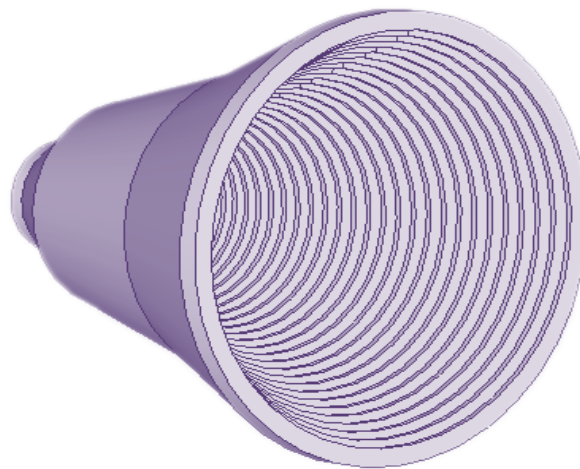




INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia de Electrónica e
Telecomunicações e de Computadores



Antenas Cornetas para o satélite CosmoGal

Pedro André Gomes Soares

(Licenciado em Engenharia de Electrónica de Telecomunicações e Computadores)

Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Electrónica
e Telecomunicações

Júri da prova:

Presidente:	Prof. Doutor Mário Pereira Véstias
Vogal - Orientador:	Prof. Doutor Pedro Renato Tavares Pinho
Vogal - Arguente:	Prof. Doutor Custódio José Oliveira Peixeiro

Dezembro de 2013

Orientação

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares Pinho

Área Departamental de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e Computadores

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - ISEL

Instituto Politécnico de Lisboa

Co-Orientação

Prof. Doutor Carlos Alexandre Wuensche de Sousa

Divisão de Astrofísica

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE

Júri da Prova

Arguente

Prof. Custódio José Oliveira Peixeiro

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Instituto Superior Técnico - IST

Universidade de Lisboa

Coordenador de Curso

Prof. Doutor Mário Pereira Véstias

Área Departamental de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e Computadores

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - ISEL

Instituto Politécnico de Lisboa

Orientador

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares Pinho

Área Departamental de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e Computadores

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - ISEL

Instituto Politécnico de Lisboa

“Mesmo que a rota da minha vida me conduza a uma estrela, nem por isso fui dispensado de percorrer os caminhos do mundo”

José Saramago

Resumo

A caracterização da emissão da nossa Galáxia na banda das microondas (1 GHz - 100 GHz) é uma das questões mais importantes da próxima década, do ponto de vista da Cosmologia Observacional. O satélite da missão *Cosmo Gal* tem como objetivo o estudo da emissão da Galáxia em 3 bandas de frequências distintas, sendo estas [10.6-10.7] GHz, [15.35-15.4] GHz e [23.6-24] GHz. Nesta missão serão utilizados detectores do tipo radiômetro, que permitem a leitura da intensidade e polarização da radiação coletada.

O tipo de corneta mais indicada, para recolher a radiação que será entregue ao radiômetro, é conhecida como corneta corrugada e permite a produção de modos híbridos na abertura da antena com grande eficiência. Esta família de cornetas é também designada cornetas corrugadas de perfil gaussiano, devido à capacidade destas produzirem feixes quase gaussianos, através da excitação do modo de propagação HE_{11} .

Nesta dissertação é apresentado um estudo, desenvolvido com o auxílio do *software* CST®, de diferentes tipos de cornetas de perfil gaussiano, onde se procura uma solução otimizada para operar nas bandas de frequência citadas anteriormente. Pretende-se que o resultado final represente, acima de tudo, cornetas compactas com boas características de radiação.

Após a análise e optimização dos diversos modelos foi possível chegar a um modelo de apenas 7.43λ de comprimento, à frequência central de cada uma das bandas apresentadas anteriormente. Os modelos finais apresentam uma directividade de 23dBi, nível de lóbulos laterais inferior a -35dB e nível de polarização cruzada inferior a -45dB.

Palavras-Chave: Cosmologia, RCFM, Satélite, Antenas, Cornetas.

Abstract

The characterization of emissions from our Galaxy in the microwave band (1 GHz - 30 GHz) is one of the most important issues of the next decade, from the observational cosmology point of view. The satellite mission CosmoGal aims to study the emissions from the Galaxy in 3 different frequency bands, being these [10.6-10.7] GHz, [15.35-15.4] GHz and [23.6-24] GHz. CosmoGal will use a radiometer as a detector, allowing for the reading of polarized component of the incoming radiation.

The most suitable profile for this purpose is the corrugated horn profile, which allows for the production of hybrid modes at aperture with high efficiency. This family of horns is also known as gaussian profiled horns, because of their ability to produce almost perfect gaussian beams through the use of HE₁₁ propagation mode.

The intent of this dissertation is to study, with CST® software, different type of horns to present an optimized choice to operate at the abovementioned frequency bands. It was intended that the final result represented, above all, compact horns with good radiation characteristics.

After the analysis and optimization of the various models it was possible to achieve a model as short as 7.43λ , at the central frequency of the previously mentioned frequency bands. The final models feature directivity of 23dBi, side lobe levels lower than -35dB and cross polarization levels less than -45dB.

Keywords: Cosmology, CMB, Satellite, Antennas, Horn.

Agradecimentos

Os agradecimentos são sem dúvida a parte mais fácil e reconfortante de escrever no final de uma dissertação de mestrado, e esta não é exceção. Embora o que se segue sejam apenas algumas palavras, são cheias de intenção e direcionadas a todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para o culminar da minha carreira acadêmica.

Em primeiro lugar, quero agradecer aos meus pais, Carlos e Idalina, por todo o esforço, conforto, amor e puxões de orelhas que me deram durante toda a minha vida, sem eles eu não seria o Pedro que sou hoje. Obrigado por sempre terem apoiado as minhas decisões, elas foram importantes para que as rotas do meu percurso fossem traçadas.

Aos demais constituintes da minha família, quero deixar o meu carinho e apreço, já que todos vocês contribuíram sempre para o meu bom desempenho acadêmico, e na vida em geral. Porém, quero agradecer a duas das pessoas mais marcantes na minha vida: o meu irmão Tomás, que desde o dia em que vi nascer se tornou um dos maiores motivos de orgulho; e também à minha avó Deolinda, uma verdadeira lutadora e um exemplo de vida.

Outro agradecimento especial vai para o professor e orientador, Pedro Pinho, que ao longo dos últimos anos me proporcionou algumas das melhores oportunidades acadêmicas que um aluno pode desejar. Obrigado por todos os conselhos e por todas as indicações profissionais, sem elas não seria possível estar atualmente no Brasil a desenvolver esta dissertação, num dos maiores centros de astrofísica do mundo.

Quero também deixar um agradecimento ao professor Carlos Alexandre Souza, do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, pela hospitalidade e pelo acolhimento. Obrigado por todas as dicas e pela sua ajuda nos assuntos de astrofísica e de satélites, que até então eram desconhecidos para mim.

Alguém que eu jamais poderia deixar de citar é o grande amigo Ricardo Sá, que desde sempre foi um parceiro em todas as cadeiras que fizemos juntos, sempre com

uma palavra amiga e com um conselho sobre quase tudo. E também, mais recentemente, por ter desempenhado o papel de braço direito em Portugal, quando se mostrou sempre disponível. Mas, mais importante, de me ter posto sempre a par de todas as notícias do no nosso Sporting. Por tudo isso, obrigado.

Finalmente, quero agradecer à Gabriela, minha companheira, cúmplice e futura esposa, que desde sempre me apoiou. Obrigado por todo o apoio, por todas as palavras de conforto que ajudaram a superar os momentos mais difíceis e os momentos de desânimo, bem como a paciência para aturar os meus momentos de mau humor, que durante a dissertação foram mais frequentes do que deveriam. Obrigado também por todos os nossos momentos maravilhosos que, afinal de contas, foram esses que tornaram esta caminhada possível e bem mais interessante.

Índice

Resumo	vii
Abstract	ix
Agradecimentos	xi
Índice	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tabelas	xxi
Lista de Acrónimos	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Organização do documento	3
1.4 Contribuições originais da dissertação	4
2 Enquadramento no projeto CosmoGal	5
2.1 Introdução	5
2.2 <i>Front-end</i>	6
2.3 Receptores.....	7
2.4 OMT (Orthomode Transducer)	8
2.4.1 OMT do tipo “ <i>turnstile junctions</i> ”	9
2.4.2 OMT do tipo “ <i>septum</i> ”	10
2.5 Refletor parabólico	11
3 Teoria de antenas do tipo corneta	15
3.1 Introdução	15
3.2 Cornetas de modo puro (lisas).....	16
3.2.1 Princípios de funcionamento de cornetas de modo puro	17

3.2.2	Guias de ondas circulares	18
3.3	Modos híbridos.....	21
3.3.1	Definição matemática	21
3.3.2	Modo de propagação HE_{11}/Ψ_0^o	24
3.4	Cornetas de modo híbrido (corrugadas)	26
3.4.1	Evolução histórica.....	26
3.4.2	Princípio de funcionamento das cornetas corrugadas.....	27
4	Cornetas corrugadas	31
4.1	Introdução.....	31
4.2	Criação de modelos digitais das antenas	32
4.2.1	Parâmetros de desenho.....	32
4.2.2	Estratégia de desenho	33
4.2.3	Modelação tridimensional	34
4.3	Diferentes tipos de cornetas corrugadas.....	35
4.3.1	Corneta cônica de Potter.....	35
4.3.2	Corneta cônica com adição de perfil gaussiano	36
4.3.3	Corneta de perfil gaussiano duplo.....	38
4.3.4	Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano ..	39
4.3.5	Corneta do tipo <i>Choked</i> com adição de perfil gaussiano	40
5	Análise e Optimização das antenas	41
5.1	Introdução.....	41
5.2	Corneta de Potter	42
5.3	Corneta cônica com adição de perfil gaussiano	47
5.4	Corneta de perfil gaussiano duplo	53
5.5	Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano.....	61
5.6	Corneta <i>choked</i> com adição de perfil gaussiano	68
5.7	Comparativo das cornetas analisadas	75
5.8	Optimização.....	77
5.9	Proposta de implementação.....	81
5.10	Construção	86
5.10.1	Análise de precisão	86
5.10.2	Materiais.....	91
5.10.3	Fabrico	92
6	Conclusões	95
6.1	Conclusões	95
6.2	Trabalho Futuro	96
	Referências	99
A	Funções de Bessel	103
A.1	Zeros da função de Bessel de ordem n.....	103
A.2	Zeros da derivada da função de Bessel de ordem n.....	104

B	Dimensões das antenas cornetas corrugadas propostas	105
B.1	<i>Choked</i> antena, banda dos 10 GHz	105
B.2	<i>Choked</i> antena, banda dos 15 GHz	106
B.3	<i>Choked</i> antena, banda dos 23 GHz	106

Índice de Figuras

Figura 2.1: Esquema do <i>front-end</i> do LFI da missão Planck, adaptado de [2].	6
Figura 2.2: Exemplo de um bolómetro [3].	7
Figura 2.3: OMT do tipo <i>Turnstile Junction</i> .	10
Figura 2.4: OMT do tipo septo, adaptado de [12].	11
Figura 2.5: Perdas de adaptação da corneta ao refletor parabólico.	13
Figura 3.1: Tipos de antenas corneta.	16
Figura 3.2: Campo eléctrico na abertura da corneta cónica lisa, adaptado de [13].	18
Figura 3.3: Guia de onda circular.	19
Figura 3.4: Campo eléctrico Modo TE_{11} na abertura de um guia de onda circular.	20
Figura 3.5: Campo eléctrico nos modos híbridos HE_{1n} .	22
Figura 3.6: Campo eléctrico nos modos híbridos EH_{1n} .	23
Figura 3.7: Distribuição de potência dos modos híbridos HE_{1n} .	23
Figura 3.8: Comparação entre o modo HE_{11} e o modo Ψ_0 [16].	25
Figura 3.9: Decomposição do MFG em modos guiados [16].	26
Figura 3.10: Interior de um guia de ondas corrugado.	27
Figura 3.11: Campo eléctrico na abertura de uma corneta corrugada.	30
Figura 4.1: Parâmetros de desenho de cornetas corrugadas.	32
Figura 4.2: Estratégia adoptada para análise e optimização, adaptado de [21].	33
Figura 4.3: Criação de modelo Bidimensional das antenas em Matlab.	34
Figura 4.4: Importação e criação de modelo tridimensional em CST [1].	35
Figura 4.5: Corneta cónica corrugada (de Potter).	36
Figura 4.6: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo cónico corrugado.	37

Figura 4.7: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo de perfil gaussiano.	38
Figura 4.8: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo gaussiano simétrico.	39
Figura 4.9: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo <i>choked</i>	40
Figura 5.1: Análise do ângulo da semiabertura da corneta de Potter.	43
Figura 5.2: Análise do comprimento total da corneta de Potter.	44
Figura 5.3: Análise da dimensão do raio da abertura da corneta de Potter.	45
Figura 5.4: Resultados da corneta de Potter melhorada.	46
Figura 5.5: Representação da corneta de Potter melhorada.	47
Figura 5.6: Análise do ângulo de semiabertura do conversor de modo, corneta cônica + perfil.	48
Figura 5.7: Análise do raio de saída do conversor de modo, corneta cônica + perfil.	49
Figura 5.8: Análise do parâmetro α_{Steady} , corneta cônica + perfil.	50
Figura 5.9: Análise do comprimento da secção de modo HE_{11} , corneta cônica + perfil.	51
Figura 5.10: Resultados da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.	52
Figura 5.11: Representação da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.	53
Figura 5.12: Análise do parâmetro α_{CM} , corneta de perfil gaussiano duplo.	55
Figura 5.13: Análise do raio de saída do conversor, corneta de perfil gaussiano duplo.	56
Figura 5.14: Análise do parâmetro α_{Steady} , corneta de perfil gaussiano duplo.	57
Figura 5.15: Análise do parâmetro L_{Steady} , corneta de perfil gaussiano duplo.	59
Figura 5.16: Resultados da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.	60
Figura 5.17: Representação da corneta de perfil gaussiano duplo melhorada.	60
Figura 5.18: Análise do parâmetro α_{CM} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.	62
Figura 5.19: Análise do raio de saída do conversor - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.	63
Figura 5.20: Análise do parâmetro α_{Steady} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.	65

Figura 5.21: Análise do parâmetro L_{Steady} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.....	66
Figura 5.22: Resultados da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.	67
Figura 5.23: Representação corneta de perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano melhorada.	67
Figura 5.24: Análise do parâmetro α_{CM} - perfil <i>choked</i> + perfil gaussiano.....	69
Figura 5.25: Análise do raio de saída do conversor - perfil <i>choked</i> + perfil gaussiano.70	
Figura 5.26: Análise do parâmetro α_{Steady} - perfil <i>choked</i> + perfil gaussiano.	71
Figura 5.27: Análise do parâmetro L_{Steady} - perfil <i>choked</i> + perfil gaussiano.	73
Figura 5.28: Resultados da corneta <i>choked</i> com adição de perfil gaussiano melhorada.	74
Figura 5.29: Representação da corneta <i>choked</i> com adição de perfil gaussiano melhorada.	75
Figura 5.30: Comparativo da dimensão dos diferentes modelos analisados.....	76
Figura 5.31: Comparativo da distribuição de potência das diferentes cornetas analisadas	76
Figura 5.32: Comparativo da polarização cruzada das diferentes cornetas analisadas.	77
Figura 5.33: Adaptador de impedâncias de diferentes comprimentos.....	78
Figura 5.34: Adaptador de impedâncias de diferentes géneros.....	78
Figura 5.35: Corrugações de diferente largura.....	78
Figura 5.36: Modelo Optimizado – Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano.....	80
Figura 5.37: Modelo Optimizado – Corneta <i>choked</i> com adição de perfil gaussiano. 81	
Figura 5.38: Dimensões da corneta da banda dos 10 GHz.....	82
Figura 5.39: Proposta de implementação para a banda dos 10GHz.....	82
Figura 5.40: Dimensões da corneta da banda dos 15 GHz.....	83
Figura 5.41: Proposta de implementação para a banda dos 15GHz.....	84
Figura 5.42: Dimensões da corneta da banda dos 23 GHz.....	84
Figura 5.43: Proposta de implementação para a banda dos 23GHz.....	85
Figura 5.44: Análise à precisão na banda dos 10 GHz - Perdas de retorno.....	87
Figura 5.45: Análise à precisão na banda dos 10 GHz - Directividade.	87
Figura 5.46: Análise à precisão na banda dos 10 GHz – Polarização cruzada.	88
Figura 5.47: Análise à precisão na banda dos 15 GHz - Perdas de retorno.....	89

Figura 5.48: Análise à precisão na banda dos 15 GHz – Directividade.....	89
Figura 5.49: Análise à precisão na banda dos 15 GHz – Polarização Cruzada.....	90
Figura 5.50: Análise à precisão na banda dos 23 GHz - Perdas de retorno.....	90
Figura 5.51: Análise à precisão na banda dos 23 GHz -Directividade.....	91
Figura 5.52: Análise à precisão na banda dos 23 GHz - Polarização cruzada.....	91
Figura 5.53: Comparação Alumínio Vs. Ouro.....	92

Índice de Tabelas

Tabela 1.1: Características de radiação desejadas.....	3
Tabela 5.1: Dimensões da corneta de Potter melhorada.....	45
Tabela 5.2: Dimensões da corneta de cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.....	52
Tabela 5.3: Dimensões da corneta de perfil gaussiano duplo melhorada.....	59
Tabela 5.4: Dimensões da corneta de perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano melhorada.....	66
Tabela 5.5: Dimensões da corneta <i>choked</i> com adição de perfil gaussiano melhorada.....	73
Tabela 5.6: Características de radiação das cornetas propostas.....	86
Tabela A.1: Zeros da função de Bessel de ordem n	103
Tabela A.2: Zeros da derivada da função de Bessel de ordem n	104
Tabela B.1: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 10 GHz.....	105
Tabela B.2: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 15 GHz.....	106
Tabela B.3: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 23 GHz.....	106

Lista de Acrónimos

ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CAM	<i>Computer Aided Manufacturing</i>
CST	<i>Computer Simulation Technology</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DXF	<i>Drawing Exchange Format</i>
EM	<i>Eletromagnético</i>
ESA	<i>European Space Agency</i>
GEM	<i>Galactic Emission Mapping</i>
GPHA	<i>Gaussian Profile Horn Antenna</i>
HEMT	<i>High Mobility Electron Transistor</i>
INPE	<i>Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais</i>
LFI	<i>Low Frequency Instrument</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LNB	<i>Low Noise Block</i>
MGF	<i>Modo Gaussiano Fundamental</i>

OMT	<i>Orthomode Transducer</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PTN	<i>Pressão e Temperatura Normal</i>
RCFM	<i>Radiação Cósmica de Fundo em Microondas</i>
RF	<i>Radio Frequência</i>
SAT	<i>Standard ACIS Text</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A caracterização da emissão da nossa Galáxia na banda das microondas (1 GHz - 100 GHz) é uma das questões mais importantes da próxima década, do ponto de vista da Cosmologia Observacional. O satélite da missão *Cosmo Gal* tem como objetivo o estudo da emissão da Galáxia em 3 bandas de frequências distintas, sendo elas [10.6 – 10.7]GHz, [15.35 – 15.4]GHz e [23.6 – 24.0]GHz.

A RCFM (Radiação Cósmica de Fundo em Microondas), que resta da formação do universo, é caracterizada por ser a radiação associada ao corpo negro que não é visível através de um telescópio óptico comum. A existência desta radiação é uma evidência da validade do modelo do *Big-Bang*, e por esse fato necessita ser bem caracterizada. A RCFM é extremamente afetada pela emissão difusa produzida por cargas aceleradas (*Sincrotron* e *Bremsstrahlung*), pela emissão térmica de poeira e pela “emissão anômala” cuja distribuição tem um máximo na banda dos 20 GHz.

A distribuição espacial da emissão difusa da Galáxia e os detalhes do mecanismo de produção das suas componentes precisam ser bem estudados e investigados de forma a permitir a sua extração do sinal medido na banda das microondas. Essa extração permitirá obter uma melhor relação sinal-ruído da RCFM e conseqüentemente a

obtenção de dados com muito melhor qualidade para efeitos de estudos em Cosmologia.

Para identificar o ruído produzido pelas emissões supracitadas, pretende-se projetar um sistema de antenas com capacidade de coletar eficientemente a radiação emitida pela Galáxia entre os 10 e os 25 GHz. O sistema de antenas/ refletor representa a extremidade dianteira do satélite, sendo fundamental para o desempenho da cadeia de radiofrequência, pelo que este será construído utilizando os métodos, tecnologias e materiais que permitem extrair ao máximo as suas potencialidades.

O satélite CosmoGal (“Cosmologia e Galáxia”) é uma iniciativa do grupo de Cosmologia Observacional do INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) para, simultaneamente, propor um instrumento de baixo custo, competitivo e com um grande valor científico agregado, aproveitando o lançamento-teste do foguete Cyclone 4, em data a ser definida dentro da janela 2014-2016, para colocar o satélite em órbita a custo zero.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho, que culminará na dissertação de Mestrado, passa pelo desenvolvimento de um sistema de antenas que será parte integrante de um micro satélite e que por esse fato se deseja tão pequeno/leve quanto possível. Devido à baixa potência da radiação que será coletada, em torno dos -30dBm, é necessário que as perdas de retorno da antena sejam tão baixas quanto possível para que não seja introduzido ruído na recepção. Uma vez que será detectada a polarização da radiação coletada, através de um OMT¹ (*Orthomode Transducer*), é fundamental que as antenas possuam diagrama de radiação axialmente simétrico, baixo nível de polarização cruzada e nível de lóbulos secundários igualmente baixo. Uma vez que este sistema será alimentado por um refletor primário, é necessário que as antenas possuam um centro de fase muito semelhante nos diferentes planos. As antenas que possibilitam a

¹ OMT é também conhecido como um *duplexer* de polarização, utilizado para separar a informação proveniente de polarizações ortogonais.

obtenção das especificações identificadas são as antenas cornetas corrugadas, identificadas adiante no texto apenas como cornetas corrugadas. Assim sendo, pretende-se desenvolver um sistema de cornetas corrugadas que possibilite a coleta de informação nas bandas de 10, 15 e 25 GHz. As características desejadas são apresentadas na Tabela 1.1.

Fr. Central (GHz)	Banda (GHz)	<i>Edge-taper</i> (dB)	Lóbulos laterais (dB)	X-Pol (dB)	Perdas Retorno (dB)
10.65	10.6 – 10.7	< -20 @ 20°	< -35	< -30	< 25
15.375	15.35 – 15.4	< -20 @ 20°	< -35	< -30	< 25
23.8	23.6 – 24	< -20 @ 20°	< -35	< -30	< 25

Tabela 1.1: Características de radiação desejadas.

O dimensionamento do sistema será efetuado por meios de simulação, utilizando o *software* de simulação eletromagnética CST (*Computer Simulation Technology*) [1], havendo a pretensão de construir pelo menos uma das antenas para que seja efetuada uma comparação entre os resultados simulados e medidos.

1.3 Organização do documento

Esta dissertação está organizada da seguinte forma. O primeiro capítulo como foi visto, é um capítulo introdutório onde são apresentadas as motivações pelas quais este estudo foi levado a cabo, juntamente com os objetivos do trabalho e finalmente as contribuições a que este trabalho deu origem.

O segundo capítulo tem como intuito apresentar ao leitor o enquadramento das cornetas no dispositivo de coleta de dados, conhecido como *front-end*. Neste é exibida uma visão global do *front-end*, onde se fala um pouco mais a fundo sobre os receptores, os OMTs e o refletor parabólico.

No terceiro capítulo, é efetuada uma introdução à teoria subjacente às antenas do tipo corneta, onde se apresentam as cornetas lisas e corrugadas, juntamente com as suas diferenças e é apresentada um pouco da evolução histórica destas. Finalmente

são abordados os modos híbridos, modos fundamentais das cornetas corrugadas, e a sua semelhança com o modo fundamental gaussiano de espaço livre.

O quarto capítulo é inteiramente dedicado à parametrização das cornetas corrugadas. Inicialmente são expostos os parâmetros de desenho, semelhantes para todas as cornetas, a estratégia de desenho, que apresenta as alterações que são provocadas pela alteração dos parâmetros de desenho e como foram construídos todos os modelos digitais bidimensionais das cornetas corrugadas. Adiante, são apresentados vários modelos de cornetas corrugadas, onde são exibidas as características de cada um, juntamente com a sua definição matemática.

No quinto capítulo é efetuada uma análise paramétrica de todas as cornetas apresentadas no capítulo anterior, onde é avaliado o comportamento eletromagnético das cornetas mediante a alteração das suas dimensões. Posteriormente, é efetuada uma comparação das características individuais de cada modelo e é realizada a optimização dos dois melhores modelos analisados. Dos dois modelos avaliados, um é escolhido para fazer parte da proposta de implementação. Por fim, é apresentada uma subsecção sobre a construção das cornetas corrugadas, onde é efetuado um estudo sobre a precisão necessária na fabricação, as técnicas empregues na produção e ainda os materiais utilizados.

Finalmente, no último capítulo, são apresentadas as conclusões do trabalho e é efetuada uma proposta de trabalho futuro.

1.4 Contribuições originais da dissertação

No âmbito da realização desta dissertação de mestrado, foi submetida e aceite a seguinte publicação:

- [1] Pedro A. G. Soares, Pedro Pinho, Carlos A. Wuensche. "High Performance Corrugated Horn Antenna for CosmoGal Satellite" *Conference on Electronics, Telecommunications and Computers*, Lisboa, 5-6 December 2013.

Capítulo 2

Enquadramento no projeto CosmoGal

2.1 Introdução

A construção de antenas para serem colocadas em satélites, ou em outras estruturas, está intimamente relacionada com as demais tecnologias e modelos utilizados na detecção. No caso do projeto CosmoGal este fato não é exceção. Na verdade, existem algumas partes do satélite que já são dadas como parte integrante do sistema e que, portanto, farão com que as restantes componentes sejam projetadas de forma a se adaptarem às demais existentes.

Neste capítulo, é efetuado o enquadramento das antenas cornetas no satélite do projeto CosmoGal. Inicialmente far-se-á uma alusão ao esquema típico do *front-end* de um satélite onde, de uma forma geral, será abordada a função de cada um dos componentes que atuam diretamente com o sistema de antenas. Posteriormente, é efetuada uma análise mais detalhada do tipo de receptores existentes e da sua importância na escolha do tipo de antenas. Reservam-se ainda duas secções para abordar os tipos de OMTs existentes e a influencia do refletor parabólico no dimensionamento das cornetas.

2.2 Front-end

A parte dianteira (ou *Front-end*, como é designada cientificamente) é a região do satélite que alberga todos os circuitos entre a antena e os módulos de frequência intermédia. Este bloco é também designado de LNB (*Low Noise Block*), pois é neste que se situam os LNA (*Low Noise Amplifiers*) HEMT (*High Electron Mobility Transistor*).

A Figura 2.1 representa o esquema do *front-end* do LFI (*Low Frequency Instrument*) da missão Planck da ESA (*European Space Agency*) e, como se pode observar, a detecção é feita na polarização horizontal e vertical, sendo que cada uma das polarizações segue por uma cadeia independente para ser posteriormente entregue ao sistema de aquisição de dados.

