communication applications," in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, pp. 1–1.

[23] P. G. et al, "A fully photonics-based coherent radar system," *Nature*, vol. 507, pp. 341–345, Mar. 2014.

[24] S. Melo *et al.*, "Dual-use system combining simultaneous active radar communication, based on a single photonics-assisted transceiver," in *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, 2016, pp. 1–4.

[25] R. Guida, S. W. Ng, and P. Iervolino, "S- and X-band SAR data fusion," in *2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, 2015, pp. 578–581.

[26] P. Xaypraseuth, R. Satish, and A. Chatterjee, "NISAR spacecraft concept overview: Design challenges for a proposed flagship dual-frequency SAR mission," in *2015 IEEE Aerospace Conference*, 2015, pp. 1–11.

[27] S.-H. Hsu, Y.-J. Ren, and K. Chang, "A Dual-Polarized Planar-Array Antenna for S-Band and X-Band Airborne Applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 4, pp. 70–78, Aug. 2009.

[28] M. Pachiyaannan and G. K. D. P. Venkatesan, "Dual-Band UWB Antenna for Radar Applications: Design and Analysis," in *2016 8th International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN)*, 2016, pp. 196–199.

[29] Arismar Cerqueira S. Jr *et al.*, “A novel dual-polarization and dual-band slotted waveguide antenna array for dual-use radars,” in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1–4.

[30] I. F. da Costa, A. C. S, D. H. Spadoti, L. G. da Silva, J. A. J. Ribeiro, and S. E. Barbin, “Optically Controlled Reconfigurable Antenna Array for mm-Wave Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2142–2145, 2017.

[31] Arismar Cerqueira S. Jr, I. F. da Costa, R. A. dos Santos, H. R. D. Filgueiras, and D. H. Spadoti, “Waveguide-Based Antenna Arrays for 5G Networks,” *Int. J. Antennas Propag.*, 2018.

[32] T. H. Brandão, H. R. D. Filgueiras, S. A. Cerqueira, J. F. Mologni, and A. Bogoni, “FSS-based dual-band cassegrain parabolic antenna for RadarCom applications,” in *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2017, pp. 1–4.

[33] T. H. Brandão ; F. Scotti ; H. R. D. filgueiras ; A. A. C. Alves ; D. Onori ; S. A.de S. Melo ; A. Bogoni ; Arismar Cerqueira S. Jr. . “Coherent Dual-Band Radar System Based on a Unique Antenna and a Photonics-based transceiver”. *IET Radar Sonar and Navigation*, p. 1, 2018.

[34] T. H. Brandão ; H. R. D. filgueiras ; A. A. C. Alves ; F. Scotti ; S. A.de S. Melo ; A. Bogoni ; Arismar Cerqueira S. Jr. “Dual-band System composed by a Photonics-based Radar and a Focal-Point/Cassegrain Parabolic Antenna”. *Journal of microwaves, optoelectronics and electromagnetic applications*, v. 17, p. 567, 2018.

[35] T. H. Brandão ; H. R. D. filgueiras ; A. A. C. Alves ; S. A.de S. Melo ; F. Scotti ; A. Bogoni ; Arismar Cerqueira S. Jr. “ Sistema de Radar com Processamento Fotônico Baseado em Antena Cassegrain com Banda Dupla”. *MOMAG 2018*.

[36] W.A. Imbriale, “Large Antennas of the Deep Space Network”, John Wiley & Sons, vol.1, 2005.

[37] S. Rao, L. Shafai, and S. K. Sharma, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems Volume III: Applications of Reflectors:* Artech House, 2013.

[38] J. Volakis, *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition*. McGraw-Hill Companies,Incorporated, 2007.

[39] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. John Wiley & Sons, Incorporated, 2008.

[40] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. 4th edn, Hoboken, NJ: Wiley, 2016.

[41] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Antenas:fundamentos projetos e aplicações*. Érica Ltda, 2012.

[42] A. W. Love, "Some highlights in reflector antenna development," *Radio Sci.*, vol. 11, no. 8–9, pp. 671–684, Aug. 1976.

[43] W. Rusch, "The current state of the reflector antenna art," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 4, pp. 313–329, Apr. 1984.

[44] G. Galati, *100 Years of Radar*. Springer International Publishing, 2016.

[45] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. Wiley, 2012.

[46] J. W. M. Baars, *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication: Theory and Practice*. Springer New York, 2007.

[47] P. Hannan, "Microwave antennas derived from the cassegrain telescope," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 140-153, March 1961.

[48] Silver, S. "*Microwave Antenna Theory and Design"*. McGraw-Hill Book, vol. 12, pp. 190-192, 1949.

[49] W. A. Imbriale, "Evolution of the large Deep Space Network antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 33, no. 6, pp. 7-19, Dec. 1991.