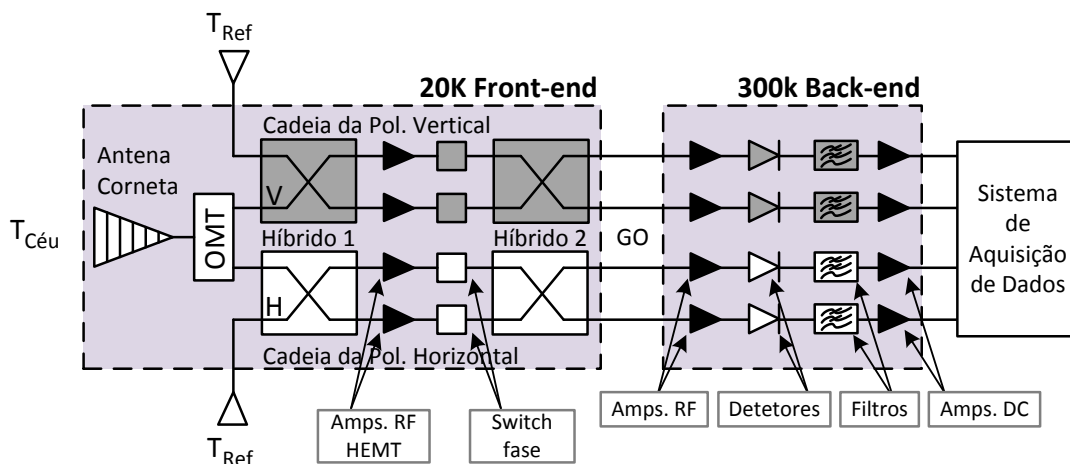


Figura 2.1: Esquema do *front-end* do LFI da missão Planck², adaptado de [2].

De uma forma genérica, o processo de captação é o seguinte: A antena corneta coleta a radiação na polarização horizontal e vertical; O OMT recebe, através de um guia de onda, a radiação captada e divide-a em duas componentes ortogonais e linearmente polarizadas, que por sua vez são entregues às duas cadeias por intermédio de

² A missão Planck foi uma das últimas a ser levada a cabo pela ESA (*European Space Agency*). A missão está dividida em dois grandes instrumentos, de alta frequência HFI (*High Frequency Instrument*) e de baixa frequência LFI, sendo que este último atua numa banda de frequências semelhante àquela a ser analisada pelo projeto CosmoGal. Para mais informações vide [22]

guias de ondas independentes; Posteriormente, e uma vez que cada componente entra na sua cadeia de tratamento, os sinais são amplificados, detectados, filtrados, passados para frequências intermédias e depois processados.

Esta abordagem simplista é feita de forma intencional, já que se pretende apenas apresentar o contexto de atuação do sistema de antenas e qual o processo a que será submetida a radiação coletada.

2.3 Receptores

Atualmente, na coleta de dados para medidas em astrofísica, são usados dois tipos de receptores: radiómetros e bolómetros. Os bolómetros (ou calorímetros), representados na Figura 2.2, são detectores de radiação na forma de calor, com uma precisão elevada, que utilizam filamentos metálicos e uma temperatura de referência para medir as variações de temperatura do objeto pretendido. A vantagem dos supracitados é que podem operar em multimodo por serem não coerentes, alimentados por um guia de ondas circular ou diretamente na boca da corneta, e por esse fato possuem uma grande largura de banda.

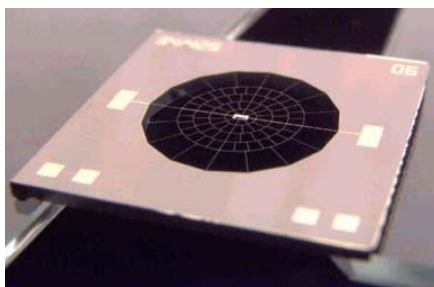


Figura 2.2: Exemplo de um bolómetro [3].

Radiómetros são detectores utilizados para captar e medir emissões de ondas rádio celestiais. São constituídos por cadeias de componentes que são responsáveis por coletar o sinal, amplificá-lo, filtrá-lo e por fim detetá-lo. A grande vantagem do radiómetro reside na sua simplicidade de construção, face aos bolómetros, e a possibilidade de detetar a polarização, detecção coerente.

Como apresentado em [4], somente a partir dos 50 GHz os bolómetros se tornam atrativos, face aos radiómetros, para missões espaciais. Como as bandas de interesse deste projeto variam entre os 10 - 25 GHz, os radiómetros serão mais indicados.

A escolha das antenas encontra-se intimamente relacionada com a escolha do receptor. Se fossem utilizados bolómetros, seria de ponderar a utilização de antenas corretas com perfil de Winston que, como apresentado em [5], possibilitaria a utilização de apenas uma corneta para a coleta da radiação nas diferentes bandas, já que os bolómetros são sensíveis a todo o espectro. No entanto, como serão utilizados radiómetros, o tipo de antenas adequado passa por antenas com dupla polarização linear, ortogonais entre si, operando no modo HE_{11} . De outra forma, as antenas a serem utilizadas deverão recair por outro tipo de cornetas corrugadas, sendo estas: cónicas; de perfil gaussiano; de perfil sinusoidal; “*choked*”, entre outras variações que produzem feixes no modo HE_{11} .

Na Figura 2.1 é apresentado um exemplo de radiómetro pseudo-correlador, que utiliza uma antena principal apontada para o objeto desejado mais duas antenas de referência a 4K, utilizadas para minimizar as perdas por flutuações de temperatura [6]. Neste projeto, aborda-se apenas o dimensionamento da antena principal.

2.4 OMT (Orthomode Transducer)

OMT (ou transdutor de modos ortogonais) é um dispositivo passivo de guias de ondas que divide a potência que lhe é entregue, com a particularidade de fazer a separação da potência baseado na polarização das ondas eletromagnéticas recebidas. A utilização de OMTs neste projeto é uma necessidade imposta pela pretensão de mapear a polarização da RCFM, juntamente com a sua intensidade, ou seja, os parâmetros de Stokes³.

³ Os Parâmetros de Stokes são utilizados para descrever matematicamente a intensidade da radiação eletromagnética em função da sua polarização. Normalmente a polarização é decomposta em dois parâmetros conhecidos por Q e U, sendo estes função da decomposição do campo elétrico horizontal e vertical. Para mais informações consultar [11].

Este dispositivo é particularmente útil quando existe uma antena capaz de recolher a radiação em mais do que uma polarização, como no projeto desta dissertação. O OMT permite recolher a polarização vertical e horizontal, sendo que na cadeia de detecção do satélite estas são separadas para posteriormente serem analisadas individualmente.

Existe um largo leque de OMTs que podem ser encontrados na literatura, no entanto aqueles que poderão fazer parte deste instrumento, operando em conjunto com as cornetas corrugadas, são abordados adiante. Como à partida a antena terá sempre melhores características do que o OMT, em termos de largura de banda, perdas de retorno e eventualmente de polarização cruzada [7] [8], quanto melhor for o OMT melhor será o sistema em conjunto.

2.4.1 OMT do tipo “*turnstile junctions*”

Este OMT do tipo *turnstile junction* (ou junção em torniquete) tem a particularidade de operar numa ampla largura de banda, com baixas perdas de retorno e alto isolamento [9]. No entanto, como a estrutura utilizada para recombinar os sinais polarizados poderá ser extensa, este OMT pode apresentar perdas de sinal indesejadas [10].

Quanto ao seu funcionamento, pode-se observar pela Figura 2.3 que este OMT tem uma porta circular que está conectada à antena e, através de um elemento dispersor, cada polarização é dividida em dois guias de ondas (porto 2/4 e porto 1/3) que são adiante recombinados através de um combinador. Neste género de OMTs, o tipo de elemento dispersor poderá ser de diferentes formatos, havendo variações do tipo cónico, piramidal e quadrangular.

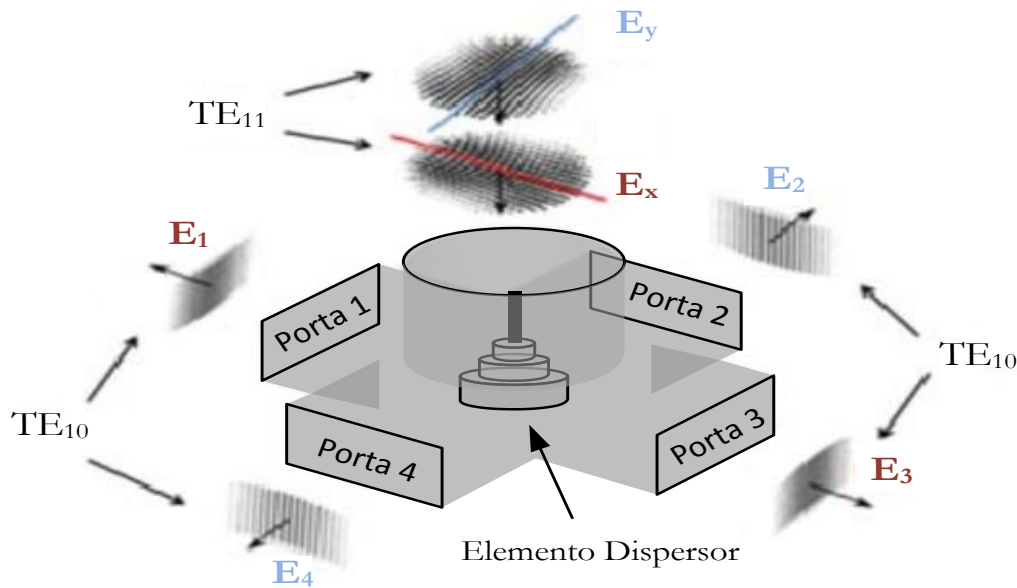


Figura 2.3: OMT do tipo *Turnstile Junction*.

2.4.2 OMT do tipo “septum”

Este tipo de OMTs tem a particularidade de ser relativamente pequeno, em relação ao anterior, para além de possuir características de propagação semelhantes. No entanto, como ele utiliza septos (pequenas lâminas no interior) para fazer a divisão de polarização, poderá se tornar mais complexo de construir, principalmente para as frequências mais elevadas. Este tipo de OMT foi utilizado no projeto GEM (*Galactic Emission Mapping*) de 5 GHz, abordados por [11], com bons resultados. Outro exemplo, e esse sim inovador pela forma como é idealizado, é o OMT desenvolvido por [12] apresentado na Figura 2.4.

Quanto ao seu funcionamento, este OMT recebe a radiação através de um guia de onda circular, proveniente da antena corneta corrugada, sendo que, existe uma rotação para que a radiação proveniente das duas polarizações sofra um desvio de -45° . Pela Figura 2.4 (b) é possível observar que o desvio conjugado com o elemento dispersor permite que cada polarização, quando decomposta nas componentes U e V, seja discriminada à saída em apenas um porto. Posteriormente a radiação é transmitida à cadeia de detecção através de dois guias de ondas retangulares.

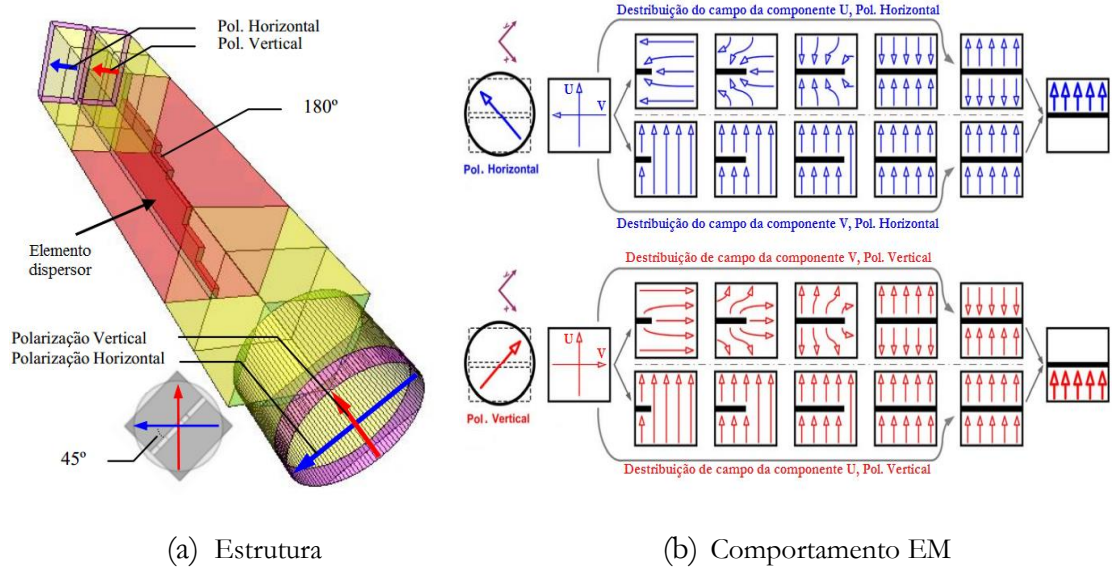


Figura 2.4: OMT do tipo septo, adaptado de [12].

Uma alteração que poderia ser efetuada, a fim de melhorar as características deste OMT seria a adição de uma transição de guia de onda circular para retangular um pouco mais robusta, pois aparentemente essa passagem é efetuada sem qualquer tipo de conversão cuidadosa.

2.5 Refletor parabólico

O refletor parabólico é parte integrante do sistema de recepção e desempenha uma função muito importante no aumento da eficiência do sistema de antenas.

Para calcular o ganho acrescido pelo refletor parabólico utiliza-se a expressão (0.0) dada por [13],

$$G_{RP} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{eff} \tag{0.0}$$

Sendo que $\frac{4\pi}{\lambda^2}$ trata-se do componente que resulta da dispersão espacial da onda EM e A_{eff} a área efetiva do refletor. A área efetiva da parabolóide representa a área física desta afetada de um fator multiplicativo (0.0),

$$A_{eff} = \eta_{Ab} \cdot A_{real} \tag{0.0}$$

em que η_{Ab} é a eficiência de abertura e A_{real} é a área real do refletor. As perdas de adaptação da corneta com o refletor parabólico, representadas na Figura 2.5, são contabilizadas pela eficiência de abertura, que é dada por (0.0)

$$\eta_{Ab} = \eta_s \cdot \eta_l \cdot \eta_p \cdot \eta_f \cdot \eta_r \cdot \eta_b \quad (0.0)$$

Onde os principais parâmetros são η_s que representa a contabilização do efeito de *spillover* e η_l representa a contabilização das perdas de iluminação, sendo que valores típicos para a eficiência de abertura rondam os 0,5 a 0,8 [13]. Quanto aos demais parâmetros, η_p representa as não uniformidades de polarização da onda, η_f representa as não uniformidades da fase na abertura da antena, η_r representa a rugosidade da superfície e η_b representa o bloqueamento provocado pelo elemento no foco e pelos guias.

Assim sendo, uma vez que a área real é dada por,

$$A_{real} = \frac{\pi D^2}{4} \quad (0.0)$$

onde D é o diâmetro do refletor, a expressão (0.0) poderá também ser representada por

$$G_{RP} = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta_s \cdot \eta_l \quad (0.1)$$

As dimensões do refletor para esta missão já estão relativamente definidas sendo, portanto, um motivo de cuidado acrescido já que o diagrama de radiação das antenas deverá ser otimizado de forma diminuir ao máximo as perdas por *spillover* e perdas de inserção/iluminação. As perdas por *spillover* representam as perdas associadas ao campo radiado pelo alimentador que não intersecta o paraboloide e acaba por se perder. Perdas de iluminação representam as perdas associadas ao fato da potência do feixe principal não ser constante em todo o ângulo sólido do refletor.

Quanto às dimensões do refletor parabólico principal, prevê-se que este seja de $2m$ de diâmetro, sem refletor secundário, não havendo certeza se a montagem seguirá o esquema *on-axis* ou *off-axis*.

As perdas, apresentadas na Figura 2.5, podem ser reduzidas através do controle de diversos fatores.

Um dos mais importantes é o centro de fase das cornetas, que é definido como o ponto aparente a partir do qual a corneta radia as ondas esféricas. Os planos E e H têm normalmente centros de fase ligeiramente diferentes, no entanto nas cornetas corrugadas esta diferença é mínima. Mesmo que o posicionamento do centro de fase seja ligeiramente ambíguo entre os dois planos, ele será sempre um ponto útil. Na altura de direcionar a corneta para o refletor utiliza-se o ponto médio do centro de fase para alinhar com o foco do refletor, dessa forma maximiza-se a eficiência de abertura.

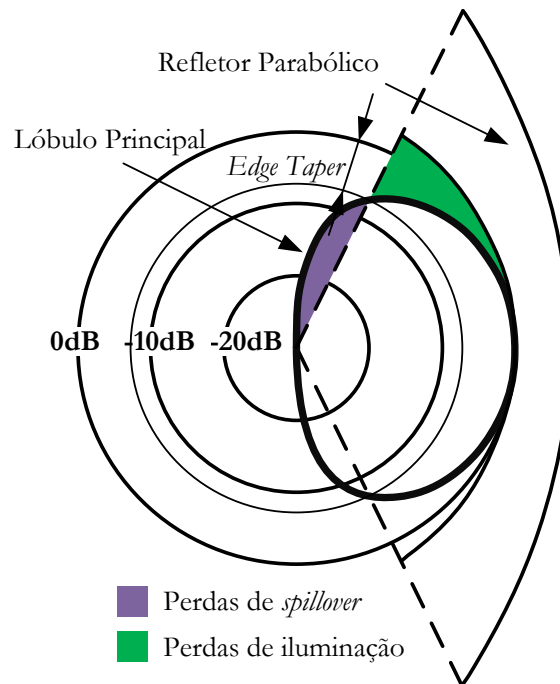


Figura 2.5: Perdas de adaptação da corneta ao refletor parabólico.

Outro fator é a relação entre a potência na direção de radiação e o ângulo de semia-beratura do refletor (ou *edge taper*), sendo um parâmetro que deve ser controlado durante a criação das antenas que descreve a distribuição de potência do lóbulo principal. Quanto maior for o *edge taper*, maior será a potência do lóbulo principal. A consequência direta de um *edge taper* elevado é a possibilidade de situar a corneta a uma distância mais próxima do refletor [14]. Outro método de otimização, efetuado na

altura de montagem e testes, é através da alteração da distância entre a corneta e o refletor. Dessa forma será possível alterar o acoplamento entre o lóbulo principal e o refletor parabólico, sendo esta a última otimização a ser efetuada.

Uma vez que entre os requisitos do sistema de antenas estão a sua dimensão e massa, um dos objetivos será obter um lóbulo principal tão largo quanto possível, para que a sua proximidade com o refletor se traduza numa redução do comprimento total. Esta afirmação anterior é válida para as cornetas das três faixas de frequências, mas principalmente para a faixa de frequências mais baixa, pois a antena é tendencialmente maior em comprimento.

Capítulo 3

Teoria de antenas do tipo corneta

3.1 Introdução

Se um guia de onda for utilizado diretamente como um meio de transmissão entre uma onda guiada e o espaço livre haverá uma transição abrupta de impedâncias. Quando a onda chega à extremidade do guia a desadaptação de impedâncias provocará a reflexão de grande parte da potência da onda, e a radiação será muito pobre. Nestas condições, a onda reflectida é devolvida à carga, aumentando o VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), havendo desperdício de energia e a possibilidade de danificar o transmissor. Para que haja uma radiação efetiva, da onda propagada, existe a necessidade de adaptar a impedância do guia à impedância do espaço livre, de aproximadamente 377Ω .

As antenas cornetas, nas suas mais variadas formas, são antenas de abertura que são conhecidas por permitirem uma transição eficiente da propagação guiada para a propagação em espaço livre. Atualmente são amplamente utilizadas em diversas aplicações, onde as mais comuns são: comunicação via satélite, onde são utilizadas como radiadores iluminando grandes áreas terrestres; rádio astronomia, onde são utilizadas como alimentadores para refletores parabólicos e como instrumento de referência,

em câmaras anecóicas para medidas de RF (Rádio Frequências). Os três tipos de cornetas mais usuais estão representados na Figura 3.1. Normalmente estas são utilizadas na banda das microondas e, dependendo do tipo de corneta, são relativamente fáceis de construir.

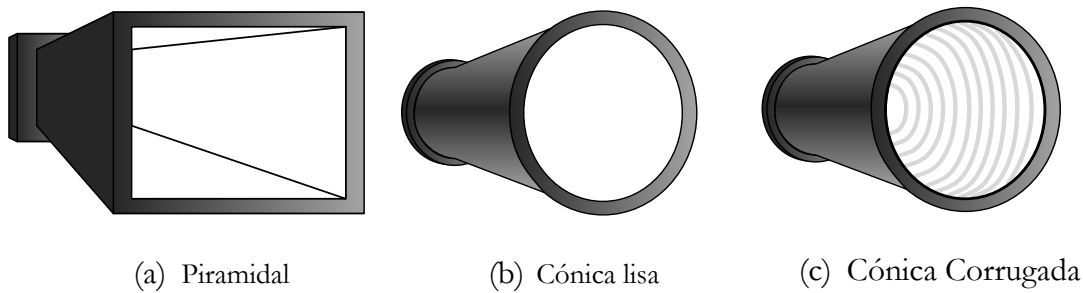


Figura 3.1: Tipos de antenas corneta.

Neste capítulo, faz-se uma introdução aos fundamentos das antenas que são abordadas e utilizadas ao longo do documento. De um modo geral, é feita uma comparação entre as cornetas lisas, com apenas um modo de propagação, e as cornetas corrugadas, que têm como modo fundamental de propagação o modo híbrido HE_{11} . São também analisadas as características deste modo híbrido e as suas semelhanças com o modo de propagação em espaço livre, o modo gaussiano.

3.2 Cornetas de modo puro (lisas)

Cornetas lisas, ou cornetas de modo puro, é como são designadas as cornetas que radiam um único modo e possuem um diagrama de radiação que é quase somente definido pelo campo transversal \vec{E} ou \vec{H} , dependendo do modo de propagação. As cornetas mais comuns deste tipo são as cónicas e as piramidais. Embora sejam de fácil dimensionamento, através de algumas expressões empíricas, não possuem características eléctricas desejadas como baixo nível de polarização cruzada e simetria de feixe [13]. Por este motivo, a sua utilização como alimentador primário para refletores parabólicos é ineficaz.

Nesta secção faz-se uma pequena abordagem às cornetas lisas e à teoria dos guias de onda, que servirá de referência para as cornetas que serão analisadas a fundo, as cornetas corrugadas.

3.2.1 Princípios de funcionamento de cornetas de modo puro

Nas antenas cornetas lisas, o modo dominante no guia de onda gera um campo de um modo puro na abertura da antena. Esse fato torna a caracterização da antena relativamente simples, pois basta analisar o comportamento do modo fundamental no interior da corneta para que seja possível conhecer as suas características de radiação. Os modos puros no interior dos guias e das cornetas, também conhecidos como modos transversais elétricos ou magnéticos (TE_{np} e TM_{np}), são, atualmente, bem caracterizados matematicamente [15].

A corneta cônica lisa é a antena com o formato mais básico aceitável por refletores parabólicos. No entanto, esta afirmação tem as suas restrições, pois só cornetas cônicas lisas com a abertura pequena possuem baixo nível de polarização cruzada, requisito fundamental para alimentadores de refletores. As cornetas utilizadas para aplicações mais exigentes, por exemplo, espaciais, necessitam do ganho máximo. Cornetas de grande directividade são caracterizadas por serem longas, da ordem dos 15-25 comprimentos de onda, e com grandes aberturas [16].

O padrão do campo elétrico na abertura da antena encontra-se representado na Figura 3.2, para a polarização horizontal. Tal como ilustrado, as curvas de campo podem ser divididas em componentes horizontais e verticais, \vec{e}_x e \vec{e}_y . As ondas eletromagnéticas na zona de campo distante possuem polarização horizontal, porém, as componentes verticais na abertura da corneta, originam o aparecimento de polarização cruzada no campo distante.

A polarização cruzada é a componente do campo elétrico que se move num ângulo ortogonal à direção pretendida. Esta polarização, indesejada, trata-se de um desperdício de potência que poderia estar a ser utilizada na direção co-polar, mas que devido à estrutura das antenas nunca é zero.

Devido à geometria da corneta, as ondas de polarização cruzada anulam-se nos planos vertical e horizontal, \vec{E} e \vec{H} , no entanto nos 4 quadrantes são criadas regiões de forte polarização cruzada. Estas regiões aparecem em todos os quadrantes, com maior intensidade a 45° , e estão a cerca de -19dB em relação ao lóbulo principal, o lóbulo co-polar [17]. Por este fato, a corneta cônica lisa não produz um feixe principal simétrico, sendo incompatível para o tipo de aplicação pretendida.

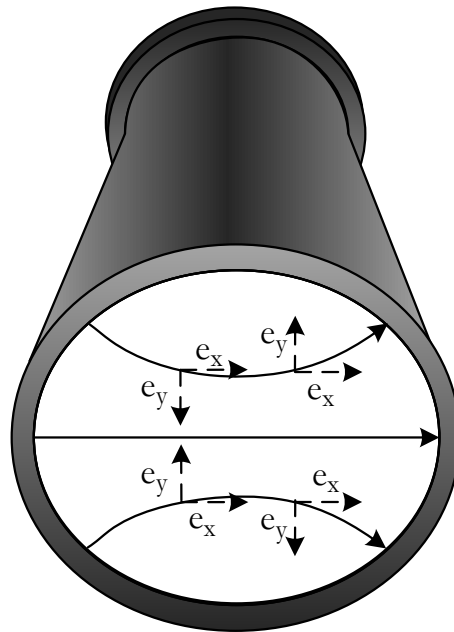


Figura 3.2: Campo eléctrico na abertura da corneta cônica lisa, adaptado de [13].

3.2.2 Guias de ondas circulares

Guias de ondas são excelentes meios de propagação de ondas guiadas, com perdas significativamente mais baixas do que o cabo coaxial ou linha bifilar. Os guias são utilizados a partir de frequências de 500 MHz, porém, costumam ser mais utilizados na banda das microondas, devido às menores dimensões para as frequências mais elevadas.

Uma corneta cônica corrugada ou lisa pode ser alimentada por um guia de ondas retangular, porém é necessária a utilização de um transformador retangular-circular

na junção entre o guia e a corneta. Para que haja uma melhor adaptação entre os dois elementos é preferível a utilização de um guia circular.

A análise de um guia de ondas circular, devido à sua geometria, é usualmente definida através do sistema de coordenadas cilíndricas (r, ϕ, z) . Na Figura 3.3 é apresentada a geometria do guia, cujo raio interno é representado por a e transmite a potência na direção do eixo dos ZZ . A análise de um guia de ondas metálico circular é efetuada recorrendo às equações de Maxwell. Neste documento não são apresentadas as expressões que caracterizam os modos do guia de onda, apenas as suas frequências de corte, para mais informações poderá consultar [15].

Os modos de propagação utilizados nos guias de ondas circulares são os TE e TM, que se denominam respetivamente por modo transversal elétrico e magnético.

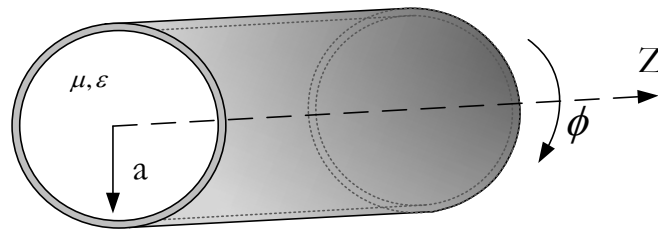


Figura 3.3: Guia de onda circular.

O modo TM_{np} , possui uma frequência de corte que é dada pela equação (0.1)

$$f_c = \frac{p - \text{ésimo zero de } J_n}{2\pi a} \cdot v \quad (0.1)$$

em que o numerador é o p -ésimo zero da função de Bessel de 1ª espécie, a é o raio do guia e v é a velocidade de propagação no interior do guia. Analisando a tabela da função de Bessel de primeira ordem, apresentada no apêndice A.1, é possível verificar que o modo TM fundamental é o modo TM_{01} , de onde se retira que o primeiro zero da função de Bessel de ordem 0 tem o valor 2.4048. Consequentemente a frequência de corte é dada pela equação (0.1).

$$f_{cTM_{01}} = \frac{2.4048}{2\pi a} \cdot v \quad (0.1)$$

O modo TE_{np} , por sua vez, possui uma frequência de corte dada pela equação (0.1),

$$f_c = \frac{p - \text{ésimo zero de } J'_n}{2\pi a} \cdot v \quad (0.1)$$

em que o numerador é o p -ésimo zero da derivada da função de Bessel de 1ª espécie. Analisando agora a tabela da derivada da função de Bessel de primeira ordem, apresentada no apêndice A.2, é possível verificar que o modo TE fundamental é o modo TE_{11} , de onde se retira que o primeiro zero da derivada da função de Bessel de ordem 1 tem o valor 1.8412.

Assim a frequência de corte é obtida através da equação (0.1)

$$f_{cTE_{11}} = \frac{1.8412}{2\pi a} \cdot v \quad (0.1)$$

Sabendo as frequências de corte dos primeiros modos TM e TE num GO, conclui-se que o modo TE_{11} é o modo fundamental do guia de onda circular, porque é aquele que apresenta a menor frequência de corte. Para o dimensionamento do guia deverá ser considerada a frequência mais baixa, para que através do raio seja determinada a frequência de corte do modo TE_{11} , sendo que a frequência máxima utilizável em regime mono modo será a frequência de corte do modo seguinte, neste caso o modo TM_{01} .

Como se pode verificar, pela Figura 3.4, as linhas de campo no interior do guia circular são aproximadamente linear, o que será ideal para a detecção da polarização do campo. Outro fato que será adiante abordado, é que este modo possibilita uma boa adaptação entre o guia e as cornetas.

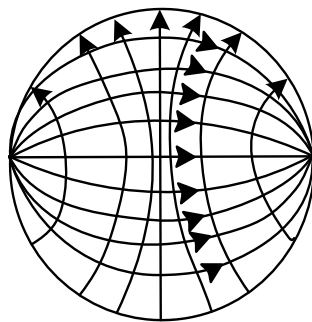


Figura 3.4: Campo eléctrico Modo TE_{11} na abertura de um guia de onda circular.

3.3 Modos híbridos

A definição do campo elétrico no interior de um guia de ondas circular liso é feita de acordo com os modos de propagação TE e TM, pois estes são soluções diretas da equação de onda [15]. Assim como para os guias lisos, nos guias de ondas circulares corrugados será útil utilizar modos de propagação que definam univocamente o campo elétrico. Estes modos são conhecidos por modos híbridos, e são assim denominados porque são formados por uma mistura de modos TE e TM, existindo as duas componentes longitudinais do campo eletromagnético ao longo do eixo de propagação.

Nesta secção é apresentado o conceito de modo híbrido e a sua relação com os modos TE e TM. Expõe-se também, o modo de propagação fundamental das cornetas corrugadas, o modo HE₁₁, e as suas características que garantem às cornetas corrugadas o seu desempenho.

3.3.1 Definição matemática

Modos híbridos são compostos por uma mistura de modos transversais elétricos e magnéticos ao longo do guia de onda corrugado. Apesar das antenas cornetas poderem ser analisadas através dos modos TE e TM, torna-se mais útil analisa-las em função dos modos híbridos HE e EH.

A condição híbrida balanceada é a condição para a qual a polarização cruzada é mínima (aproximadamente zero). Nesta condição, os modos híbridos podem ser definidos através das seguintes expressões [16]:

Modos HE_{mn}

$$E_x(r, \phi) = \frac{\sqrt{2.Z_0}}{R.\sqrt{\pi}} \cdot \frac{J_{m-1}\left(\frac{\chi_{m,n}.r}{R}\right)}{J_{m-1}(\chi_{m,n})} \cdot \cos[(m-1).\phi] \quad m, n \geq 1 \quad (0.5.1)$$

$$E_y(r, \phi) = \frac{\sqrt{2.Z_0}}{R.\sqrt{\pi}} \cdot \frac{J_{m-1}\left(\frac{\chi_{m,n}.r}{R}\right)}{J_{m-1}(\chi_{m,n})} \cdot \sin[(m-1).\phi] \quad m, n \geq 1 \quad (0.5.1)$$

Modos EH_{mn}

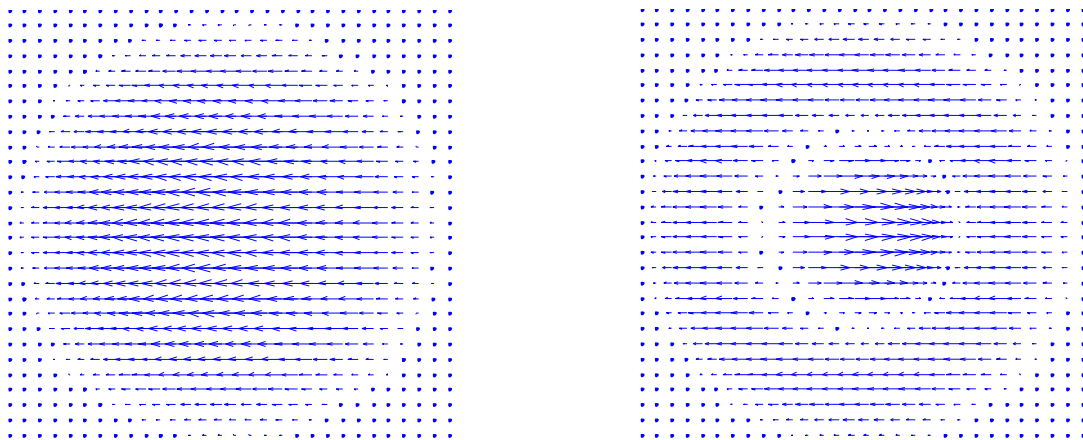
$$E_x(r, \phi) = \frac{\sqrt{2 \cdot Z_0}}{R \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \frac{J_{m+1}\left(\frac{\chi_{m,n} \cdot r}{R}\right)}{J_{m-1}(\chi_{m,n})} \cdot \cos[(m+1) \cdot \phi] \quad m \geq 1, n \geq 2 \quad (0.6.1)$$

$$E_y(r, \phi) = \frac{\sqrt{2 \cdot Z_0}}{R \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \frac{J_{m+1}\left(\frac{\chi_{m,n} \cdot r}{R}\right)}{J_{m-1}(\chi_{m,n})} \cdot \sin[(m+1) \cdot \phi] \quad m \geq 1, n \geq 2 \quad (0.6.1)$$

Onde $\chi_{m,n}$ é a raiz da função de Bessel (de ordem $m-1$ para os modos **HE** e ordem $m+1$ para os modos **EH**), R é o raio do guia de ondas, m e n são os índices dos modos de propagação e Z_0 a impedância característica do espaço livre.

Através da expressão (0.5.1), representada vetorialmente pela Figura 3.5, conclui-se que os modos HE_{1n} são linearmente polarizados, uma vez que possuem apenas a componente E_x , sendo $E_y = 0$. Ao invés, recorrendo à expressão (0.6.1), é possível verificar que os modos EH_{1n} possuem uma forte componente de polarização cruzada, já que a componente $E_y \neq 0$, como se pode observar pela Figura 3.6.

Na Figura 3.5 e Figura 3.6 são apresentados os campos eléctricos das duas famílias de modos, onde pode ser observada a pureza da polarização linear nos modos HE_{1n} e uma forte componente de polarização cruzada nos modos EH_{1n} .



a) HE_{11}

b) HE_{12}

Figura 3.5: Campo eléctrico nos modos híbridos HE_{1n} .

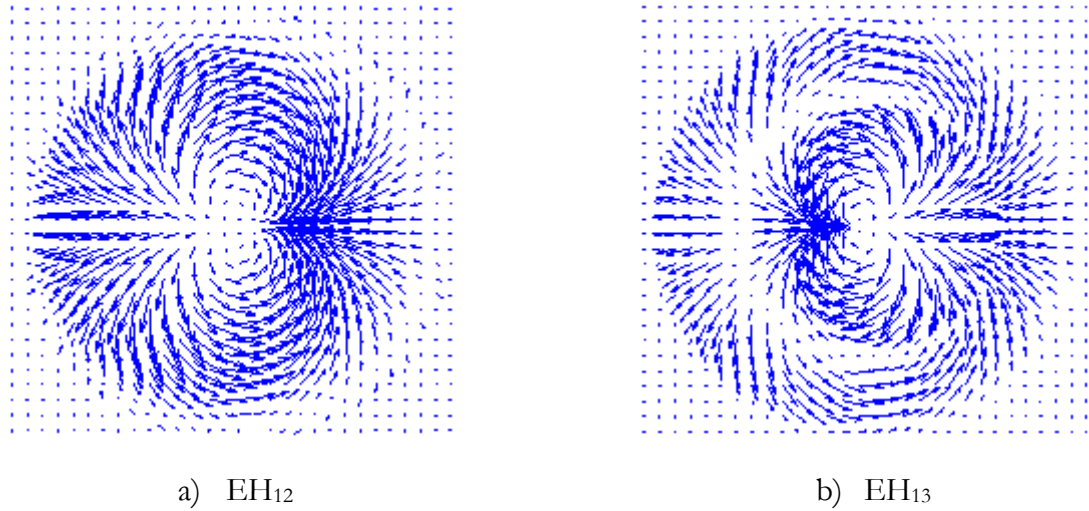


Figura 3.6: Campo eléctrico nos modos híbridos EH_{1n} .

Recorrendo à equação (0.5.1), e apresentado a informação da densidade de campo eléctrico na abertura da corneta, é obtida a distribuição da energia na família de modo HE_{1n} (vide Figura 3.7). Daqui se conclui que o melhor modo para a obtenção de uma corneta directiva será o HE_{11} , pois é o modo que mais concentra a energia no centro da abertura.

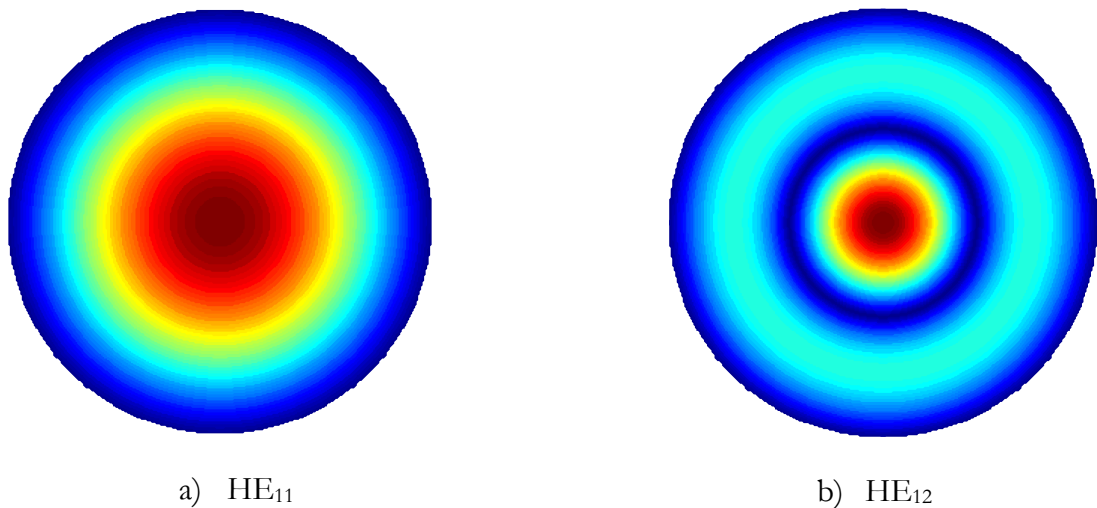


Figura 3.7: Distribuição de potência dos modos híbridos HE_{1n} .

Nesta secção são apresentados apenas os modos HE_{1n} / EH_{1n} uma vez que são aqueles que são passíveis de serem gerados no interior das cornetas. Assumindo que os

guias de ondas são alimentados pelo modo TE_{11} e que as corrugações da corneta são variações do raio do guia, apenas poderão ser geradas as componentes de campo associadas à variação do índice n , já que $m = 1$ [16].

3.3.2 Modo de propagação HE_{11}/Ψ_0^0

No desenho de cornetas corrugadas, um dos principais objetivos é alcançar, na abertura, o modo HE_{11} . Este modo, que é constituído por uma mistura de aproximadamente 85% do modo TE_{11} e 15% do modo TM_{11} , é óptimo para a aplicação devido às suas boas características de propagação, como será visto adiante na Figura 3.9.

Através da equação (0.5.1), é possível decompor o modo HE_{11} nas componentes E_x (co-polar) e E_y (polarização cruzada):

$$E_x(r, \phi) = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \cdot \frac{J_0\left(\frac{\chi_{1,1} \cdot r}{R}\right)}{J_0(\chi_{1,1})} \quad (0.7.1)$$

$$E_y(r, \phi) = 0 \quad (0.7.1)$$

Como visto anteriormente, o modo fundamental das cornetas corrugadas possui apenas componente de polarização co-polar. A equação (0.7.1), dedução da equação (0.5.1) para $m = 1$ e $n = 1$, mostra que a componente de polarização cruzada é 0. No entanto, a pureza da polarização linear só pode ser verdadeiramente atingida para um comprimento de onda. Pela equação (0.9.1), verifica-se que uma forma de maximizar a largura de banda passa pelo aumento do raio da abertura, já que a polarização cruzada diminui à medida que $k \cdot R$ aumenta.

Outro fator relevante é a eficiência de iluminação da antena. A eficiência de iluminação é uma medida que representa a capacidade de produzir feixes com o formato do MFG (Modo Fundamental Gaussiano), representados por Ψ_0^0 . Por outras palavras, é a capacidade de um modo guiado excitar o modo em espaço livre desejado.

O MFG, que é uma solução da equação das ondas em espaço livre, é livre de polarização cruzada e de lóbulos laterais, o que o torna o modo ideal para propagar as on-

das que são criadas na abertura da corneta. Matematicamente, a largura do feixe gaussiano é expressa da seguinte forma [18]:

$$\omega(z) = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot z}{k \cdot \omega_0} \right)^2} \quad (0.1)$$

Onde $\omega(z)$ é a largura do feixe ao longo do eixo de propagação, ω_0 é a largura de feixe inicial ($z = 0$) e k é a constante de propagação da onda em espaço livre.

É possível detectar semelhanças entre o modo HE_{11} e o modo Ψ_0^0 , já que ambos possuem características idênticas. Esta semelhança é analisada por [16] onde é feita uma comparação, para uma determinada largura de feixe, representada na Figura 3.8.

É possível verificar que na decomposição do MFG em modos guiados existe uma relação, do raio em função do feixe na boca da corneta, de $R / \omega_0 = 1.554$, que maximiza a eficiência do feixe (vide Figura 3.9). Esta relação permite que a curvatura do MFG seja idêntica à curvatura do modo HE_{11} , fazendo com que a eficiência de iluminação seja elevada para este modo híbrido (vide Figura 3.8).

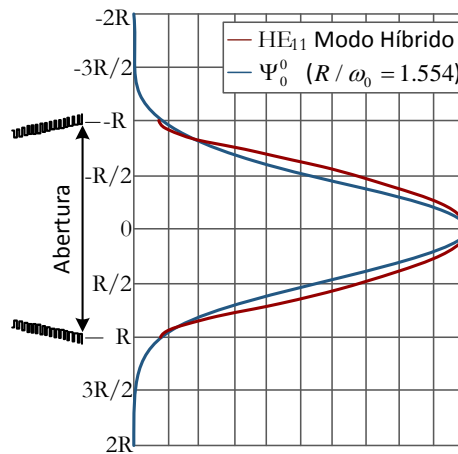


Figura 3.8: Comparação entre o modo HE_{11} e o modo Ψ_0^0 [16].

Através da decomposição do modo fundamental gaussiano em modos guiados puros (TE_{mn} e TM_{mn}) e também em modos híbridos (HE_{mn} e EH_{mn}) para um determinado raio de abertura (R) e variando a largura de feixe (w_0), foram obtidos os resultados apresentados na Figura 3.9.

Pela Figura 3.9 verifica-se, por outro método, o que foi demonstrado na Figura 3.8, que o modo HE_{11} , é quase gaussiano, com cerca de 98% de eficiência.

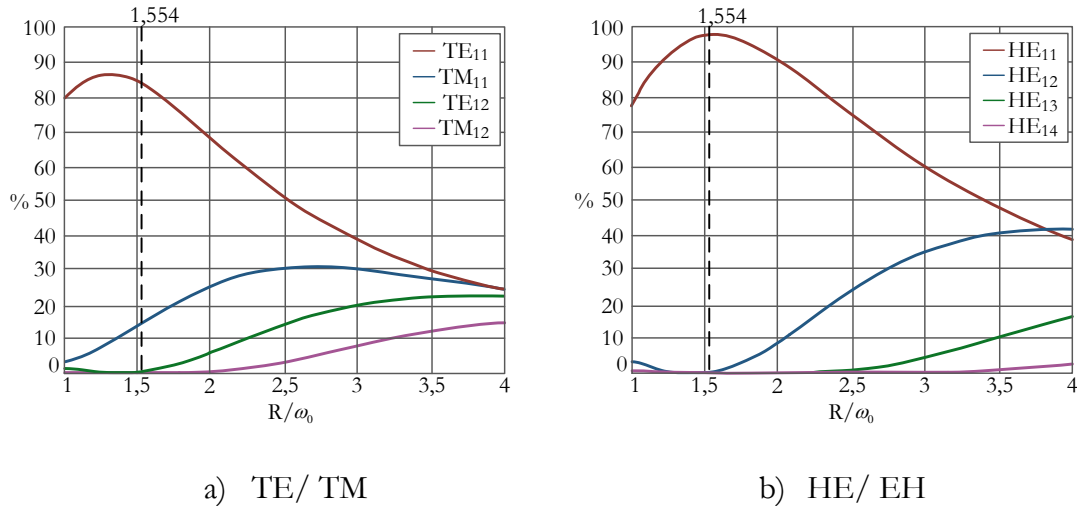


Figura 3.9: Decomposição do MFG em modos guiados [16].

3.4 Cornetas de modo híbrido (corrugadas)

As cornetas corrugadas diferenciam-se das cornetas lisas por possibilitarem a redução de perdas por *Spillover*⁴, redução dos níveis de polarização cruzada, por terem alta eficiência e por possuírem simetria axial (simetria em torno do eixo de radiação), que são características essenciais para antenas com refletores parabólicos.

Nesta secção é abordada a evolução histórica das cornetas corrugadas e o seu princípio de funcionamento.

3.4.1 Evolução histórica

Na década de 60, o conceito de corneta corrugada foi sugerida por Kay [19]. Esta ideia surgiu com a necessidade de desenvolver uma antena que tivesse um diagrama de radiação simétrico para que fosse possível utilizá-la como alimentador num refle-

⁴Perdas associadas ao campo radiado pelo alimentador que não intersecta o paraboloide e acaba por se perder.

tor parabólico com baixo nível de lóbulos secundários e de grande eficiência. Em 1970, Parini, Clarricoats e Olver [17], aperceberam-se que, para além do diagrama de radiação simétrico, as cornetas corrugadas emitiam níveis de polarização cruzada muito baixos, que é essencial para antenas que reutilizam a mesma frequência recorrendo a canais que utilizam polarizações ortogonais. Desta forma a capacidade do canal passaria a duplicar.

No entanto, a viabilidade das cornetas corrugadas era reduzida. O fato de estas serem de grande massa e volume tornou-as inviáveis para determinadas aplicações. Apesar dos fatores massa e volume, as suas propriedades eletromagnéticas foram verificadas e aceites pela comunidade científica, e acabaram por ser consideradas de alimentadores ideais para antenas refletoras na década de 80. O interesse por estas antenas fez com que vários perfis fossem surgindo ao longo do tempo, sendo que hoje em dia as cornetas corrugadas são já um tópico muito estudado e explorado. Esse avanço possibilitou antenas mais robustas em tamanho e massa, e com características que dependem do sistema para a qual elas são projetadas.

3.4.2 Princípio de funcionamento das cornetas corrugadas

O princípio de operação das cornetas corrugadas pode ser fisicamente explicado através da influência das paredes corrugadas no guia, e de como estas afetam a distribuição do campo no seu interior. A Figura 3.10 representa o interior de um guia corrugado.

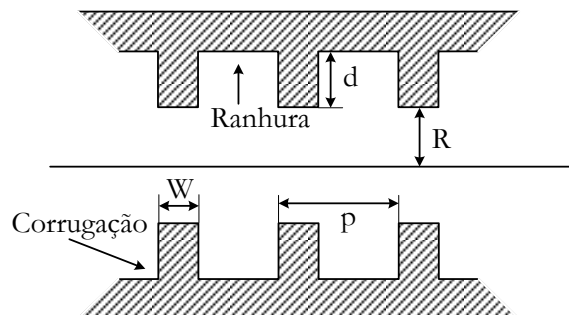


Figura 3.10: Interior de um guia de ondas corrugado.

Como será apresentado adiante, as corrugações alteram o campo que viaja ao longo do guia, fazendo com que o feixe, quando radiado, exiba simetria axial e baixo nível de polarização cruzada e de lóbulos laterais [20].

Para que seja obtido um diagrama de radiação com simetria axial, com níveis reduzidos de lóbulos secundários e baixa polarização cruzada, é necessário que a distribuição do campo na abertura da antena seja quase linear. Um campo elétrico linear jamais seria atingível com uma corneta lisa que apenas suporta modos puros, e que cria linhas de campo curvas, tal como representado na Figura 3.4. Para alcançar um campo aproximadamente linear na abertura será necessário utilizar cornetas corrugadas (híbridas).

Uma corneta corrugada caracteriza-se por propagar modos híbridos. Teoricamente, como foi demonstrado anteriormente, os modos híbridos HE_{1n} produzidos pelos guias corrugados circulares possuem linhas de campo quase lineares na abertura.

Considere-se E_x a componente co-polar e E_y a componente de polarização cruzada. Assume-se que para ângulos de semiabertura inferiores a 20° uma corneta corrugada pode ser vista, matematicamente, como um guia de onda corrugado. Então, o modo híbrido dominante num guia de ondas corrugado, HE_{11} , tem na abertura os seguintes campos elétricos [17], dados pelas equações (3.9):

$$E_x = A_1 \cdot J_0\left(\frac{2.4048}{R} \cdot r\right) - \frac{(X - Y)}{k \cdot R} \cdot A_2 \cdot J_2\left(\frac{2.4048}{R} \cdot r\right) \cdot \cos(2\phi) \quad (0.9.1)$$

$$E_y = \frac{(X - Y)}{k \cdot R} \cdot A_2 \cdot J_2\left(\frac{2.4048}{R} \cdot r\right) \cdot \sin(2\phi) \quad (0.9.1)$$

Onde $J_0(k \cdot r)$ e $J_2(k \cdot r)$ são funções de Bessel de primeira espécie e de ordem 0 e 2, respectivamente, k é a constante de propagação, A_1 e A_2 representam constantes e X e Y são, respectivamente, a impedância e a admitância na região de fronteira $r = R$ sendo as mesmas dadas pelas equações (0.10.1) e (0.10.1):

$$X = -j \cdot \frac{Z_\phi}{Z_0} = -j \cdot \frac{E_\phi}{H_z} \cdot Y_0 \quad (0.10.1)$$

$$Y = -j \cdot \frac{Z_0}{Z_z} = j \cdot \frac{H_\phi}{E_z} \cdot Y_0 \quad (0.10.1)$$

onde $Z_0 = 377 \Omega$ é a impedância em espaço livre, Y_0 representa a admitância em espaço livre, Z_ϕ e Z_z são as componentes da impedância na direção de ϕ e z na região de fronteira $r = R$, E_ϕ e E_z são as componentes do campo elétrico na direção de ϕ e z na região de fronteira $r=R$ e H_ϕ e H_z são as componentes do campo magnético na direção de ϕ e z na região de fronteira $r=R$

Pela equação (0.9.1) pode-se concluir que, se $X = Y$, o campo na abertura da corneta corrugada torna-se independente da variável angular ϕ e $E_y = 0$, ou seja, a componente de polarização cruzada é anulada.

A condição vista anteriormente, para que a polarização cruzada seja nula, $X = Y$, pode ser obtida se X e Y tiverem igual valor ou se ambos forem iguais a zero. Esta segunda condição ($X = 0$ e $Y = 0$) é conhecida como “condição híbrida balanceada”. É possível atingir a condição híbrida balanceada quando: existir um número suficiente de corrugações por comprimento de onda, a componente E_ϕ será nula na fronteira $r = R$, e conseqüentemente $X = 0$; Se a largura W das corrugações for fina e tiver profundidade de aproximadamente $d = \frac{\lambda}{4}$, pois estas irão agir como linhas de transmissão, onde o curto-circuito no fim é transferido para um circuito aberto na fronteira $r = R$, dessa forma garante-se que não haverá correntes tangenciais geradas por H_ϕ e assegura-se que $Y = 0$.

Desta forma, prova-se o porquê da estrutura física da corneta corrugada permitir a polarização linear. Na Figura 3.11 está representada a distribuição do campo na abertura de uma corneta corrugada. Como se pode aferir, por comparação com a corneta lisa da Figura 3.2, a corneta corrugada possui uma distribuição do campo muito mais linear, com menos componentes horizontais do campo elétrico.

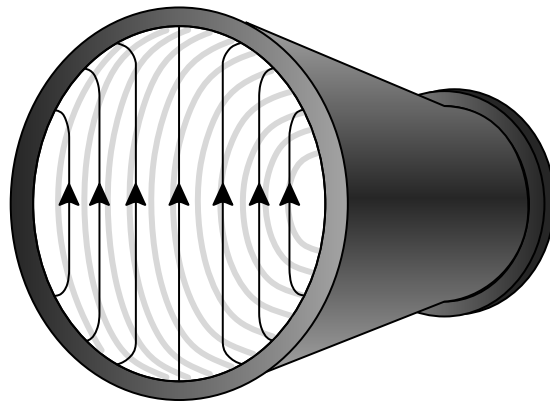


Figura 3.11: Campo elétrico na abertura de uma corneta corrugada.

Uma vez que a profundidade das corrugações é da dimensão física desejada apenas à frequência central da corneta, o modo híbrido balanceado apenas propagar-se-á nessa frequência. Conseqüentemente, a polarização cruzada apenas será nula na frequência central, intensificando-se à medida que a largura de banda aumenta. No entanto, a equação (0.9.1) sugere que a componente de polarização cruzada diminui à medida que $k.R$ aumenta.

Daí infere-se que, quanto maior for a abertura da antena maior será a largura de banda em que os níveis de polarização cruzada se manterão a baixo de um determinado patamar.