[50] V. Agrawal and W. Imbriale, "Experimental and theoretical design of dichroic surface for a spacecraft antenna," *1976 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Amherst, MA, USA, 1976, pp. 105-108.

[51] V. Agrawal and W. Imbriale, "Analysis of frequency selective surfaces printed on dielectric sheet," *1977 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Stanford, CA, USA, 1977, pp. 564-567.

[52] H. Ohta, K. Lang and R. Mittra, "Design of two-screen frequency selective surface for C/Ku-band satellite communications," *1983 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Houston, TX, USA, 1983, pp. 357-360.

[53] H. Ohta, K. Lang, C. Tsao and R. Mittra, "Frequency selective surface for satellite communications antenna applications," *1982 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 1982, pp. 475-478.

[54] S. Lin, B. Munk, S. Nichols and R. Brown, "A small dual band SATCOM antenna for X- and Q-band," *1982 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 1982, pp. 483-486.

[55] Te-Kao Wu and Shung-Wu Lee, "Multiband frequency selective surface with multiring patch elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 11, pp. 1484-1490, Nov. 1994.

[56] Te-Kao Wu, "Four-band frequency selective surface with double-square-loop patch elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 12, pp. 1659-1663, Dec. 1994.

[57] C. Letrou and A. Boag, "Generalized multilevel physical optics (mlpo) for comprehensive analysis of reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 1182{1186, Feb 2012.

[58] C. Granet, "Designing axially symmetric Cassegrain or Gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 40, no. 2, pp. 76–82, Apr. 1998.

[59] Tie Jun Cui David R. Smith and R. Liu, *Metamaterials: theory, design, and applications.* Springer, 2010.

[60] P. P. Sarkar, "Frequency selective surfaces: Development and prospect," *Proceedings of the 2015 Third International Conference on Computer, Communication, Control and Information Technology (C3IT)*, Hooghly, 2015, pp. 1-6.

[61] M. Kartal, J. J. Golezani and B. Doken, "A Triple Band Frequency Selective Surface Design for GSM Systems by Utilizing a Novel Synthetic Resonator," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2724-2727, May 2017.

[62] Z. Shen *et al*., "Frequency Selective Surface Notch Filter for use in a Millimeter Wave Imaging System," *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, 2006, pp. 4191-4194.

[63] R. C. McPhedran, D. Maystre, "On the theory and solar application of inductive grids", Appl. Phys 14, 1-20, 1977.

[64] J.N. Cruz, "Caracterização de FSS com geometria Matrioska aberta", *Dissertação de mestrado*, IFPB, João Pessoa, Paraíba, Julho, 2015.

[65] S. Narayan and R. M. Jha, "Electromagnetic Techniques and Design Strategies for FSS Structure Applications [Antenna Applications Corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 5, pp. 135-158, Oct. 2015.

[66] B. A. Munk, D. S. Janning and J. Pryor, "On finite frequency selective surfaces," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, Columbus, OH, 2003, pp. 27-30 vol.4.

[67] Ben A. Munk "Finite Antenna Arrays and FSS", John Wiley & Sons,Inc, 8 July, 2003.

[68] Mologni, J. F.; Ribas, J. C.; Sodré Jr., A. C.; Costa,I. F., Alves, M.A.R; "Design of a Dual Band Frequency Selective Surface Cassegrain Antenna System," 12 ° MOMAG, Porto Alegre, Rio Grande do Sul, Julho 2016.

[69] L.G. Silva "Filtena: Integração de Antenas e Filtros de RF Reconfiguráveis." *Dissertação de mestrado*, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, 2014.

[70] J. Huang, Te-Kao Wu and Shung-Wu Lee, "Tri-band frequency selective surface with circular ring elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 2, pp. 166-175, Feb. 1994.

[71] J. Huang and S. W. Lee, "Tri-band frequency selective surface with circular ring elements," *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, London, Ontario, Canada, 1991, pp. 204-207 vol.1.

[72] R.M. Borges. T. R. R. Martins, M. S. B. Cunha, H. R. D. Filgueiras, I, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes and Arismar Cerqueira S. Jr., "Integration of a GFDM-based 5G Transceiver in a GPON using Radio over Fiber Technology," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 1-9, 2018.

[73] European Telecommunications Standards Institute (ETSI) Technical Report, "Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems," Measurement guidelines for DVB systems," *European Broadcasting Union*, May 1997.

[74] European Telecommunications Standards Institute (ETSI) 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Technical Especification, "*5G; Study on New Radio (NR) access technology*," 3GPP TR 138.912 version 15.0.0 Release 15, 2018-09.

[75] Disponível em: https://www.ericsson.com/en/portfolio/networks/ericsson-radio-system/mobile-transport/microwave/split-mount-shorthaul/mini-link-6600. Acesso em:16/06/2019.

[76]Disponível em: http://www.comba-telecom.com.br/produtos/wireless transmission/fos+.php. Acesso em:16/06/2019.