Capítulo 4

Cornetas corrugadas

4.1 Introdução

Antenas alimentadoras de refletores parabólicos possuem características bem definidas. O diagrama de radiação do alimentador é adaptado à forma do refletor, de tal forma que maximize a eficiência de abertura⁵, uma vez que este está fortemente relacionado com o ganho. Perdas associadas ao campo radiado pelo alimentador que não intersecta o parabolóide e acaba por se perder (perdas de *Spillover*) causam o aumento do lóbulo traseiro e reduzem o ganho, podendo ainda causar interferências. Para que o ganho seja ótimo é necessário que o refletor seja uniformemente iluminado, com um campo elétrico constante. O diagrama de radiação ideal de uma antena tem um campo de intensidade constante em todo o ângulo sólido no interior do refletor, caindo para zero na periferia. Na prática, os alimentadores possuem diagramas de radiação que decaem gradualmente na periferia, sendo que quando é feito o acoplamento entre o alimentador e o refletor existe o compromisso entre uma iluminação adequada e baixas perdas de *spillover*. Na prática, o acoplamento do sistema

⁵ Eficiência de abertura é uma medida de perdas da antena que relaciona a área efetiva de uma antena com a sua área física.

refletor/alimentador é feito de tal forma a que apenas o lóbulo principal ilumine a paraboloide, dessa forma melhora-se a qualidade do feixe.

Diferentes grupos de investigação [5] [8] [21] [22] [23] debruçam-se sobre estas diretrizes para construírem soluções que melhor se adaptam aos seus problemas. Neste capítulo, são apresentadas as antenas cornetas corrugadas que são atualmente utilizadas para o mesmo tipo de problemas desta dissertação.

4.2 Criação de modelos digitais das antenas

4.2.1 Parâmetros de desenho

A análise de cornetas corrugadas é efetuada tendo em consideração alguns conceitos de base inerentes ao seu comportamento eletromagnético. Paralelamente a esses conceitos, existem parâmetros que descrevem a geometria das cornetas corrugadas, que serão apresentadas adiante.

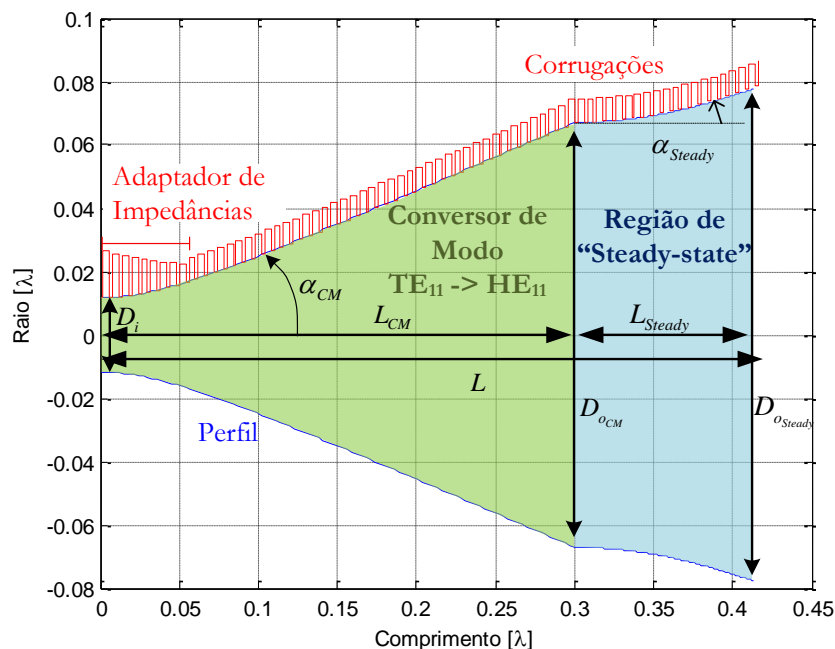


Figura 4.1: Parâmetros de desenho de cornetas corrugadas.

Como é possível averiguar, pela Figura 4.1, as cornetas corrugadas podem ser divididas em duas grandes regiões: o conversor de modo $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$ e a região de *steady-*

state (ou de radiação, ou de modo HE_{11}). Existem várias aproximações que serão abordadas. Na Figura 4.1, complementando a Figura 3.10, são apresentados os parâmetros típicos que fazem parte do desenho das cornetas corrugadas, onde D_i é o diâmetro de entrada, α_{CM} é o ângulo de semiabertura (ou *flare angle*) do conversor de modo, α_{Steady} é o parâmetro adimensional que dita a curvatura da secção de radiação, D_{oCM} é o diâmetro da abertura do conversor de modo, $D_{oSteady}$ é o diâmetro de abertura da antena, L_{CM} é o comprimento do conversor de modo, L_{Steady} o comprimento da secção de radiação e L representa o comprimento total da antena. Estes parâmetros, conjugados com o perfil do conversor de modo, o perfil da região radiação e as dimensões das corrugações, definem de forma unívoca qualquer tipo de antena corneta corrugada. Mais adiante, na secção estratégia de desenho, será apresentado o efeito que as alterações destes parâmetros provocam nas características eletromagnéticas da antena.

4.2.2 Estratégia de desenho

Nesta secção é abordada a estratégia de desenho para alcançar os fins pretendidos. Para alcançar os objetivos, utiliza-se como fonte norteadora o esquema apresentado na Figura 4.2.

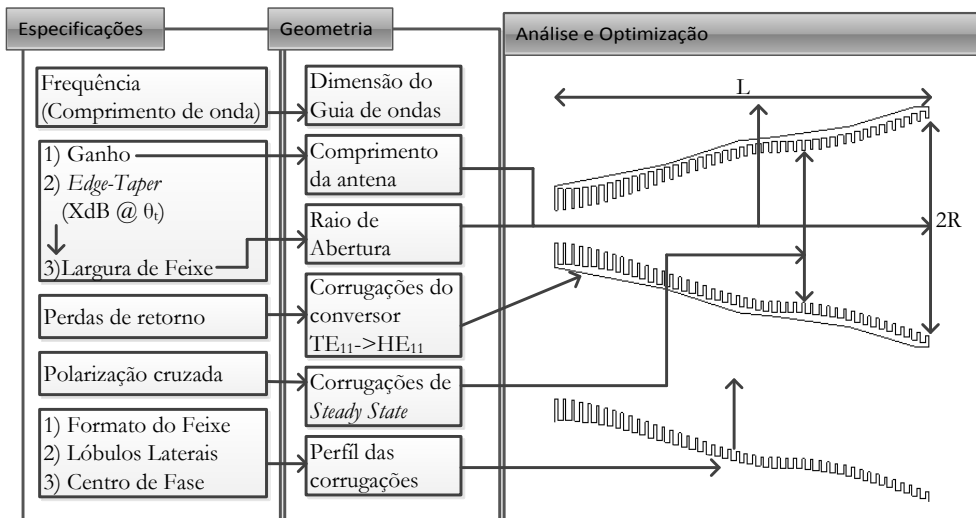


Figura 4.2: Estratégia adotada para análise e otimização, adaptado de [21].

No entanto, para criar os primeiros modelos utilizam-se técnicas para a construção de antenas, apresentadas adiante, de autores como [16] [17] [18]. Essas técnicas servirão para construir uma estrutura que será o ponto de partida para posteriormente analisar e otimizar as cornetas corrugadas, tendo por base as diretrizes apresentadas na Figura 4.2.

4.2.3 Modelação tridimensional

A modelação tridimensional das cornetas corrugadas foi, à parte da análise e optimização, uma das fases mais morosas e difíceis de alcançar do projeto. Inicialmente, numa primeira abordagem, houve uma tentativa de caracterizar parametricamente toda a estrutura da corneta corrugada no software de simulação eletromagnética CST [1]. Porém, uma vez que a estrutura das antenas não é linear tornou-se praticamente impossível a criação dos perfis desejados, bem como das dezenas de corrugações, manualmente. Numa segunda tentativa, tentou-se criar a estrutura tridimensional no software de desenho CAD (*Computer Aided Design*) SolidWorks [24], contudo, pelo mesmo motivo da tentativa anterior, tornou-se impraticável esta solução. A solução definitiva, mais rápida e mais eficaz foi desenvolvendo alguns *scripts* em Matlab [25] que, simultaneamente, permitiram aplicar o perfil desejado à antena e desenhar as corrugações com as medidas pretendidas. Nestes *scripts*, é possível exportar a informação bidimensional para um ficheiro no formato DXF [26], juntamente com outro no formato ASCII. A Figura 4.3 representa os passos efetuados para a criação do modelo bidimensional das antenas e posterior exportação para os formatos pretendidos.

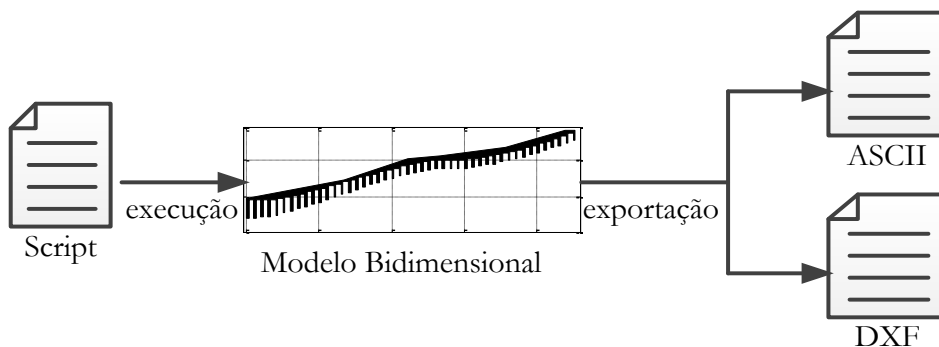


Figura 4.3: Criação de modelo Bidimensional das antenas em Matlab.

Uma vez exportada, pelo Matlab [25], a informação nos formatos passíveis de importação pelo *software* CST [1] torna-se possível transformar a informação bidimensional em tridimensional, como representado na Figura 4.4.

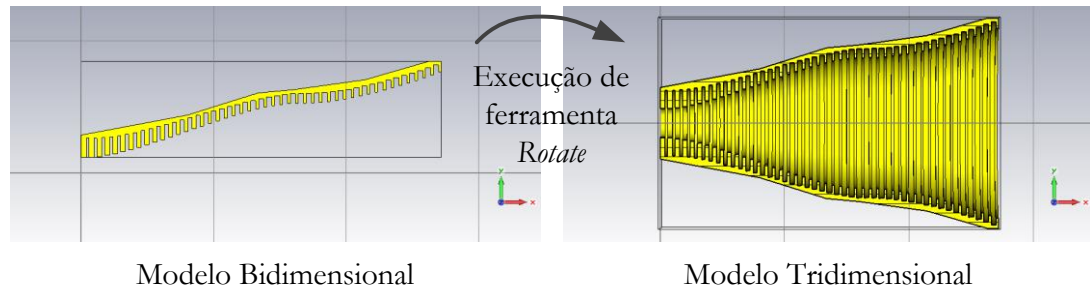


Figura 4.4: Importação e criação de modelo tridimensional em CST [1].

Uma vez criado o modelo tridimensional da corneta corrugada torna-se possível proceder à simulação eletromagnética.

4.3 Diferentes tipos de cornetas corrugadas

Nesta seção, apresenta-se diferentes tipos de antenas cornetas corrugadas que são atualmente estudadas e desenvolvidas por alguns dos mais renomados grupos de investigação de antenas. Inicialmente, faz-se uma descrição das características de desenho e construção de cada uma delas e, posteriormente, é efetuada uma comparação das suas características eletromagnéticas.

4.3.1 Corneta cônica de Potter

A corneta cônica de Potter, embora não seja recente, é ainda assim uma das cornetas corrugadas mais utilizadas atualmente, devido à sua facilidade de desenho e construção (vide Figura 4.5). O seu ponto fraco é que, para atingir as mesmas características de outras cornetas, possui uma dimensão e peso muito superior.

Como abordado anteriormente, a distribuição de campo inicial no guia de ondas circular é o modo TE_{11} , em regime monomodo. A corneta cônica corrugada ou corneta de Potter caracteriza-se por, com um ângulo de semiabertura adequado e uma

variação da profundidade das corrugações iniciais entre $\lambda/2$ e $\lambda/4$, excitar a fração de aproximadamente 15% do modo TM_{11} , característica fundamental para que seja formado o modo HE_{11} .

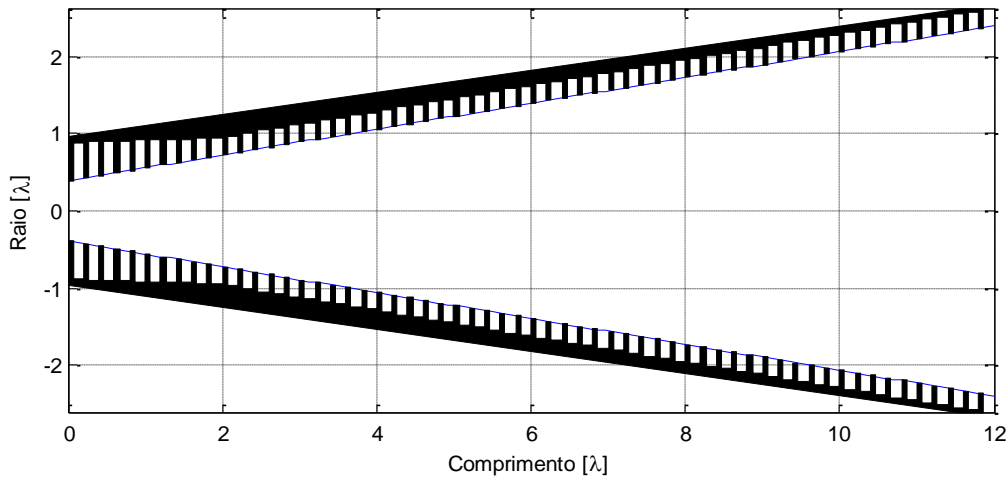


Figura 4.5: Corneta cônica corrugada (de Potter).

Matematicamente, o raio da corneta de Potter, ao longo do eixo ZZ é definido pela equação (0.1)

$$R(z) = \alpha \cdot z + R_i \quad (0.1)$$

em que α é o ângulo de semiabertura (ou *flare angle*) e R_i é o raio do guia de onda.

A característica mais evidente é que esta antena, tirando partido do transformador de impedâncias inicial, e com o ângulo de semiabertura pequeno, porém constante, permite obter uma boa adaptação de impedâncias. Para se obter uma boa directividade é necessária uma abertura relativamente grande. O grande problema deste tipo de cornetas é que, como o ângulo de semiabertura é tipicamente pequeno, o comprimento da antena tende a ser superior às demais.

4.3.2 Corneta cônica com adição de perfil gaussiano

As antenas de perfil gaussiano (GPHA), amplamente estudada pelo Grupo de Antenas da *Universidad Pública de Navarra* [27], representam uma melhoria face à corneta

de Potter. Esta possui uma secção cónica como conversora $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$, menor em comprimento, já que a secção de perfil gaussiano permite que o ângulo de semiabertura varie subtilmente até atingir o diâmetro de abertura com a mesma dimensão utilizada pela solução anterior.

A adição do perfil gaussiano no final da antena, como ilustrado na Figura 4.6, faz com que o centro de fase seja mais próximo da abertura e conseqüentemente o nível de lóbulos laterais seja menor, em relação à antena cónica de Potter [16].

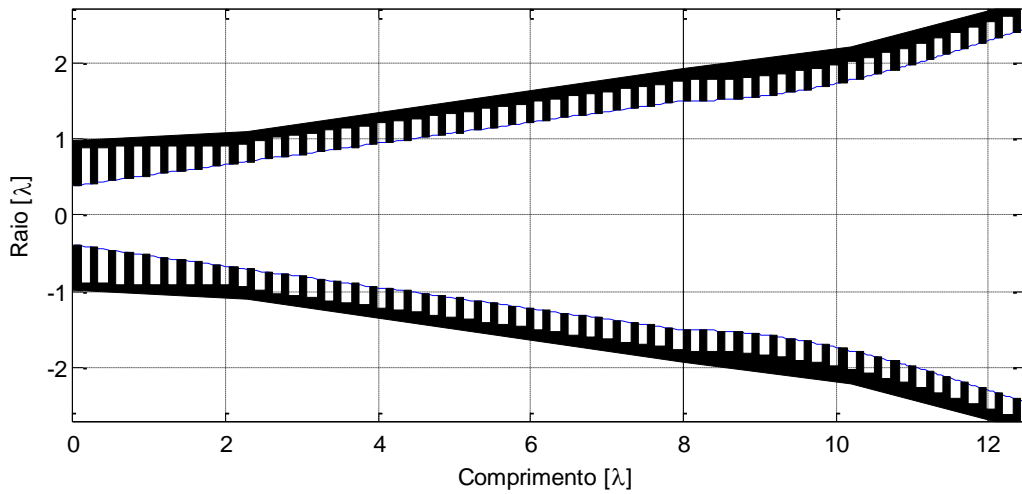


Figura 4.6: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo cónico corrugado.

O perfil completo da antena, que conjuga a secção cónica com a adição da secção de perfil gaussiano, pode ser descrito pela equação (0.1) [16],

$$R(z) = \begin{cases} \alpha_{CM} \cdot z + R_i & 0 < z < L_{CM} \\ R_{0_{CM}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot \alpha_{steady}^2 \cdot R_{0_{CM}}^2} \right)^2} & L_{CM} < z < L \end{cases} \quad (0.1)$$

em que, α_{CM} representa o ângulo de semiabertura do conversor de modo, α_{steady} representa o ângulo de semiabertura da região de radiação, $R_{0_{CM}}$ representa o raio de saída na abertura do conversor de modo, L_{CM} é o comprimento do conversor de modo e L o comprimento total da corneta.

4.3.3 Corneta de perfil gaussiano duplo

Cornetas de perfil duplo utilizam um perfil não linear tanto na região de conversão de modo $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$, como também na região de radiação (vide Figura 4.7). Esta alteração, substituindo o perfil linear da corneta cônica por um perfil gaussiano, por comparação com a corneta descrita anteriormente, permite criar uma antena com maior largura de banda, no entanto, às custa de um comprimento total superior.

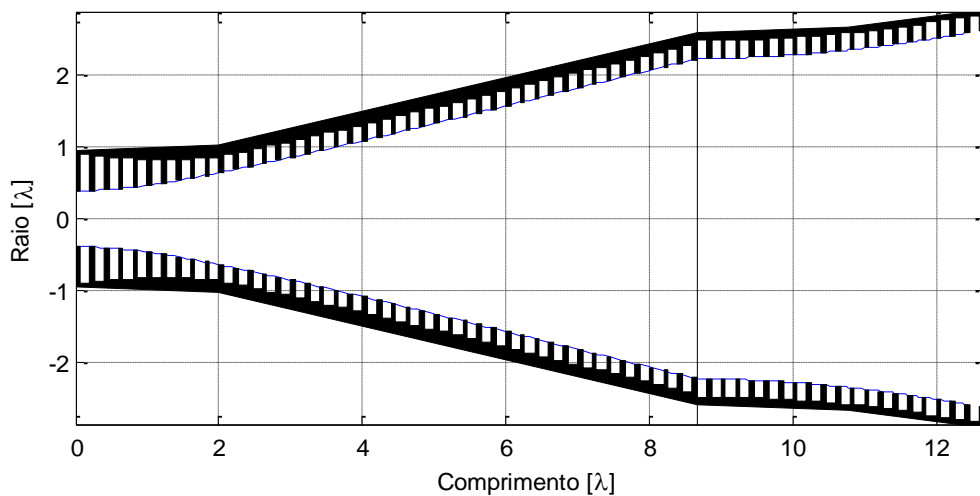


Figura 4.7: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo de perfil gaussiano.

Pode-se definir o perfil desta corneta utilizando a equação (0.1)

$$R(z) = \begin{cases} R_i \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot \alpha_{CM}^2 \cdot R_i^2} \right)^2} & 0 < z < L_{CM} \\ R_{0_{CM}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot \alpha_{steady}^2 \cdot R_{0_{CM}}^2} \right)^2} & L_{CM} < z < L \end{cases} \quad (0.1)$$

em que as variáveis são definidas anteriormente. Repare-se que na equação (0.1), como existem duas secções distintas na criação do perfil total, existem dois ângulos de semiabertura diferentes, um para cada secção.

4.3.4 Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano

Esta antena, representada pela Figura 4.8, é uma variação da corneta de perfil duplo, da família das cornetas corrugadas de perfil gaussiano. Desta feita, a região de radiação é desenhada com um perfil gaussiano, porém, o conversor de modo   construído tendo por base um perfil gaussiano simétrico.

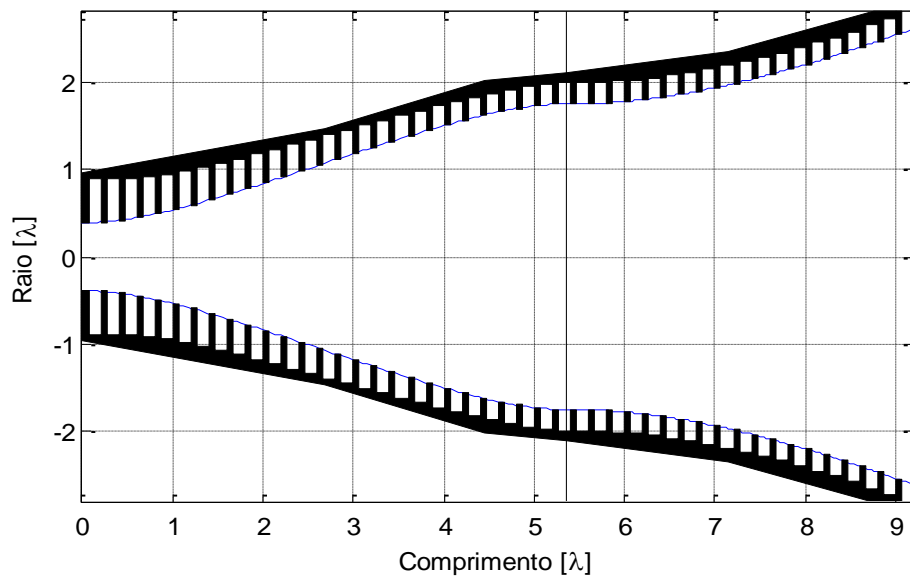


Figura 4.8: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo gaussiano simétrico.

Matematicamente, este tipo de cornetas é descrito através da equa o (0.1) [16]

$$R(z) = \begin{cases} f(z) & 0 < z < \frac{L_{CM}}{2} \\ -f(L_{CM} - z) + 2f(L_{CM} / 2) & \frac{L_{CM}}{2} < z < L_{CM} \\ R_{0_{CM}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot \alpha_{steady}^2 \cdot R_{0_{CM}}^2} \right)^2} & L_{CM} < z < L \end{cases} \quad (0.1)$$

em que L é o comprimento total da corneta, L_{CM} é o comprimento do conversor de modo e $f(z)$ é definida pela equa o (0.1)

$$f(z) = R_i \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot \alpha^2 \cdot R_i^2} \right)^2} \quad (0.1)$$

A diferença, em relação às demais cornetas já apresentadas, é que o comprimento total é significativamente menor do que o anterior (cerca de 3λ inferior) [18].

4.3.5 Corneta do tipo *Choked* com adição de perfil gaussiano

Outro tipo de antenas, esta diferente das anteriores, possui um conversor de modo com corrugações horizontais (vide Figura 4.9). A vantagem desta antena é permitir uma redução significativa do comprimento total, em relação às já citadas. No entanto, enquanto as restantes cornetas chegam a atingir 40% de largura de banda, estas estão limitadas a cerca de 20% [16].

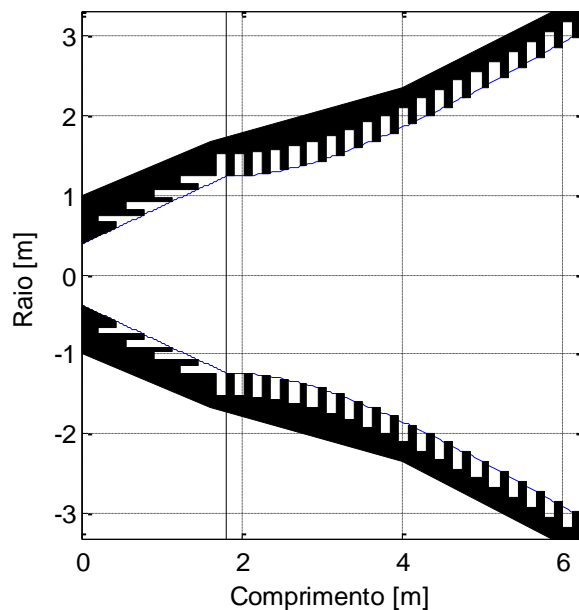


Figura 4.9: Corneta de perfil gaussiano com conversor de modo *choked*.

Quanto à definição matemática do perfil, esta antena pode ser definida como uma corneta cônica com adição de perfil gaussiano, descrito pela equação (0.1). O que a torna diferente, e daí o nome *choked*, são as corrugações horizontais do conversor.

Capítulo 5

Análise e Optimização das antenas

5.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma análise aos diferentes modelos de cornetas corrugadas apresentadas anteriormente. Pretende-se, através da variação dos diversos parâmetros que constituem as antenas, entender qual a influência da geometria no comportamento eletromagnético das cornetas.

Embora a dimensão das corrugações seja considerada um parâmetro importante, esta altera quase somente o nível de perdas de retorno e de polarização cruzada [16] [21]. Assim sendo, a optimização só será efetuada depois da análise co-polar. Por esse motivo, ao longo deste capítulo serão apresentados modelos, apelidados de modelos melhorados, que são cornetas aperfeiçoadas no que concerne à componente co-polar (directividade, lóbulos secundários e largura de feixe).

Através da alteração dos modelos melhorados, e seguindo a estratégia de desenho definida na Figura 4.2, serão efetuadas alterações nas corrugações, até ser possível obter um modelo optimizado com as características desejadas.

Finalmente, após a optimização, é discutida uma proposta de implementação do *front-end*, onde são propostos os materiais com que as cornetas devem ser construídas bem como os perfis e as características destas.

Algumas considerações devem ser assumidas ao longo deste capítulo:

A análise será efetuada para a antena que irá operar na banda de 10 GHz, no entanto, esta será posteriormente extrapolada para as outras bandas de interesse já que as dimensões utilizadas pelo *script*, que dão origem aos modelos bidimensionais, foram criadas em função do comprimento de onda;

As dimensões iniciais de cada corneta são estipuladas tendo por base um estudo que relaciona a dimensão de alguns parâmetros das cornetas corrugadas com as características de radiação [16]. Para o ponto de partida assumiram-se dimensões que proporcionassem uma directividade em torno de 22 dBi.

Todas as cornetas são simuladas com o alumínio como principal constituinte, já que este é habitualmente utilizado em aplicações deste tipo por ser barato e leve [23]. Dessa forma é possível assegurar as características de um metal com perdas elétricas, algo que não aconteceria se fosse assumido um material PEC (*Perfect Electric Conductor*).

5.2 Corneta de Potter

Como abordado no capítulo anterior, a corneta de Potter pode ser descrita pela expressão (0.1). Os parâmetros que podem ser alterados na construção desta são: o comprimento total; o ângulo de semiabertura; o raio de entrada; o raio de saída, ou de abertura; a dimensão do adaptador de impedâncias. Nesta secção faz-se uma análise paramétrica deste tipo de cornetas, variando os parâmetros supracitados.

Na análise apresentada na Figura 5.1, varia-se o ângulo de semiabertura, entre 10° e 20°, mantendo o comprimento fixo nos 12λ .

Pela Figura 5.1 a) é possível verificar que as perdas de retorno, embora sofram um desvio na frequência, possuem sempre a mesma largura de banda abaixo dos -30dB (a baixo do patamar desejado) de cerca de 20%.

Pela análise do lóbulo principal, na Figura 5.1 b) verifica-se que à medida que o ângulo diminui o formato do feixe torna-se cada vez mais semelhante ao modo fun-

damental gaussiano (MFG), havendo por isso uma maior concentração de potência próxima de $\theta = 0$.

Quanto ao centro de fase, apresentado na Figura 5.1 c), situa-se mais perto da abertura à medida que o ângulo diminui. Este fato tem consequência direta no formato do feixe, pois quanto mais próximo estiver o centro de fase da abertura da antena, mais lenta será a conversão da onda guiada para a onda radiada.

A vantagem de um feixe mais idêntico ao MFG torna-se evidente na Figura 5.1 d), onde se pode observar que à medida que o ângulo diminui a polarização cruzada diminui também.

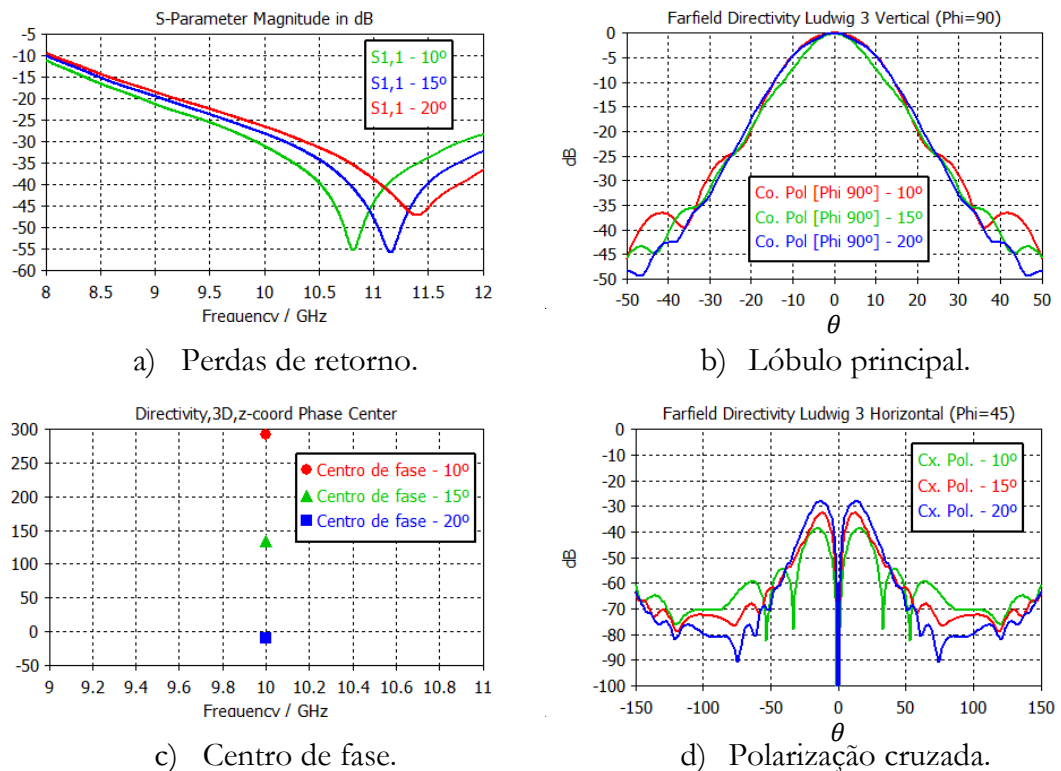


Figura 5.1: Análise do ângulo da semiabertura da corneta de Potter.

Numa outra análise, foram simuladas várias antenas com diferentes comprimentos, entre 8λ e 17λ , mantendo o raio da abertura constante nos 4.8λ . Os resultados são apresentados na Figura 5.2.

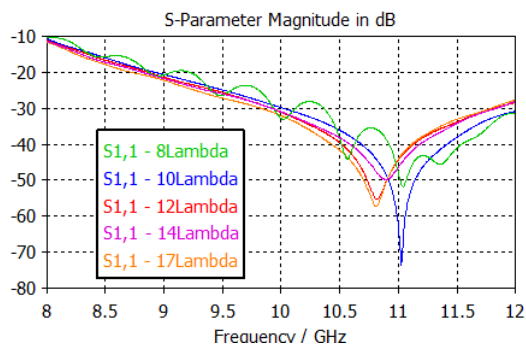
Como se pode observar, pela Figura 5.2 a), as perdas de retorno são semelhantes nos diversos comprimentos testados, tendo sido obtido para todos os casos uma banda

de cerca de 20% abaixo dos -30dB, com exceção do comprimento mais curto onde se obteve uma banda ligeiramente menor.

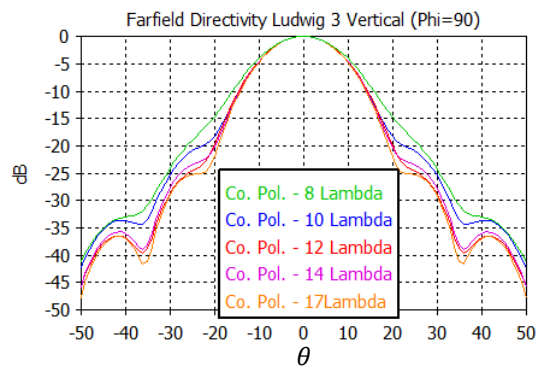
Pela Figura 5.2 b) observa-se que à medida que o comprimento diminui, a largura do lóbulo principal aumenta. No entanto, quanto maior o comprimento, mais próximo do MFG se torna o feixe e menor é o nível de lóbulos secundários.

O centro de fase, representado pela Figura 5.2 c), aumenta proporcionalmente com o comprimento, já que a abertura tem o mesmo raio.

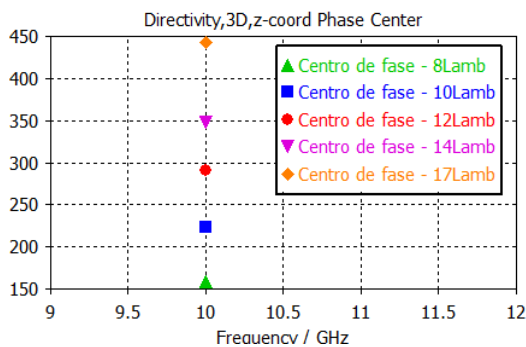
Pela Figura 5.2 d) pode-se concluir que o comprimento influencia diretamente a polarização cruzada, já que quanto maior é a corneta menor tende a ser o nível de polarização indesejada.



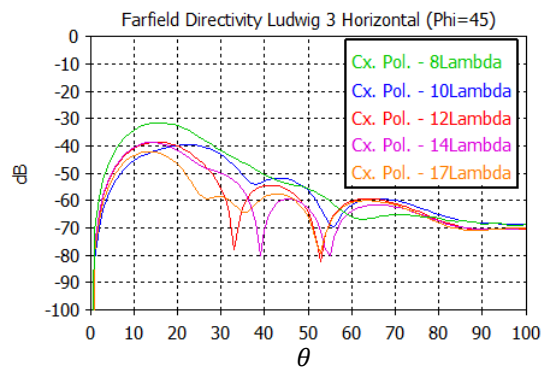
a) Perdas de retorno.



b) Lóbulo principal.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.2: Análise do comprimento total da corneta de Potter.

Na Figura 5.3 é feita uma análise a diferentes antenas, onde se fixa o ângulo a 10° e se varia o raio da abertura entre 2.4λ e 4λ . Sendo o comprimento variável, consoante o raio de abertura.

Pela Figura 5.3 é possível observar que apenas a directividade é alterada significativamente com a variação do raio da abertura. Conclui-se daqui que, quanto maior for a abertura, para um determinado ângulo, maior será a directividade atingida.

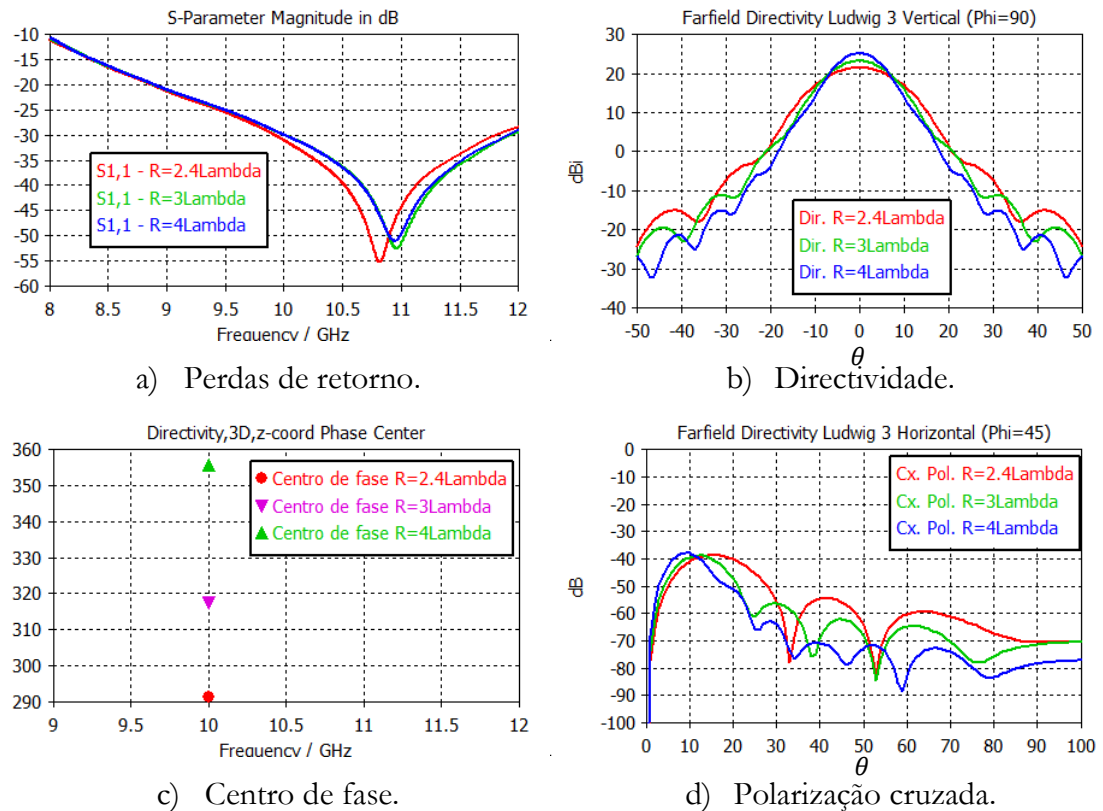


Figura 5.3: Análise da dimensão do raio da abertura da corneta de Potter.

Agregando todas as simulações efetuadas anteriormente, chegou-se a uma antena melhorada. As suas dimensões são apresentadas na Tabela 5.1.

Nesta antena é utilizado um período entre corrugações de 0.2λ e um espaçamento entre corrugações de 0.0667λ . No adaptador de impedâncias, a primeira corrugação tem uma profundidade de 0.5λ , variando até 0.25λ na última corrugação, profundidade essa que se manteve até à abertura. Estes são valores tipicamente utilizados [17] [21] [28].

Frequência central	Ângulo de semiabertura	Raio de entrada	Raio de saída	Comprimento total	Comp. Adaptador Impedâncias
10GHz	7°	0.39λ	2.4λ	16.37λ	1.8λ

Tabela 5.1: Dimensões da corneta de Potter melhorada.

Como se pode constatar, este modelo obteve resultados que conjugaram numa só antena as melhores características apontadas pela análise. Pela Figura 5.4 a) é possível concluir que as perdas de retorno na banda entre $[10.6-10.7]GHz$ são abaixo dos $-40dB$, $10dB$ abaixo do patamar estabelecido como valor máximo. Ainda através da Figura 5.4 b) observa-se que os níveis de polarização cruzada estão abaixo dos $-50dB$ e ainda foi alcançada a simetria de feixe axial, já que nos diferentes planos o lóbulo principal é praticamente igual. Porém, o nível de lóbulos laterais, que não ultrapassa o patamar dos $-25dB$, deixa muito a desejar já que o valor mínimo aceitável foi estabelecido em torno dos $-35dB$. Para que seja possível alcançar esse patamar de lóbulos laterais, seria necessário a utilização de uma corneta de grandes dimensões, o que seria incomportável, já que se deseja uma corneta tão compacta quanto possível.

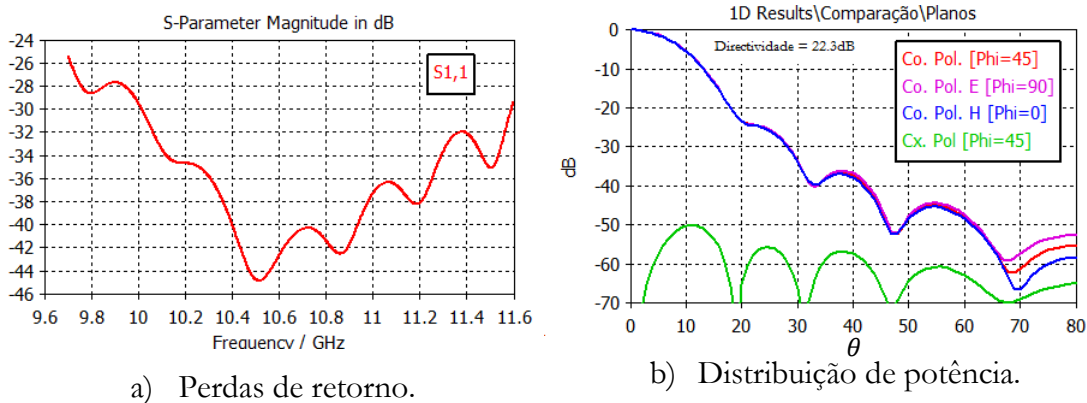


Figura 5.4: Resultados da corneta de Potter melhorada.

Finalmente, pela Figura 5.5, observa-se que o centro de fase se encontra muito perto da abertura da corneta, a cerca de 2.5λ . Esta proximidade do centro de fase à abertura permite que o feixe seja melhor iluminado e consequentemente a directividade aumente ligeiramente. Neste caso, obteve-se uma directividade de $22.3dBi$.

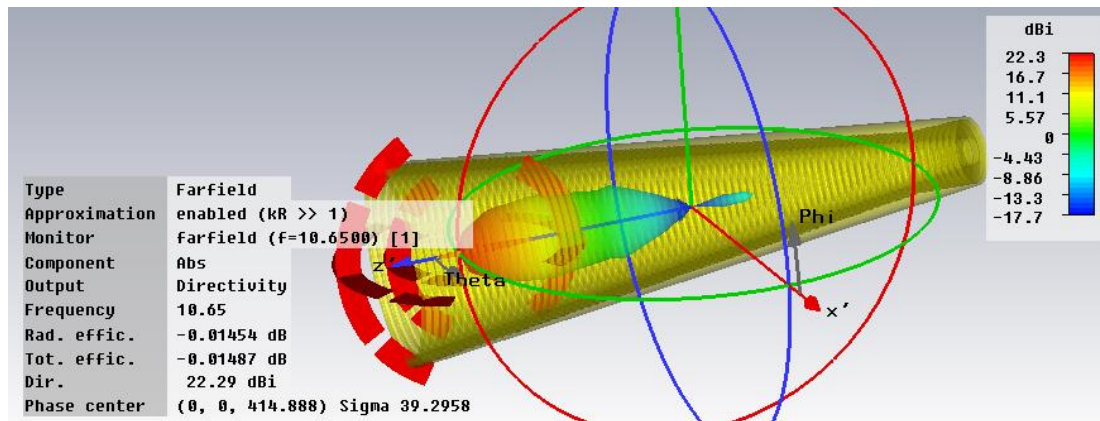


Figura 5.5: Representação da corneta de Potter melhorada.

5.3 Corneta cônica com adição de perfil gaussiano

Como abordado anteriormente, a corneta cônica com adição de perfil gaussiano deverá apresentar algumas melhorias face à corneta de Potter. O desenho desta antena está dividido em duas secções: uma secção cônica que desempenhará a função de conversor de modo $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$; e outra secção, de perfil gaussiano, que tem como função transformar o feixe do modo HE_{11} num feixe o mais semelhante possível com o modo gaussiano fundamental Ψ_0^0 , na transição para o espaço livre.

Uma vez que, neste tipo de antenas, é adicionado uma secção de perfil não linear no final, é feita uma nova análise para caracterizar parametricamente este tipo de cornetas. Os parâmetros que são susceptíveis de serem alterados, neste tipo de cornetas são os seguintes, na secção de conversão de modo: o ângulo de semiabertura, o comprimento do conversor, o raio de saída do conversor e a dimensão do adaptador de impedâncias; na secção do modo HE_{11} : o parâmetro α_{steady} (rege a abertura em função do comprimento), o comprimento e o raio de saída da antena. Para que se depreenda o efeito que cada parâmetro tem no comportamento global da antena, são efetuados vários teste adiante, onde se varia um parâmetro de cada vez, fixando os demais.

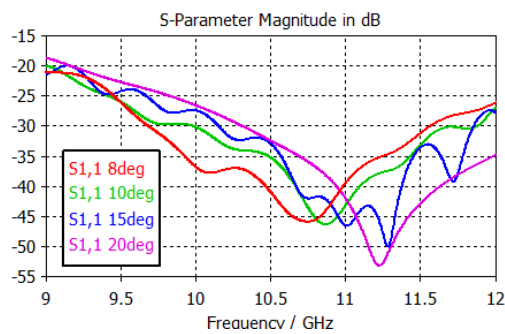
Na Figura 5.6 são apresentadas as perdas de retorno, a directividade, o centro de fase e a polarização cruzada quando o ângulo de semiabertura da secção do conversor de modo varia entre os 8° e os 20°.

Pela Figura 5.6 a) verifica-se que quanto maior é o ângulo de semiabertura, menor é o nível de perdas de retorno. No entanto, esse fato é acompanhado por um desvio cada vez maior da frequência central.

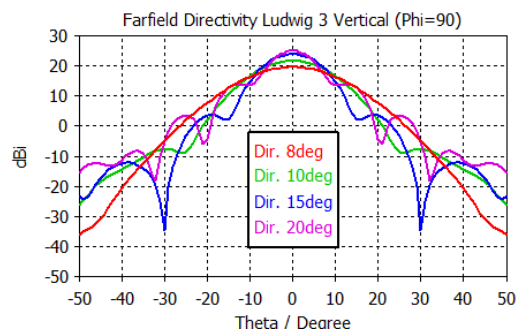
Quanto à directividade, representada pela Figura 5.6 b), é possível concluir que esta aumenta com o ângulo de semiabertura. No entanto, quanto maior é este ângulo, maior é o nível de lóbulos secundários.

O comportamento do centro de fase, ilustrado na Figura 5.6 c), apresenta uma tendência a chegar mais próximo da abertura da corneta com a diminuição do ângulo, para o mesmo comprimento de conversor de modo.

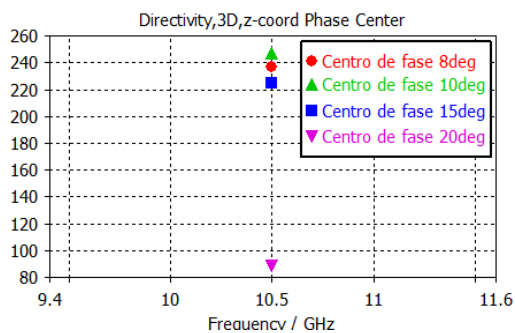
Uma vantagem em se utilizar ângulos de semiabertura pequenos é o nível de polarização cruzada. Como se pode concluir, pela Figura 5.6 d), os níveis de polarização cruzada tendem a diminuir para ângulos pequenos.



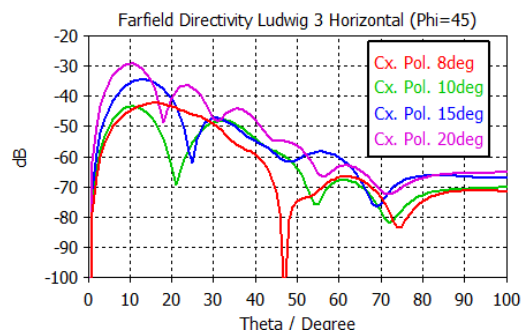
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.6: Análise do ângulo de semiabertura do conversor de modo, corneta cônica + perfil.

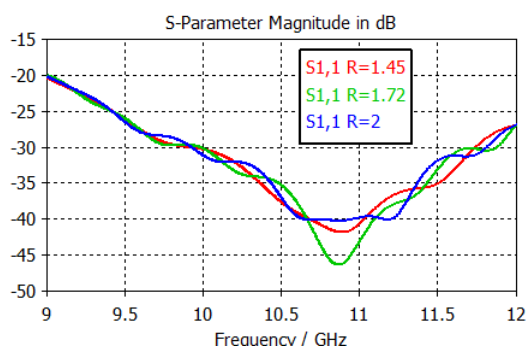
Por forma a entender as consequências da alteração do raio de saída do conversor de modo, o ângulo de semiabertura foi fixado nos 10° e, variou-se o raio entre 1.45λ e 2λ . Os resultados são apresentados na Figura 5.7

Pela Figura 5.7 a), verifica-se que as perdas de retorno não são alteradas significativamente.

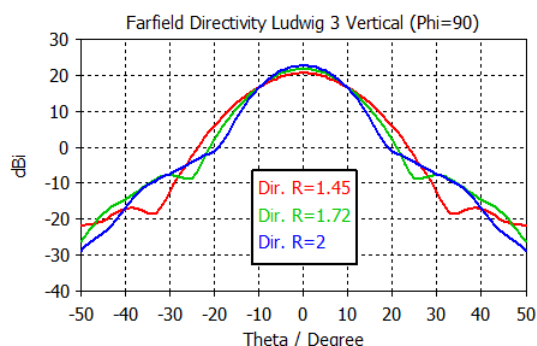
Por outro lado, a directividade, representada na Figura 5.7 b), apresenta melhorias com o aumento do raio de saída do conversor. Este fato acontece em detrimento de uma diminuição da largura do lóbulo principal e de um aumento do nível dos lóbulos secundários.

O centro de fase, apresentado na Figura 5.7 c), sofre um deslocamento em direção à abertura da antena à medida que o raio de saída do conversor aumenta. Este fato tem influência direta nos níveis de polarização cruzada.

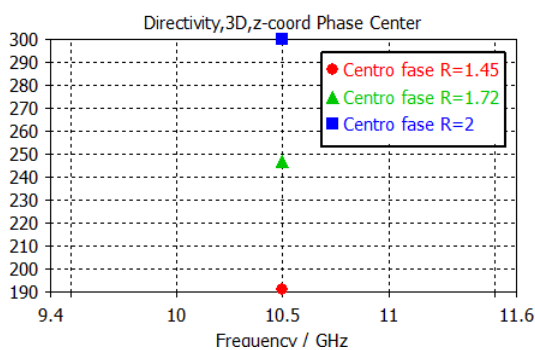
Como se pode verificar, pela Figura 5.7 d), os níveis de polarização cruzada diminuem à medida que o raio de saída do conversor aumenta.



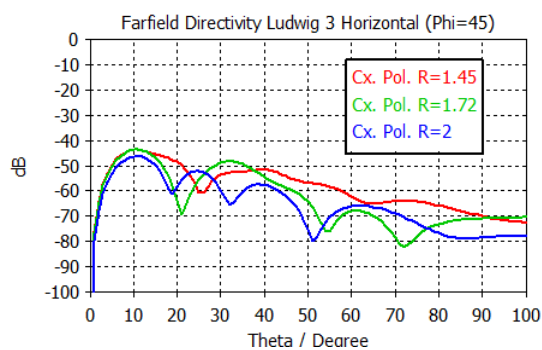
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.7: Análise do raio de saída do conversor de modo, corneta cónica + perfil.

Fixando as dimensões do conversor de modo, efetua-se, na Figura 5.8, uma análise ao parâmetro α_{Steady} da secção de modo HE_{11} .

Da análise do parâmetro α_{Steady} ,   possível concluir que quanto maior for o parâmetro, e conseqüentemente mais lenta a transição do raio de saída do conversor para a abertura, melhor será o nível de lóbulos secundários (Figura 5.8 b)) e mais perto da abertura será o centro de fase (Figura 5.8 c)). Conseqüentemente o nível de polarização cruzada será inferior para valores de α_{Steady} superiores (Figura 5.8 d)).

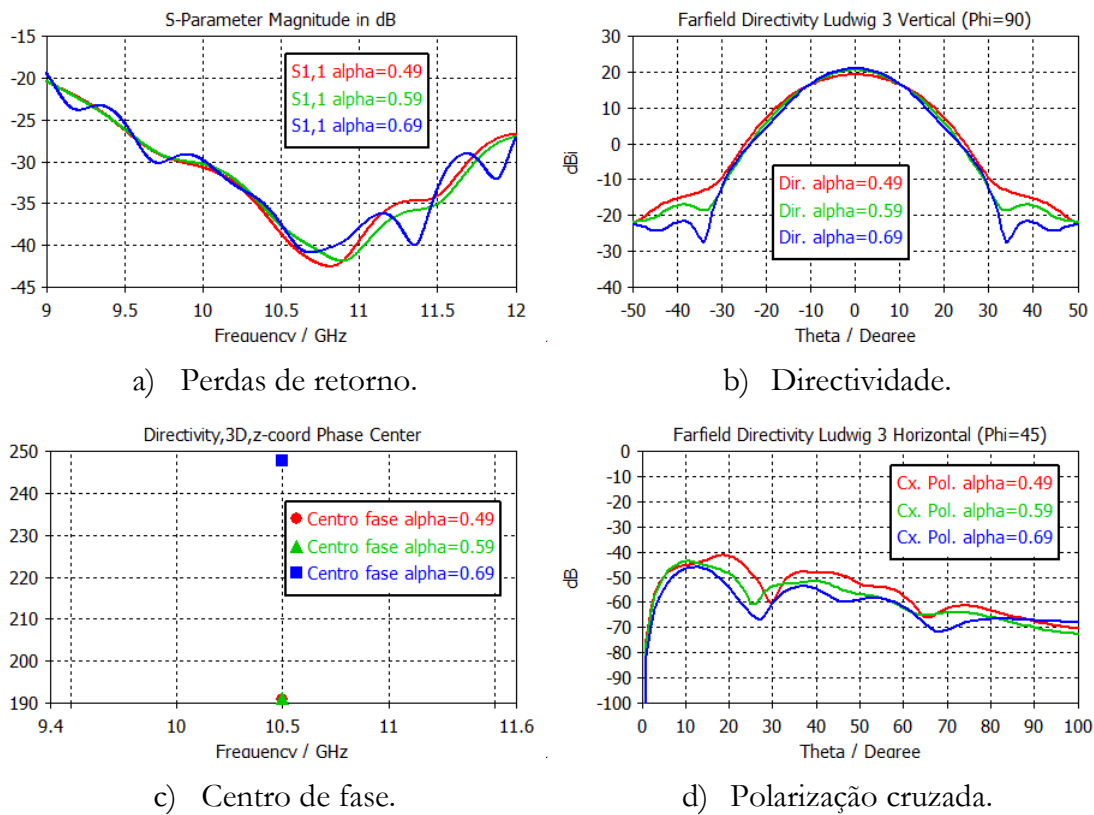
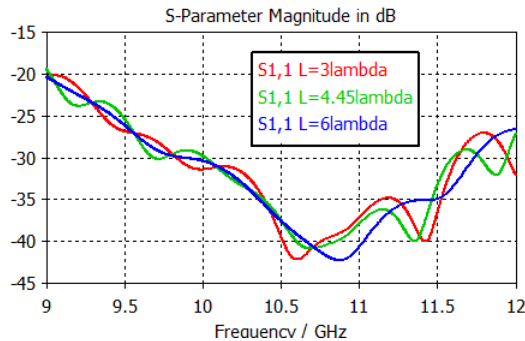


Figura 5.8: Análise do parâmetro α_{Steady} , corneta c nica + perfil.

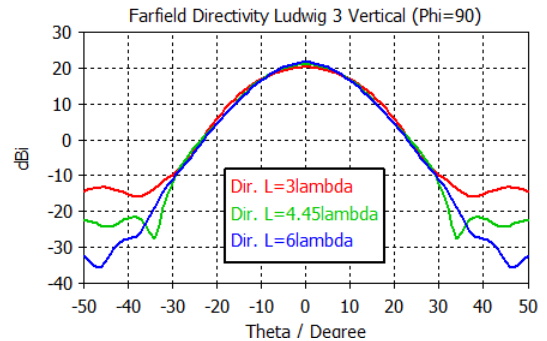
Quanto ao comprimento da secção de modo HE_{11} , é apresentada uma análise na Figura 5.9. Nesta são fixados todos os parâmetros, com exceção do comprimento da secção de *Steady-state* e por conseguinte o raio de abertura da antena.

Repare-se que o aumento do comprimento da secção de modo HE_{11} diminui o nível de lóbulos laterais, no entanto, às custas de um feixe menos gaussiano (Figura 5.9 b)). O centro de fase,   medida que o comprimento aumenta, afasta-se da

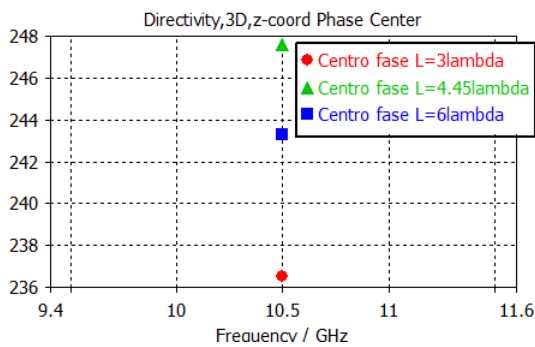
abertura da antena (Figura 5.9 c)). Observa-se ainda que o nível de polarização cruzada diminui com o aumento do comprimento desta secção.



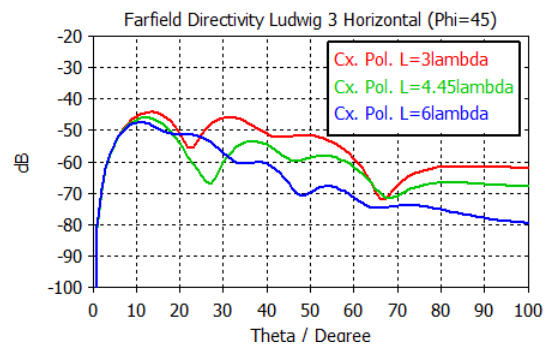
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.9: Análise do comprimento da secção de modo HE_{11} , corneta cónica + perfil.

Após analisados os parâmetros da corneta cónica com adição de perfil gaussiano, foram examinados alguns modelos para que fosse possível chegar a um modelo melhorado. Como resultado, de todos os parâmetros agrupados, chegou-se a uma antena corneta com as dimensões apresentadas na Tabela 5.2.

Nesta corneta é utilizado um adaptador de impedâncias de 1.8λ , onde o período entre corrugações é de 0.2λ e o espaçamento entre corrugações de 0.0667λ . A primeira corrugação tem uma profundidade de 0.5λ , variando até 0.25λ na última corrugação do adaptador, profundidade essa que se mantém até à abertura da antena.

Parâmetro	Valor
Frequência central	10GHz
α_{CM}	9.56�
Raio de entrada	0.39 λ
Raio de saída do conversor	1.735 λ
α_{Steady}	0.643
Raio de abertura	2.85 λ
Comprimento Conversor	7.98 λ
Comprimento <i>Steady</i>	5.1 λ
Comprimento total	13.08 λ

Tabela 5.2: Dimensões da corneta de c nica com adi o de perfil gaussiano melhorada.

Na Figura 5.10 a),   possível verificar que na banda de interesse, entre os [10.6–10.7] GHz, as perdas de retorno estão num patamar abaixo do $-40dB$, sendo este um nível adequado às exigências.

Quanto às características polares,   possível verificar pela Figura 5.10 b), que o feixe tem uma boa simetria axial, nível de lóbulos laterais inferiores a $-30dB$, sendo uma melhoria significativa em rela o   corneta de Potter otimizada e ainda possui um nível de polariza o cruzada inferior a $-45dB$, sendo um ótimo resultado. Quanto ao *edge-taper*   possível verificar que este parâmetro é de $-20dB @ 20^\circ$.

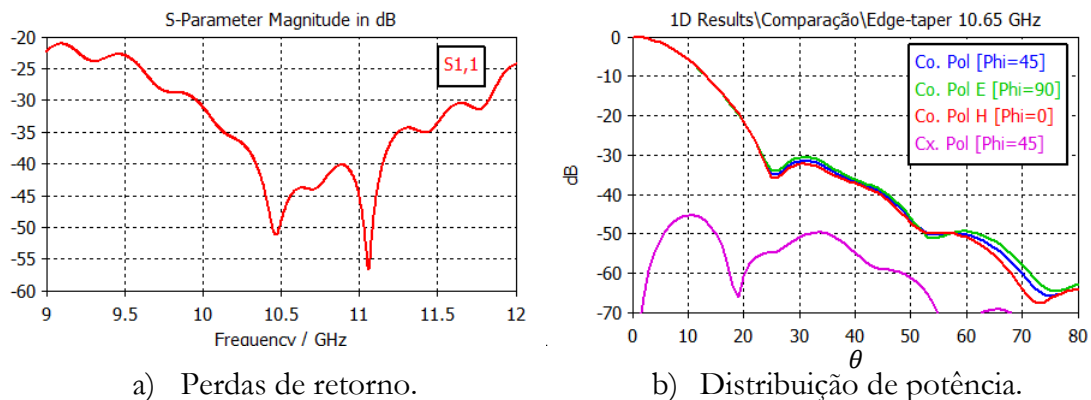


Figura 5.10: Resultados da corneta c nica com adi o de perfil gaussiano melhorada.

Pela Figura 5.11, pode-se averiguar que foi possível atingir uma directividade de 22.34dBi , sendo um valor idêntico ao obtido para a corneta de Potter, para um comprimento inferior. Quanto ao centro de fase, que fica situado a cerca de 4.66λ da abertura da corneta, é um indicador que talvez seja possível alcançar uma directividade ligeiramente melhor através de optimização.

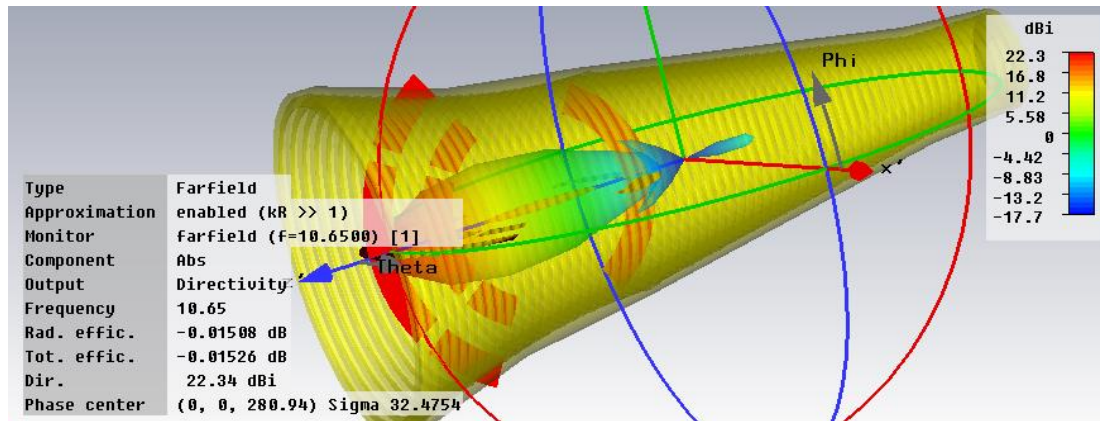


Figura 5.11: Representação da corneta cónica com adição de perfil gaussiano melhorada.

Fazendo uma comparação às duas antenas analisadas até então, a corneta cónica com adição de perfil gaussiano tem vantagem devido a possuir, para uma dimensão menor, melhores características de radiação, incluindo uma redução do nível de lóbulos secundários.

5.4 Corneta de perfil gaussiano duplo

Como apresentado anteriormente, no capítulo 4, a corneta de perfil gaussiano duplo utiliza na secção conversora de modo e na secção de modo HE_{11} um perfil não linear. Como se sabe, a conversão $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$ da onda na secção inicial deve ser efectuada com uma abertura subtil. A ideia da utilização de um perfil gaussiano, em vez de um perfil cónico, é tornar essa conversão mais rápida, no entanto, sem negligenciar a subtilidade necessária para a transformação $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$. Este perfil pretende estimular uma conversão que forme um feixe tão puro quanto possível para, posteriormente, ser entregue à secção de modo HE_{11} .

Nesta análise serão considerados os seguintes parâmetros na secção de conversão: α_{CM} , parâmetro que controla a progressão do ângulo de semiabertura em função do comprimento do conversor; L_{CM} , o comprimento do conversor; $R_{0_{CM}}$, o raio de saída do conversor; No que diz respeito à secção de modo HE_{11} , serão analisados os parâmetros: α_{Steady} , que controla a progressão do ângulo de semiabertura em função do comprimento da secção HE_{11} ; L_{Steady} , o comprimento da secção HE_{11} ; $R_{0_{Steady}}$, o raio da abertura da corneta.

Na Figura 5.12, é analisado o comportamento das cornetas perante a variação do parâmetro α_{CM} , entre os valores 1.5 – 2.5.

Através da Figura 5.12 a) é possível verificar que os níveis de perdas de retorno tendem a diminuir para valores superiores de α_{CM} , ou seja, para progressões mais subtis do conversor.

Quanto à directividade, averigua-se, pela Figura 5.12 b), que quanto maior é α_{CM} menor é o nível de lóbulos secundários. Embora se note que a directividade é ligeiramente superior para valores de α_{CM} inferiores, este fato torna-se irrelevante em função do nível de lóbulos secundários.

Pela Figura 5.12 c), constata-se que o centro de fase praticamente não varia com α_{CM} , explicando o porquê da directividade também não se alterar significativamente com este parâmetro.

Os níveis de polarização cruzada, ilustrados na Figura 5.12 d), diminuem com o aumento de α_{CM} , ou seja, quanto mais subtil for a progressão do ângulo de semiabertura melhor.

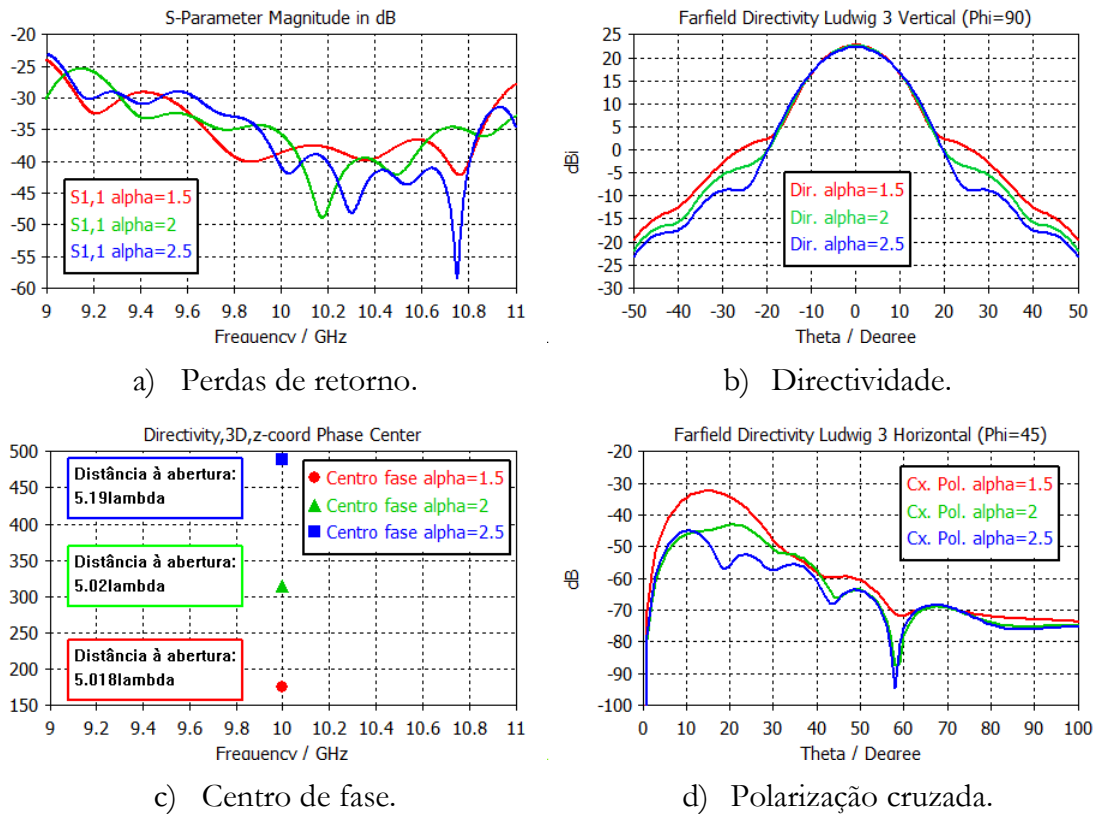


Figura 5.12: Análise do parâmetro α_{CM} , corneta de perfil gaussiano duplo.

A desvantagem de utilizar um α_{CM} superior, para um mesmo raio de saída do conversor, é a necessidade de utilizar um conversor de dimensões maiores. Isto acontece porque a progressão do ângulo de semiabertura do conversor torna-se mais subtil.

Na Figura 5.13 é efetuada uma análise do desempenho da corneta em função da variação do raio de saída do conversor. Nestas simulações altera-se o $R_{o_{CM}}$ entre os valores $1.5\lambda - 2\lambda$ sendo que, α_{CM} juntamente com os demais parâmetros são fixos e, o comprimento L_{CM} varia em função do raio de saída, entre $7\lambda - 9.6\lambda$.

Pela Figura 5.13 a), verifica-se que as perdas de retorno possuem uma largura de banda, abaixo dos $-30dB$, próxima para os diferentes testes.

Quanto ao feixe, ilustrado na Figura 5.13 b), constata-se que quanto maior é o raio de saída do conversor maior é a directividade. No entanto, esse aumento de directividade é conseguido à custa de um aumento no nível de lóbulos laterais e de uma diminuição na largura do feixe.

O centro de fase, apresentado na Figura 5.13 c), tende a aproximar-se da abertura para raios de saída do conversor maiores e, conseqüentemente, comprimentos de conversor maiores.

A Figura 5.13 d) apresenta o resultado da polarização cruzada, em função da variação do raio de saída, de onde se verifica que quanto maior é o R_{0CM} menor tende a ser o nível de polarização cruzada.

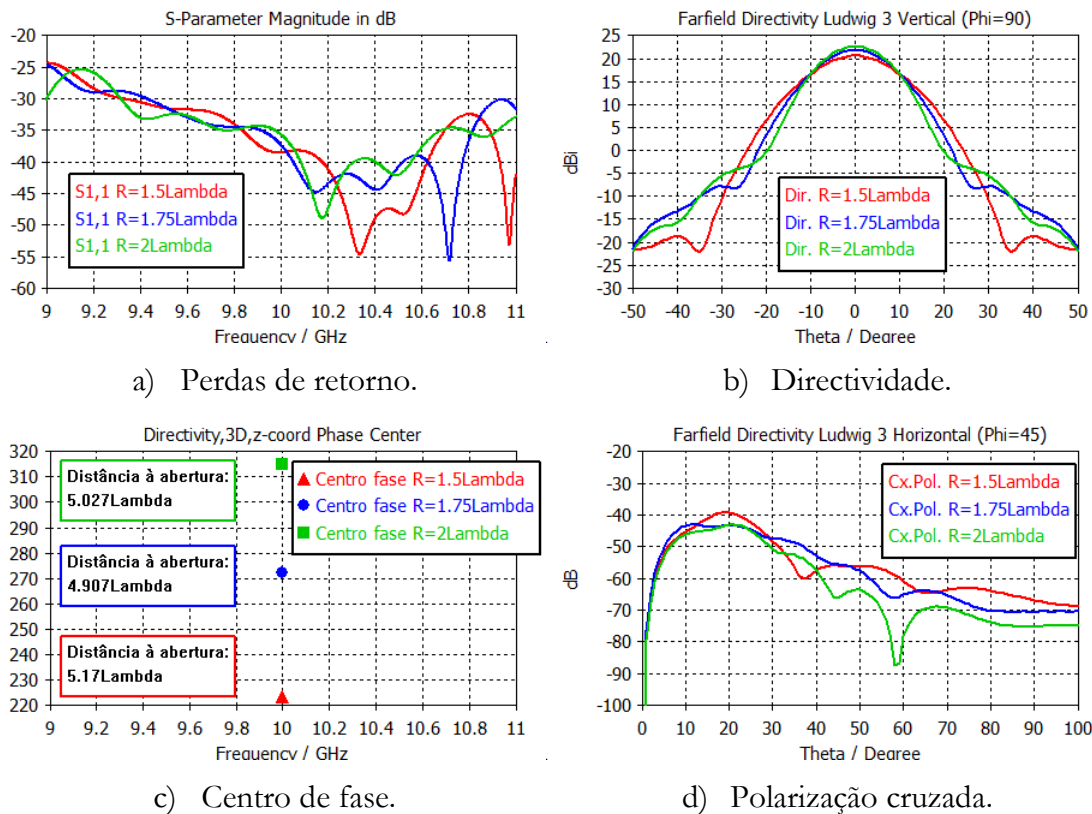


Figura 5.13: Análise do raio de saída do conversor, corneta de perfil gaussiano duplo.

Na Figura 5.14 é levada a cabo uma análise das características de radiação da corneta em função da variação do parâmetro α_{Steady} .

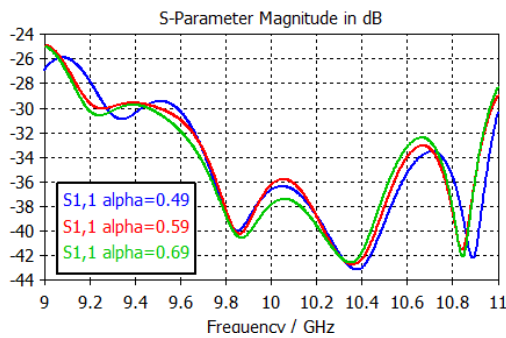
Nestas simulações, α_{Steady} varia entre 0.49 – 0.69, sendo que os restantes parâmetros são fixos, com exceção do raio de abertura da corneta que varia entre 4.9λ – 7.9λ , em função de α_{Steady} .

Como é possível observar, pela Figura 5.14 a), não existe praticamente nenhuma alteração nos níveis de perdas de retorno, à medida que se varia o parâmetro α_{Steady} .

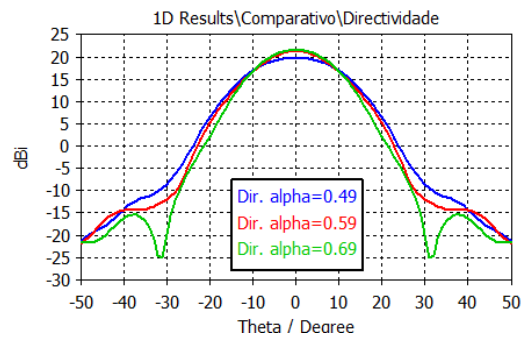
Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.14 b), constata-se que à medida que α_{Steady} aumenta, a directividade aumenta e o nível de lóbulos secundários diminui. No entanto, como o aumento de α_{Steady} representa uma diminuição na dimensão do raio de abertura, o feixe torna-se menos puro. Esse fato fará com que as perdas de inserção sejam superiores.

O centro de fase, representado na Figura 5.14 c), diminui à medida que α_{Steady} aumenta. Este acontecimento já seria de esperar, já que para raios de abertura menores o centro de fase tende a dirigir-se para próximo da abertura.

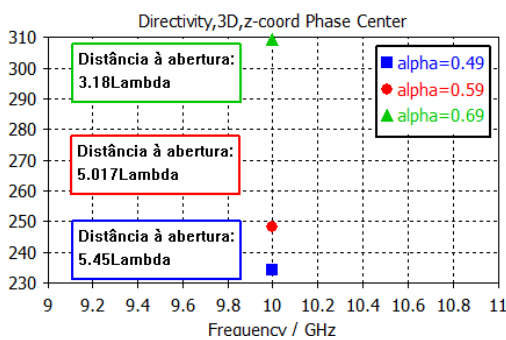
Pela Figura 5.14 d), onde é apresentado o resultado dos níveis de polarização cruzada, torna-se notória a vantagem de utilizar uma curvatura subtil na região de modo HE_{11} . Verifica-se que para α_{Steady} superiores o nível de polarização cruzada diminui.



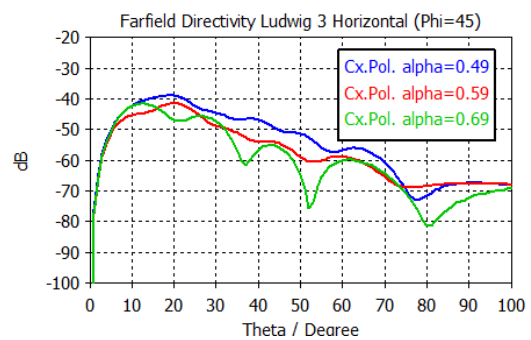
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.14: Análise do parâmetro α_{Steady} , corneta de perfil gaussiano duplo.

Na Figura 5.15 é efetuada a análise do funcionamento da corneta para diferentes comprimentos de L_{Steady} . Para tal, varia-se o comprimento entre $3\lambda - 6\lambda$, fixando os demais parâmetros, com exceção do raio de abertura que varia entre $2\lambda - 3\lambda$.

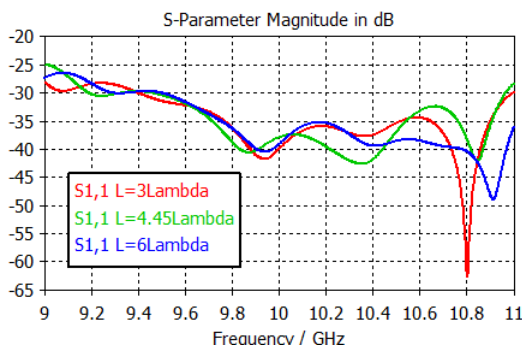
Pela Figura 5.15 a), é possível concluir que as perdas de retorno não sofrem alterações significativas mediante a alteração do comprimento da secção de modo HE_{11} .

Quanto à distribuição da potência do feixe, apresentada na Figura 5.15 b), verifica-se que a directividade tende a aumentar para comprimentos superiores. Este aumento é acompanhado de uma diminuição do nível de lóbulos laterais, no entanto, às custas de um feixe menos gaussiano. Este fato acarreta a desvantagem de provocar o aumento nas perdas de inserção. Outro dado importante é que a alteração do comprimento L_{Steady} não altera a largura do feixe.

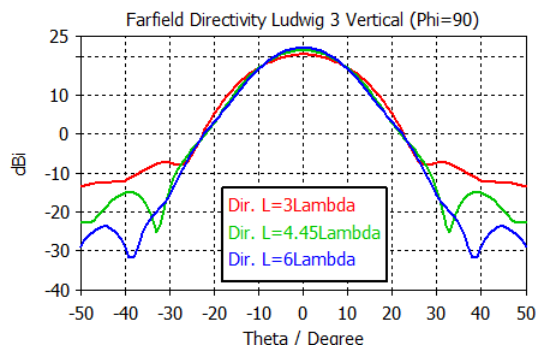
O centro de fase, ilustrado na Figura 5.15 c), é tão próximo da abertura quanto menor é o comprimento L_{Steady} . Este fato acontece pois nesta análise foi utilizado sempre o mesmo parâmetro α_{Steady} , tornando as secções mais curtas em secções mais subtis também.

Pela Figura 5.15 d), é possível concluir que à medida que o comprimento L_{Steady} aumenta o nível de polarização cruzada tende a diminuir.

Agrupando todas as indicações supracitadas, tendo por base a análise paramétrica, e após algumas simulações, os parâmetros de uma possível antena de perfil gaussiano duplo melhorada são apresentados na Tabela 5.3:



a) Perdas de retorno.



b) Directividade.

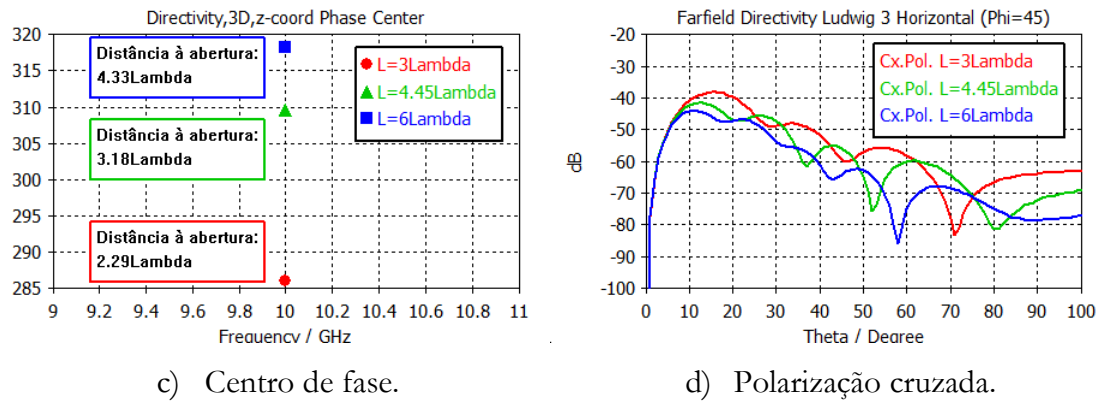


Figura 5.15: Análise do parâmetro L_{Steady} , corneta de perfil gaussiano duplo.

Parâmetro	Valor
Frequência central	10GHz
α_{CM}	2
Raio de entrada	0.39λ
Raio de saída do conversor	1.63λ
α_{Steady}	0.643
Raio de abertura	2.54λ
Comprimento Conversor	7.73λ
Comprimento <i>Steady</i>	4.2λ
Comprimento total	12.067λ

Tabela 5.3: Dimensões da corneta de perfil gaussiano duplo melhorada.

Nesta corneta é utilizado um adaptador de impedâncias de 3λ , onde o período entre corrugações é de 0.2λ e o espaçamento entre corrugações de 0.0667λ . A primeira corrugação tem uma profundidade de 0.5λ , variando até 0.25λ na última corrugação do adaptador, profundidade essa que se mantém até à abertura da antena.

Na Figura 5.16 a) é possível observar, que existe uma banda grande o suficiente abaixo dos $-30dB$, sendo que as perdas de retorno são boas para a aplicação desejada.

Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.16 b), observa-se que existe uma boa simetria axial nos diferentes planos de polarização. Outro dado relevante é a diminuição do nível de lóbulos laterais, em comparação com os modelos

apresentados anteriormente. Nota-se que a polarização cruzada tem bons níveis para a aplicação desejada, no entanto estes são um pouco superiores aos demais apresentados. Quanto ao *edge-taper*, verifica-se que este tem o valor de -19dB @ 20° .

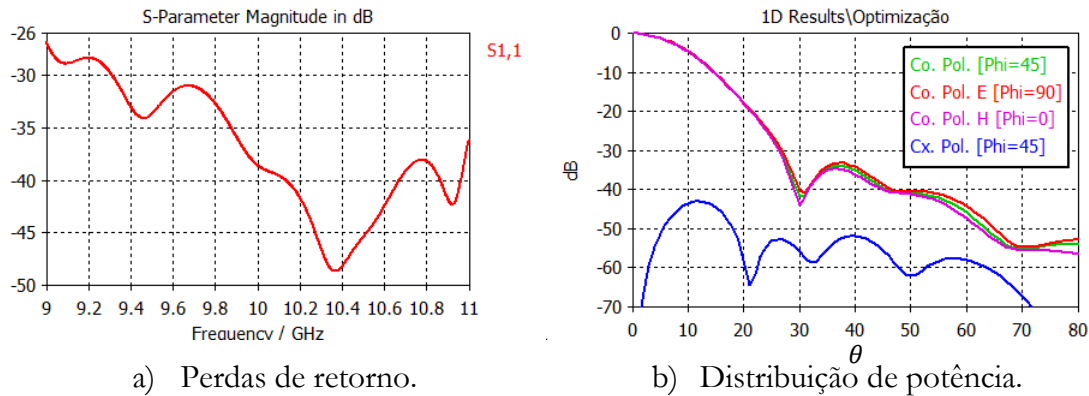


Figura 5.16: Resultados da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.

Pela Figura 5.17 verifica-se que a directividade desta corneta é de 21.41dB e ainda que o centro de fase fica posicionado a 3.36λ da abertura.

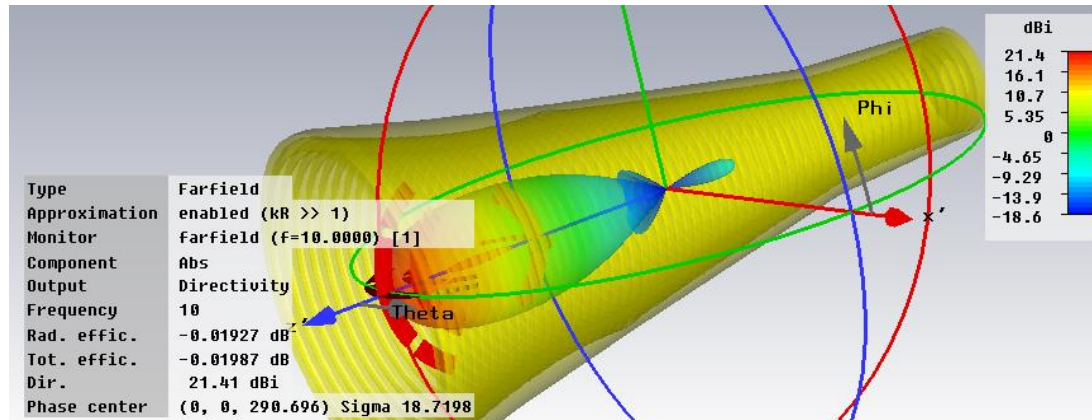


Figura 5.17: Representação da corneta de perfil gaussiano duplo melhorada.

Apesar de alguns parâmetros serem, em valor absoluto, piores do que as antenas apresentadas anteriormente, até agora pelo fato de se ter conseguido um nível de lóbulos laterais da ordem dos -33dB , esta antena é o melhor compromisso entre dimensão e características. Pela Tabela 5.3 é possível verificar que esta antena possui o menor comprimento, entre os três modelos já apresentados.

Relembrando, as simulações foram efectuadas para uma frequência central de 10.65GHz , sendo que posteriormente ainda serão efetuados ajustes no tamanho efetivo das antenas que serão apresentadas na secção “Optimização e proposta de implementação”.

5.5 Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano

A corneta de perfil gaussiano invertido é uma variação da corneta de perfil duplo. A única diferença reside na expressão que dá origem ao desenho do conversor de modo. A ideia por detrás deste desenho é tornar a passagem entre o conversor de modo e a secção de modo HE_{11} ainda mais subtil. Existem outras variações de desenho que têm por base o mesmo conceito, com expressões diferentes, que dão origem a características de radiação semelhantes. Um exemplo é o perfil seno quadrado apresentado por [29].

Neste tipo de cornetas, os parâmetros que irão variar na análise serão os mesmos examinados anteriormente. Os parâmetros supracitados são: α_{CM} , progressão do ângulo de semiabertura do conversor; L_{CM} , o comprimento do conversor; $R_{0_{CM}}$, o raio de saída do conversor; α_{Steady} , progressão do ângulo de semiabertura da secção HE_{11} ; L_{Steady} , o comprimento da secção HE_{11} ; $R_{0_{Steady}}$, o raio da abertura da corneta.

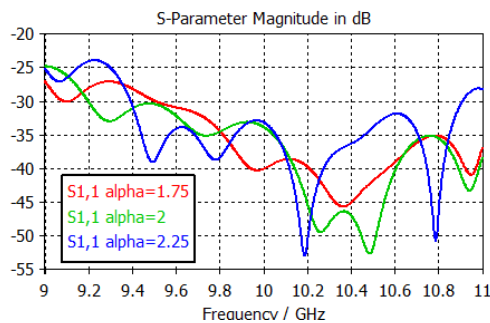
Na Figura 5.18, é efectuada uma análise do parâmetro α_{CM} , que dita a progressão do ângulo de semiabertura do conversor (ou curvatura desta secção), onde este varia entre os valores $1.75 - 2.25$. Como consequência desta variação, o comprimento do conversor varia também entre os valores de $7.34\lambda - 12.03\lambda$, sendo que os demais parâmetros são mantidos com um valor fixo.

Pela Figura 5.18 a), é possível observar que, embora exista uma banda abaixo dos -30dB semelhante para todos os testes, há uma tendência para que o nível de perdas de retorno diminua à medida que α_{CM} aumenta.

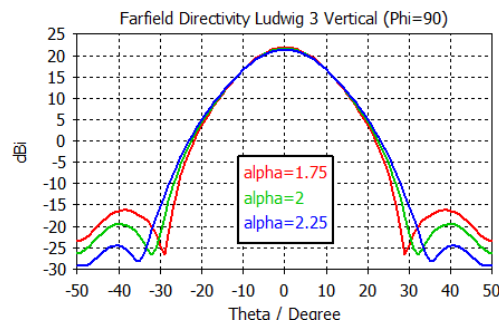
Quanto à distribuição de potência, apresentado na Figura 5.18 b), pode-se concluir que quanto maior é α_{CM} , menor são os lóbulos laterais, porém a directividade decresce também. Outra constatação visível, trata-se do estreitamento do feixe à medida que α_{CM} diminui.

O centro de fase, ilustrado na Figura 5.18 c), diminui à medida que α_{CM} diminui também. Isto acontece porque o valor do raio de saída do conversor foi fixado, e consequentemente, quanto maior é o parâmetro α_{CM} maior é também o comprimento do conversor.

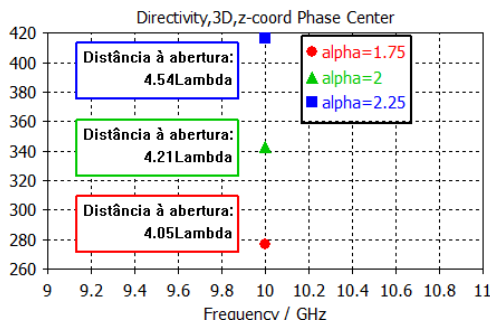
Quanto à polarização cruzada, apresentada na Figura 5.18 d), verifica-se que quanto maior é o parâmetro α_{CM} , e maior o comprimento do conversor, menor será o nível de polarização cruzada. Para comprimentos de conversor maiores existe mais área para a conversão do feixe do modo $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$. Dessa forma, o feixe entregue à secção HE_{11} será mais puro e consequentemente a polarização cruzada será menor.



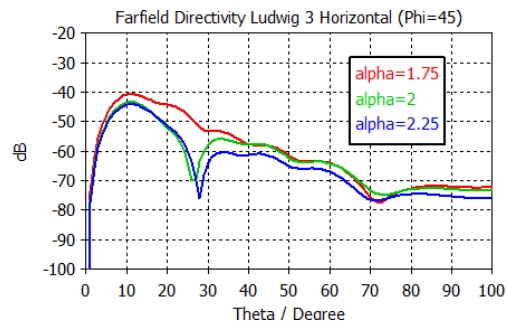
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

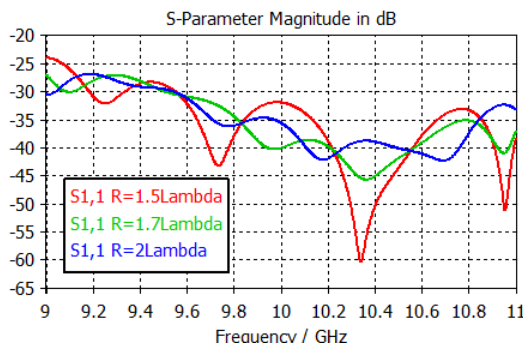
Figura 5.18: Análise do parâmetro α_{CM} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.

Na Figura 5.19, é efetuada uma análise do raio de saída do conversor, onde este varia entre os valores $1.5\lambda - 2\lambda$. Como consequência desta variação, o comprimento do conversor varia também entre os valores de $6.5\lambda - 8.5\lambda$, sendo que os demais parâmetros são mantidos com um valor fixo.

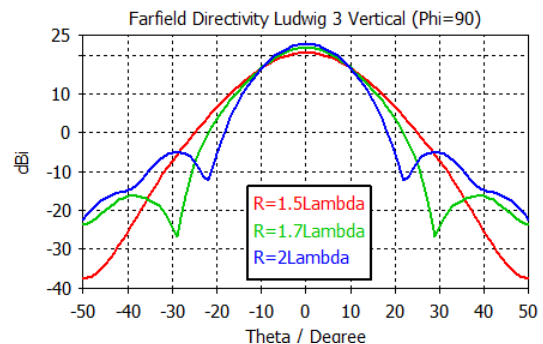
Pela Figura 5.19 a), é possível concluir que quanto menor for o raio de saída do conversor, menor tende a ser o nível de perdas de retorno.

A distribuição de potência, ilustrada na Figura 5.19 b), mostra que para valores de raio de saída do conversor mais baixos a directividade diminui. No entanto, essa diminuição de directividade é acompanhada por uma diminuição do nível de lóbulos secundários e um alargamento do feixe principal.

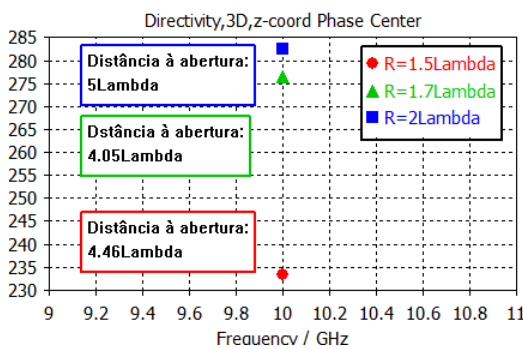
Quanto ao centro de fase, representado na Figura 5.19 c), aparentemente existe um valor óptimo em torno de 1.7λ , já que foi a dimensão para a qual o centro de fase se aproximou mais da abertura da antena.



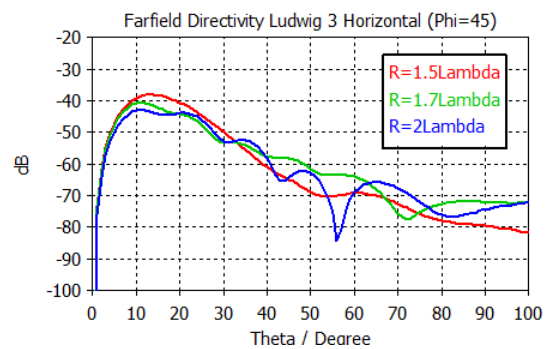
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.19: Análise do raio de saída do conversor - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.

Os níveis de polarização cruzada, apresentados na Figura 5.19 d), diminuem à medida que o raio de saída do conversor aumenta. Isto acontece porque, como α_{CM} é fixo, o comprimento aumenta com o raio de saída.

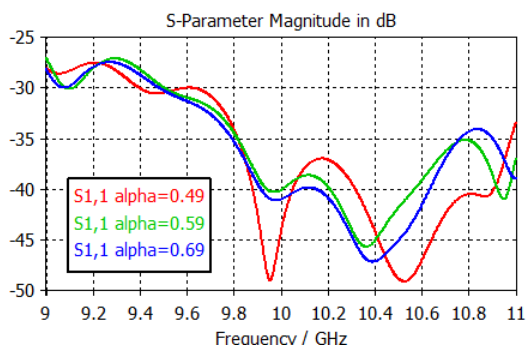
Na Figura 5.20 é efectuada uma análise ao parâmetro α_{Steady} , curvatura do perfil da secção HE_{11} , onde este varia entre os valores 0.49–0.69. Uma vez que se fixa o comprimento da secção HE_{11} , variando a curvatura desta secção, o raio de abertura varia entre $5.2\lambda - 8.5\lambda$.

Na Figura 5.20 a), verifica-se que as perdas de retorno variam pouco com a alteração da curvatura da secção HE_{11} .

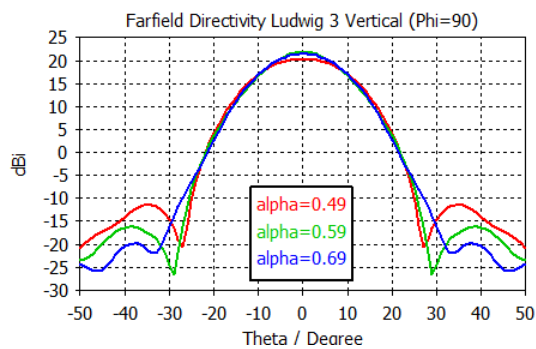
Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.20 b), é possível verificar que quanto maior é o parâmetro α_{Steady} , menor é o nível de lóbulos laterais. No entanto, essa redução no nível de lóbulos laterais acontece paralelamente com uma diminuição na directividade.

O centro de fase, apresentado na Figura 5.20 c), situa-se tão perto da abertura quanto maior for α_{Steady} , para um mesmo comprimento da secção HE_{11} .

Os níveis de polarização cruzada, apresentados na Figura 5.20 d), embora não sofram uma alteração significativa mediante a variação de α_{Steady} , tendem a diminuir para curvaturas mais subtis, ou seja, α_{Steady} superiores.



a) Perdas de retorno.



b) Directividade.

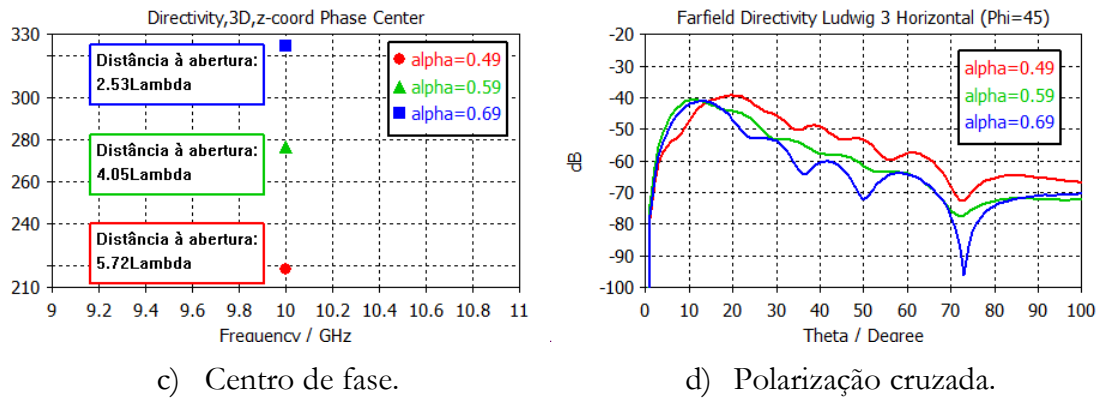


Figura 5.20: Análise do parâmetro α_{Steady} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.

Na Figura 5.21 são apresentados os resultados da análise realizada para a variação do comprimento da secção HE_{11} . Nestes testes o comprimento desta secção foi variado entre $4\lambda - 6\lambda$ e, como o valor da curvatura é fixo, o raio de abertura varia em função do comprimento, entre $5.5\lambda - 7.3\lambda$.

Pela Figura 5.21 a), é possível verificar que o nível das perdas de retorno é praticamente inalterado pela variação do comprimento da secção de *Steady-state*.

Quanto à distribuição de potência, ilustrada na Figura 5.21 b), é notável a diminuição do nível de lóbulos laterais, que acontece à medida que o comprimento aumenta. Juntamente com este fato, é visível que a directividade também aumenta sem que seja afectado o formato do feixe.

O centro de fase, apresentado na Figura 5.21 c), por outro lado, piora à medida que o comprimento da secção HE_{11} aumenta, já que este se afasta da abertura da antena.

Quanto aos níveis de polarização cruzada, apresentados na Figura 5.21 d), estes tendem a diminuir com o comprimento da secção HE_{11} , já que o feixe acaba por ter uma área maior para se formar e tornar-se mais puro.

Partido dos pressupostos apresentados anteriormente, nas análises realizadas, foi criado um modelo melhorado que é caracterizado através dos parâmetros indicados na Tabela 5.4.

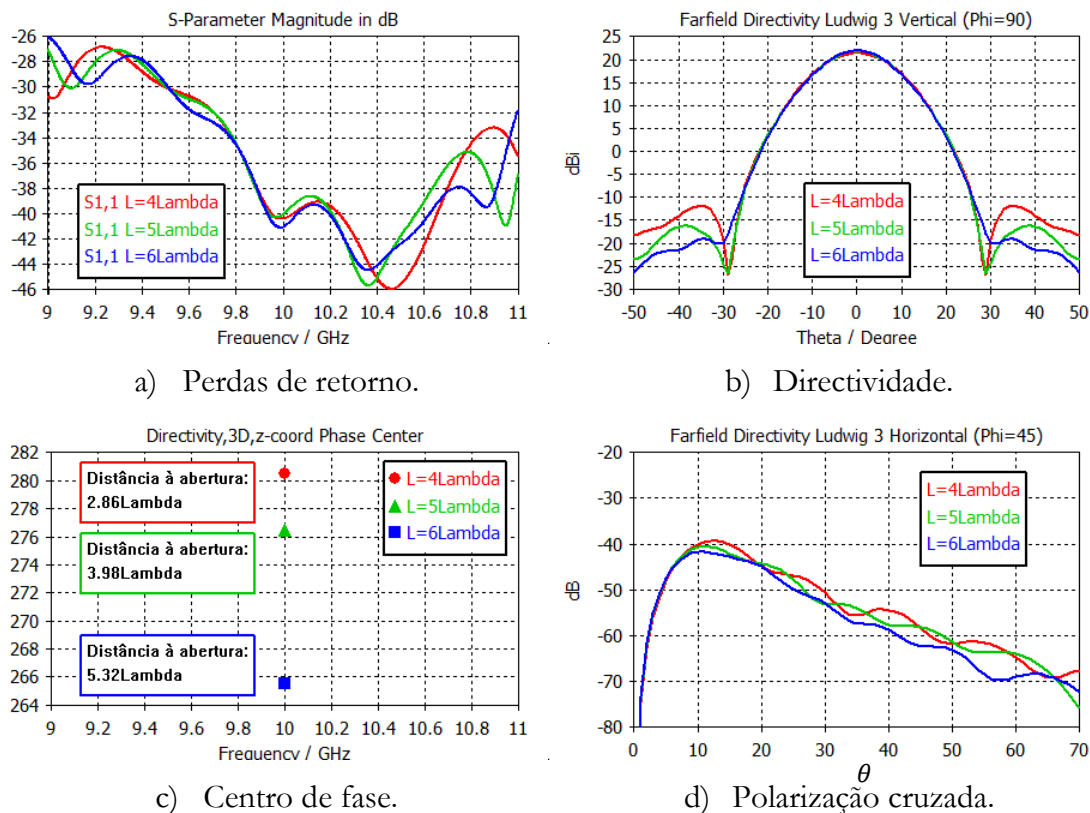


Figura 5.21: Análise do parâmetro L_{Steady} - perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano.

Nesta corneta é utilizado um adaptador de impedâncias de 3λ , onde o período entre corrugações é de 0.2λ e o espaçamento entre corrugações de 0.0667λ . A primeira corrugação tem uma profundidade de 0.5λ , variando até 0.25λ na última corrugação do adaptador, profundidade essa que se mantém até à abertura da antena.

Parâmetro	Valor
Frequência central	10GHz
α_{CM}	1.9
Raio de entrada	0.39λ
Raio de saída do conversor	1.8λ
α_{Steady}	0.57
Raio de abertura	3.26λ
Comprimento Conversor	9.05λ
Comprimento <i>Steady</i>	5λ
Comprimento total	14λ

Tabela 5.4: Dimensões da corneta de perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano melhorada.

Na Figura 5.22 a), é possível verificar que existe uma largura de banda, abaixo dos $-30dB$, grande o suficiente para a aplicação pretendida.

Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.22 b), constata-se que o nível de lóbulos laterais é inferior a $-35dB$ e que a polarização cruzada assume níveis apreciáveis, abaixo dos $-45dB$. Ainda na mesma figura, averigua-se que existe simetria axial, já que o feixe é semelhante em todos os planos.

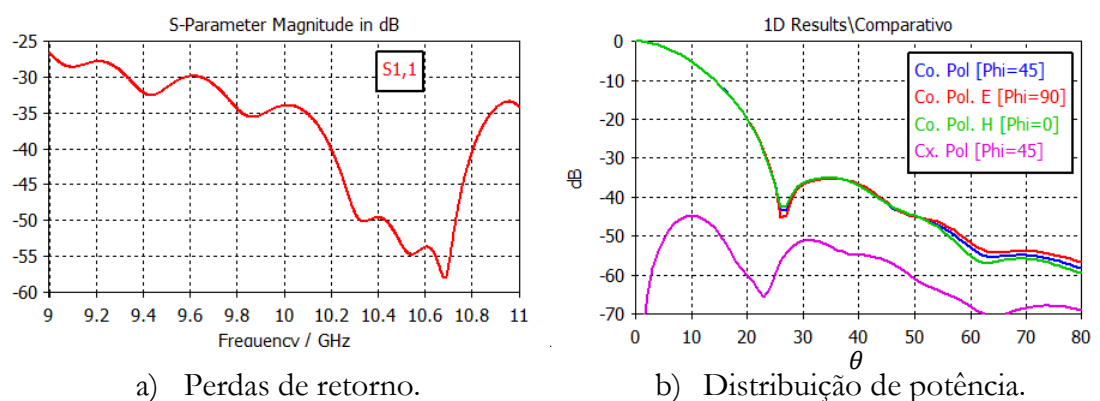


Figura 5.22: Resultados da corneta cônica com adição de perfil gaussiano melhorada.

Na Figura 5.23, é representado o modelo melhorado para o perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano, de onde se pode retirar que a directividade obtida foi de $21.97dBi$.

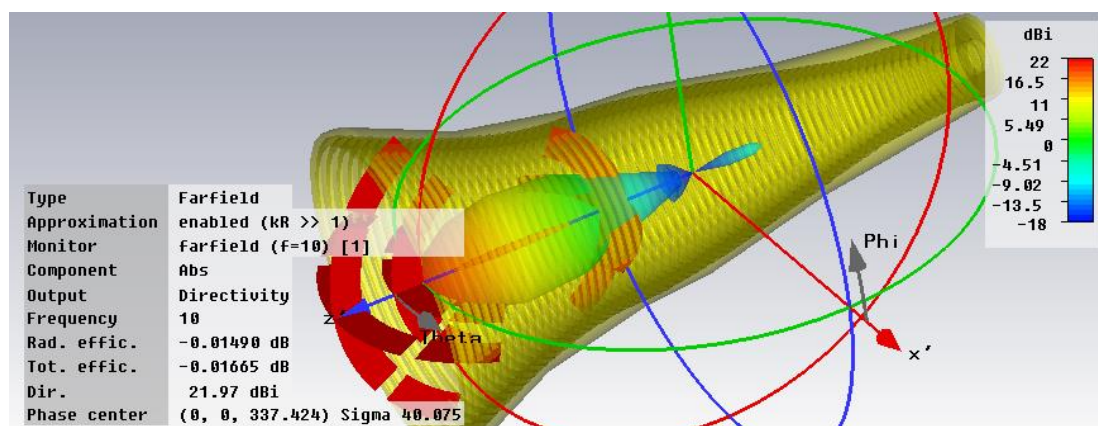


Figura 5.23: Representação corneta de perfil gaussiano invertido + perfil gaussiano melhorada.

Embora esta corneta seja, em comprimento total, uma das maiores, é também a que possui as melhores características de radiação, já que agrega todos os pré-requisitos do projeto: perdas de retorno abaixo dos -30dB , nível de lóbulos laterais abaixo dos -35dB , nível de polarização cruzada abaixo dos -30dB e um *edge-taper* pequeno, de -20dB @ 20° , para uma directividade de 22dBi .

5.6 Corneta *choked* com adição de perfil gaussiano

Este tipo de cornetas possui uma característica que as diferencia das demais já apresentadas. Ao invés de utilizar corrugações verticais, na secção conversora de modo, utiliza corrugações horizontais. Quanto à secção de modo HE_{11} , esta emprega um perfil gaussiano, como já apresentado anteriormente. Este desenho é conhecido por permitir uma redução significativa do tamanho total da corneta.

Os parâmetros que serão variados nesta análise são: o ângulo de semiabertura e o raio de saída do conversor de modo, bem como o parâmetro α_{Steady} e o comprimento da secção de modo HE_{11} .

Nos testes apresentados na Figura 5.24, varia-se o ângulo de semiabertura do conversor de modo entre os 20° – 40° . Os restantes parâmetros foram fixos num valor constante com exceção do comprimento do conversor que varia, em função do ângulo de semiabertura α_{CM} , entre 1λ – 2.4λ .

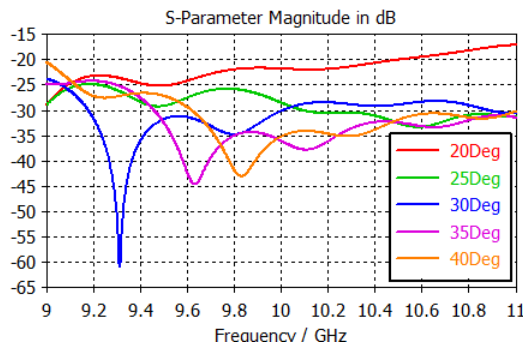
Através da Figura 5.24 a), é possível verificar que as perdas de retorno variam significativamente com o ângulo de semiabertura. Como o valor mínimo desejado deverá ser inferior a -30dB , torna-se evidente que deverão ser utilizados ângulos superiores a 30° .

Quanto à distribuição da potência do feixe, apresentada na Figura 5.24 b), constata-se que à medida que o α_{CM} aumenta, a directividade aumenta e o feixe estreita. Porém, o nível de lóbulos secundários também aumenta.

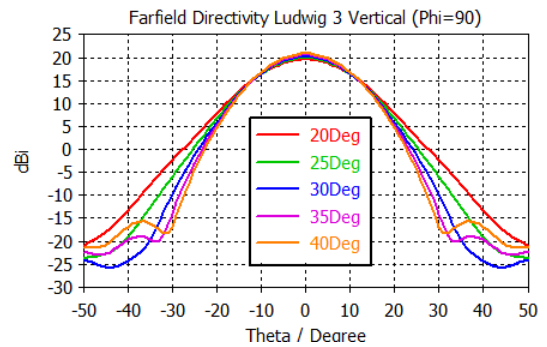
O centro de fase, representado pela distância à abertura da corneta, diminui com aumento do ângulo de semiabertura. Este resultado pode ser verificado pela Figura

5.24 c), onde se constata que o centro de fase, para todos os ângulos, se situa a uma curta distância da abertura.

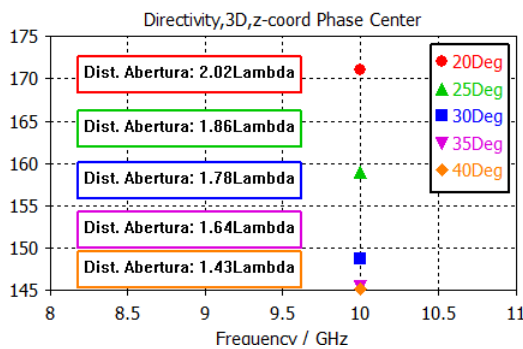
Quanto aos níveis de polarização cruzada, apresentados na Figura 5.24 d), é possível concluir que em torno dos 30° existe uma melhoria clara. Assim sendo, é passível admitir que este valor deverá ser fixado para os demais testes que serão realizados.



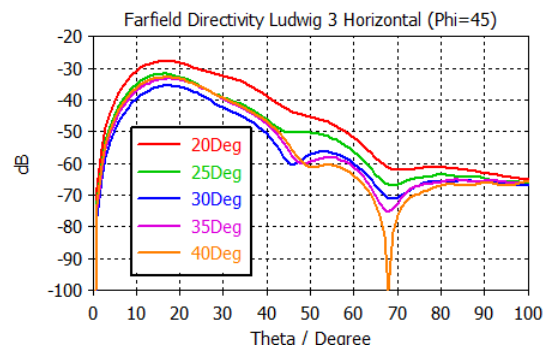
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.24: Análise do parâmetro α_{CM} - perfil *choked* + perfil gaussiano.

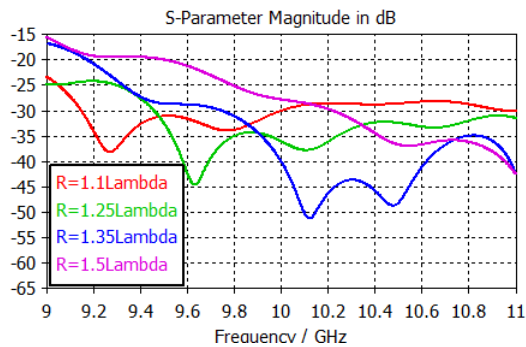
Na Figura 5.25, são apresentados os resultados para a análise efetuada à dimensão do raio de saída do conversor. Nestes testes, o raio de saída do conversor varia entre $1.1\lambda - 1.5\lambda$, sendo que o comprimento varia em função do raio entre $1\lambda - 1.6\lambda$. Os restantes parâmetros estão fixos com valores constantes.

Pela Figura 5.25 a), verifica-se que quanto maior é o raio de saída do conversor, mais baixo é o nível de perdas de retorno. No entanto, o aumento do raio de saída provoca um deslocamento na frequência, que deverá ser contabilizado posteriormente. Verifica-se ainda que quanto maior o raio de saída maior é a largura de banda.

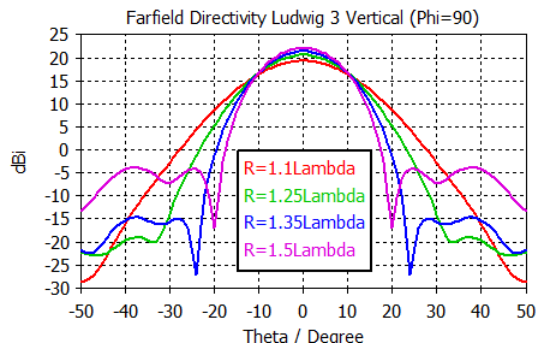
Na Figura 5.25 b) é apresentada a distribuição de potência do feixe, de onde se pode concluir que quanto maior for o raio de saída do conversor, maior será a directividade e mais estreito será o feixe principal. No entanto, esse estreitamento aparece acompanhado com um aumento do nível de lóbulos secundários.

Quanto ao centro de fase, apresentado na Figura 5.25 c), constata-se que à medida que o raio de saída do conversor aumenta mais próximo este se situa da abertura da corneta.

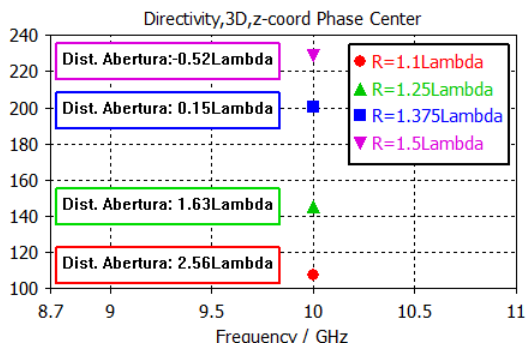
Os níveis de polarização cruzada, representados na Figura 5.25 d), indicam que quanto menor for o raio de saída do conversor menor será o nível de polarização indesejada.



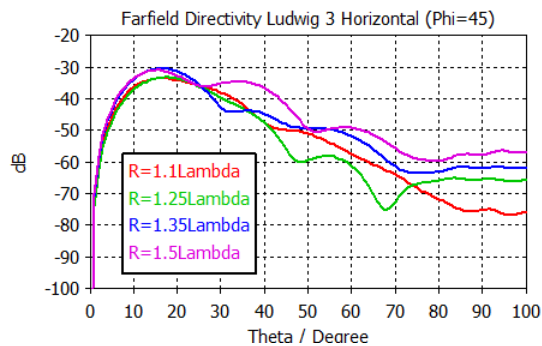
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.25: Análise do raio de saída do conversor - perfil *choked+* perfil gaussiano.

Na Figura 5.26, são apresentados os resultados da análise efetuada ao comportamento da corneta quando submetida à alteração do parâmetro α_{Steady} . Nestes testes o parâmetro α_{Steady} varia entre os valores 0.625–0.825, juntamente com o raio de

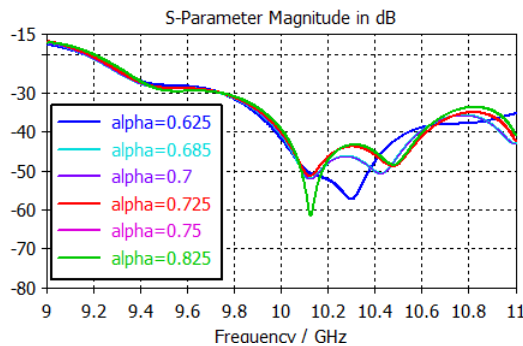
abertura, que varia em função de α_{Steady} , entre $2.2\lambda - 3.1\lambda$. Os restantes parâmetros foram fixos.

Pela Figura 5.26 a), é possível observar que os níveis das perdas de retorno não sofrem alterações significativas devido à alteração do parâmetro α_{Steady} .

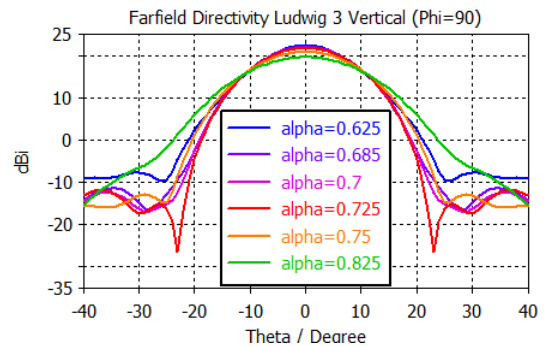
Quanto à distribuição de potência, ilustrada na Figura 5.26 b), conclui-se que quanto maior é o parâmetro α_{Steady} mais estreito se torna o feixe e maior é a directividade. No entanto, verifica-se que para valores em torno de 0.685 o nível de lóbulos laterais é menor.

Os resultados da posição do centro de fase, apresentados na Figura 5.26 c), mostram que quanto maior for o parâmetro α_{Steady} , menor será a distância desta à abertura da corneta.

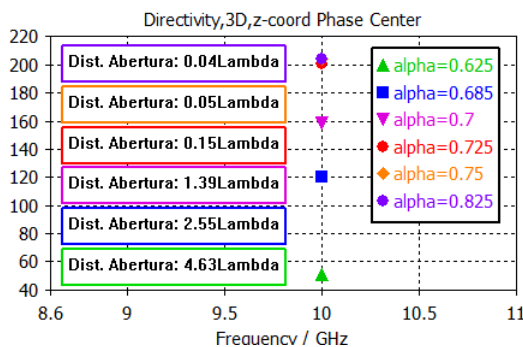
Os níveis de polarização indesejada, exibidos na Figura 5.26 d), revelam que quanto menor for o parâmetro α_{Steady} , menor será o nível de polarização cruzada.



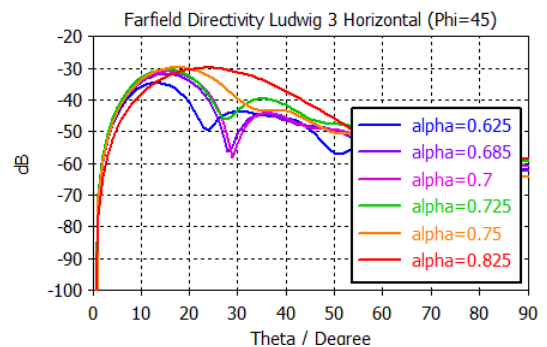
a) Perdas de retorno.



b) Directividade.



c) Centro de fase.



d) Polarização cruzada.

Figura 5.26: Análise do parâmetro α_{Steady} - perfil *choked* + perfil gaussiano.

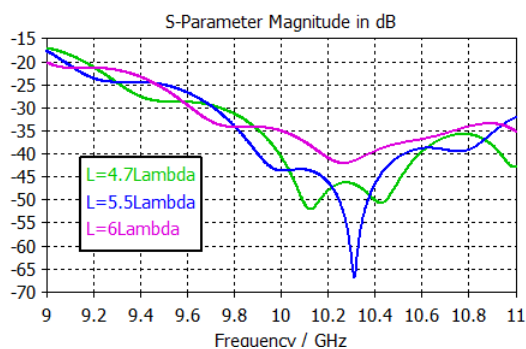
Na Figura 5.27 são apresentados os resultados das simulações efetuadas, para a verificação do comportamento da corneta mediante a alteração do comprimento da secção de *steady-state*. Nestas simulações, variou-se o comprimento da secção de modo HE_{11} entre $4\lambda - 6\lambda$ e conseqüentemente, devido ao α_{Steady} constante, o raio de abertura entre $2.4\lambda - 3.25\lambda$. Os restantes parâmetros foram mantidos com valores constantes.

Pela Figura 5.27 a), é possível observar que os níveis das perdas de retorno sofrem um ligeiro aumento com o aumento do comprimento L_{Steady} . No entanto, em relação à largura de banda não são notada alterações significativas devido à alteração do comprimento.

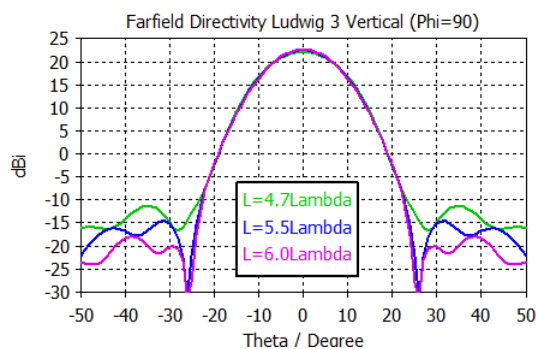
Quanto à distribuição de potência verifica-se, pela Figura 5.27 b), que quanto maior for o comprimento L_{Steady} menor será o nível de lóbulos secundários, sendo mantida a largura do feixe e a directividade aproximadamente inalteradas.

Os resultados da posição do centro de fase, apresentados na Figura 5.27 c), mostram que quanto maior for o comprimento da secção de modo HE_{11} , menor será a distância desta à abertura da corneta.

Através da Figura 5.27 d), pode-se concluir que quanto maior for o comprimento L_{Steady} maiores serão os níveis de polarização cruzada, embora não significativamente.



a) Perdas de retorno.



b) Directividade.

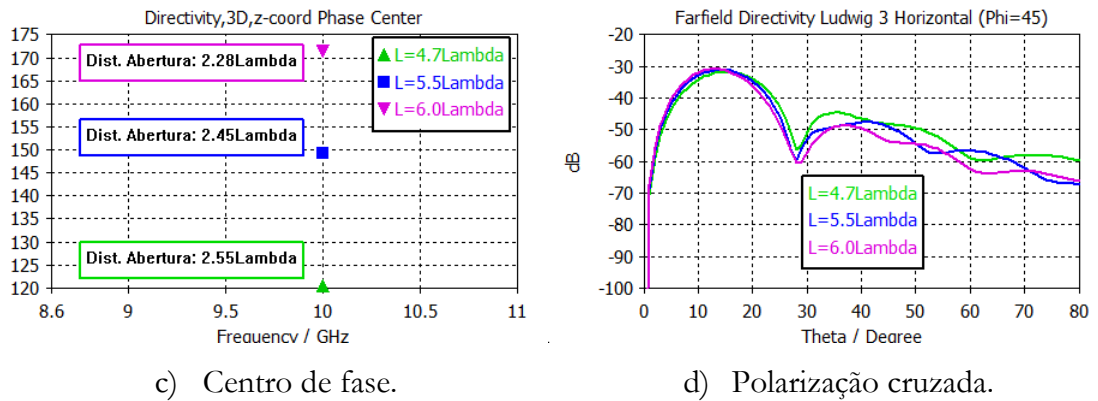


Figura 5.27: Análise do parâmetro L_{Steady} - perfil *choked* + perfil gaussiano.

Agregando todas as informações recolhidas deste tipo de cornetas, através da análise paramétrica, é possível estabelecer um conjunto de parâmetros que, juntos, permitem obter um modelo melhorado. Na Tabela 5.5 são apresentados os parâmetros que caracterizam o modelo melhorado da antena corneta *choked* com adição de perfil gaussiano.

Parâmetro	Valor
Frequência central	10GHz
α_{CM}	35°
Raio de entrada	0.38λ
Raio de saída do conversor	1.375λ
α_{Steady}	0.645
Raio de abertura	3.61λ
Comprimento Conversor	1.43λ
Comprimento <i>Steady</i>	6λ
Comprimento total	7.43λ

Tabela 5.5: Dimensões da corneta *choked* com adição de perfil gaussiano melhorada.

Nesta corneta é utilizada uma secção de conversão de modo de 1.43λ de comprimento, onde as corrugações horizontais têm um período de 0.161λ , um espaçamento entre corrugações de 0.0643λ e uma profundidade de 0.225λ . Na secção de modo HE_{11} , o período entre corrugações é de 0.23λ , o espaçamento entre corrugações é de 0.097λ e as corrugações têm uma profundidade de 0.2831λ .

Na Figura 5.28 são apresentados os resultados da corneta *choked* com adição de perfil gaussiano melhorada.

Pela Figura 5.28 a)   possível observar que o nível de perdas de retorno apresenta valores apreciáveis, abaixo dos $-30dB$, dentro de uma banda maior do que a necessária, pelo que se trata de um bom resultado. Quanto   distribuição de potência, apresentada na Figura 5.28 b), verifica-se que existe um nível de lóbulos laterais inferiores a $-35dB$ nos diferentes planos. Porém, a simetria axial deixa um pouco a desejar, já que o feixe difere em formato nos diferentes planos. O *edge-taper* desta antena destaca-se por apresentar uma concentração de potência apreciável, sendo este de $-25dB @ 20^\circ$. No que diz respeito ao nível de polarização cruzada, embora não seja um dos melhores valores atingidos nas diferentes análises, encontra-se abaixo do patamar definido como valor mínimo aceitável.

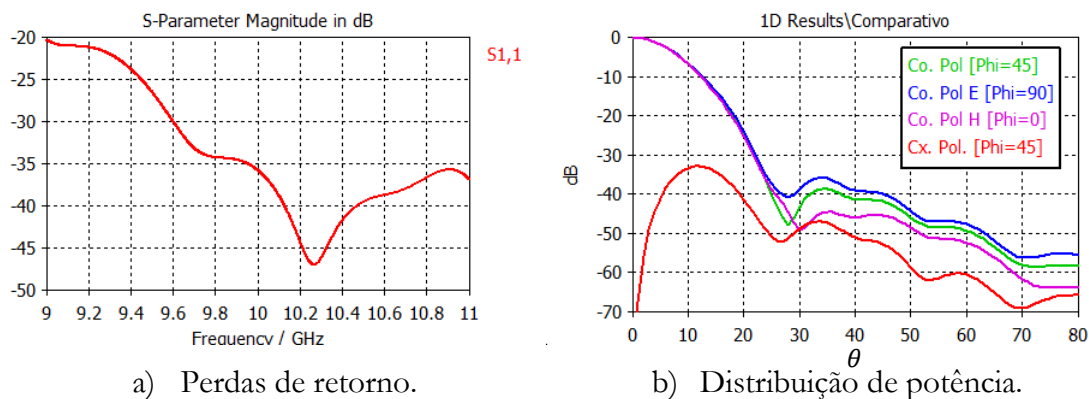


Figura 5.28: Resultados da corneta *choked* com adição de perfil gaussiano melhorada.

Na Figura 5.29, é representada a corneta *choked* com adição de perfil gaussiano melhorada, de onde se pode retirar que a directividade obtida foi de $22.97dBi$.

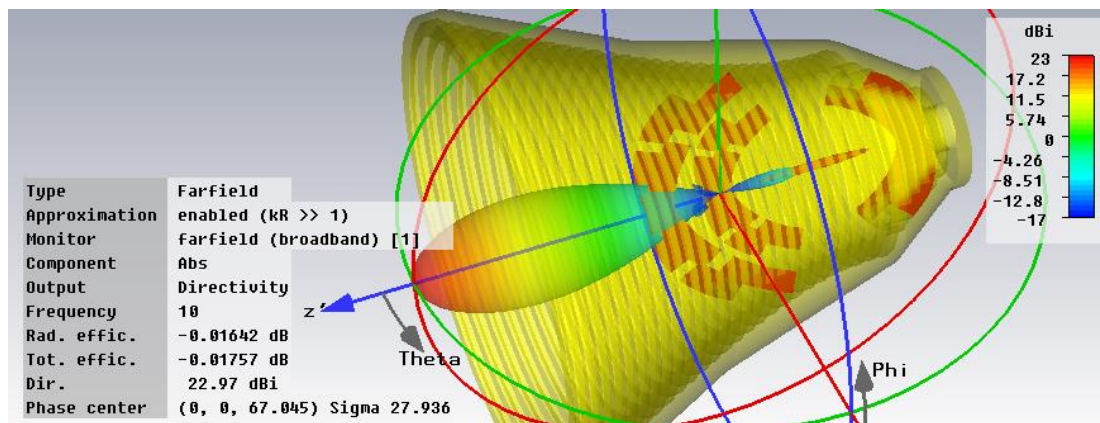


Figura 5.29: Representação da corneta *choked* com adição de perfil gaussiano melhorada.

Tendo em consideração que todos os pré-requisitos são cumpridos nesta corneta, e uma vez que esta é substancialmente menor do que as demais apresentadas, é possível afirmar que esta se trata de uma opção óptima a ser enquadrada na proposta de implementação.

5.7 Comparativo das cornetas analisadas

Analisadas as cornetas, é efetuado um comparativo entre todos os modelos para que se possa concluir sobre a viabilidade de utilização de cada um deles, e se este é passível de ser otimizado, recorrendo a algumas técnicas que serão apresentadas adiante.

Na Figura 5.30 é apresentado um comparativo, que mostra as dimensões dos modelos melhorados, apresentados neste capítulo.

Como é possível observar, pela Figura 5.30, os vários modelos apresentam dimensões bem distintas entre si. O modelo *choked* com adição de perfil gaussiano é claramente o melhor, em comprimento, com apenas 7.43λ (22.29cm @ 10.65GHz), sendo que a corneta de Potter é visivelmente pior, possuindo um comprimento de 16.37λ (49.11cm @ 10GHz).

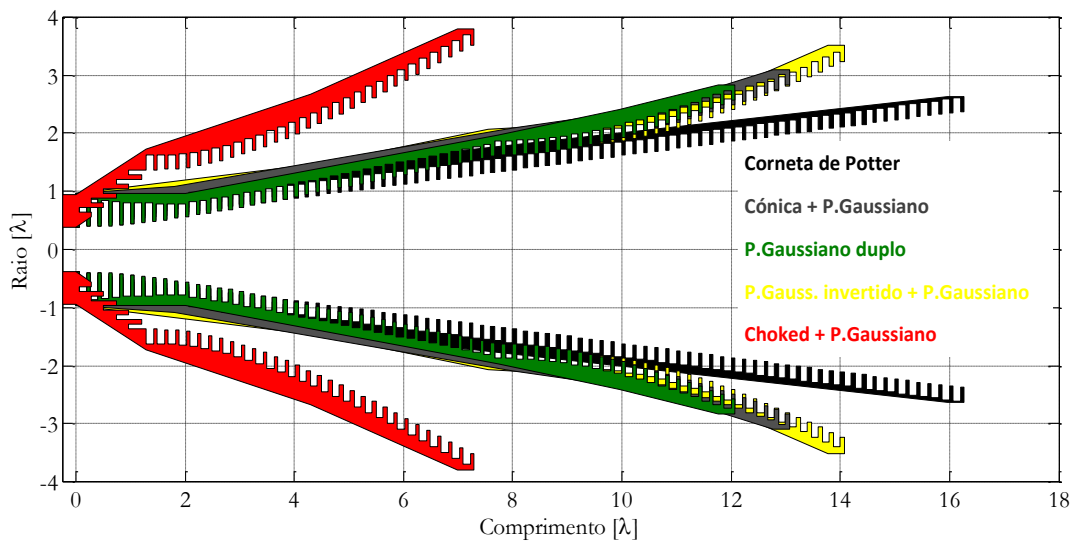


Figura 5.30: Comparativo da dimensão dos diferentes modelos analisados.

Na Figura 5.31 e na Figura 5.32, são apresentados comparativos das características de radiação das cornetas analisadas anteriormente.

Como se pode observar, através da Figura 5.31, as diferentes cornetas apresentam diferentes características, no entanto, é possível detetar que a corneta de Potter apresenta um nível de lóbulos secundários muito pobre em relação às restantes antenas. Quanto ao *edge-taper*, verifica-se que a corneta que tem o feixe principal mais largo é a de perfil gaussiano duplo e, ao invés, a corneta *choked* com adição de perfil gaussiano é a que possui o feixe principal mais estreito.

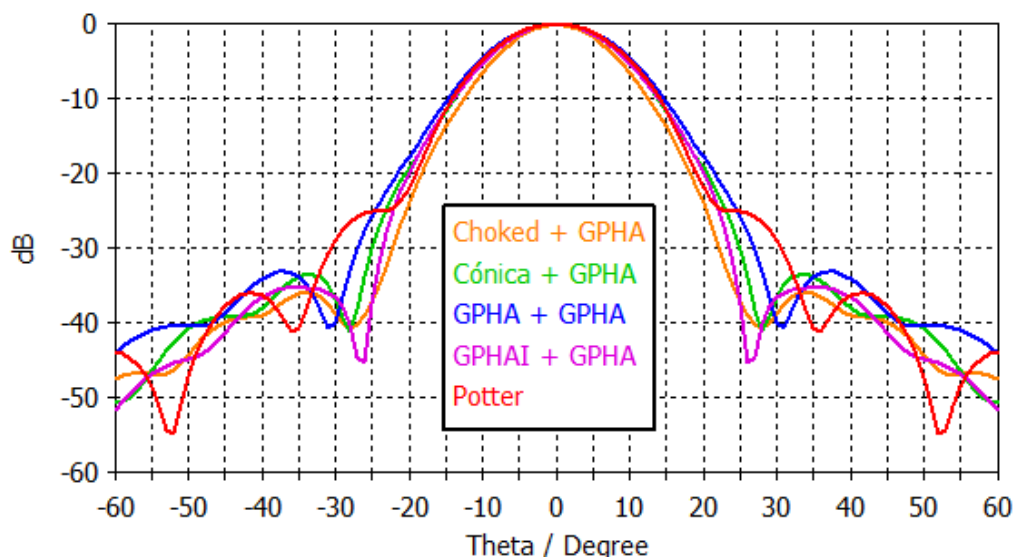


Figura 5.31: Comparativo da distribuição de potência das diferentes cornetas analisadas

Quanto à polarização cruzada observa-se, pela Figura 5.32, que todas as cornetas, com exceção da corneta *choked*, apresentam níveis de polarização cruzada em torno dos -45dB , tratando-se de um valor excelente para a aplicação em causa.

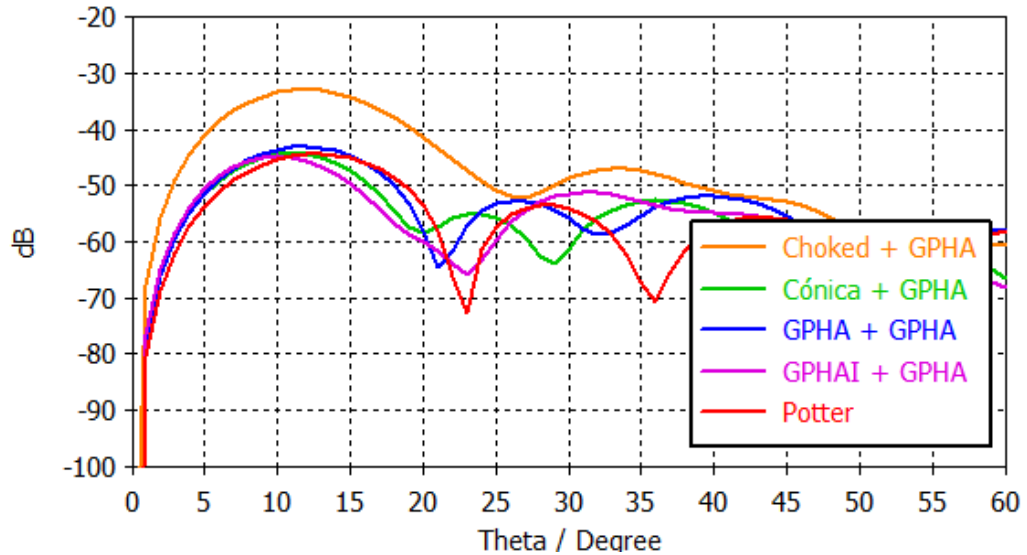


Figura 5.32: Comparativo da polarização cruzada das diferentes cornetas analisadas.

Como se pôde verificar nesta comparação, a corneta de Potter apresenta um comprimento substancialmente maior do que as demais cornetas apresentadas e com piores características de radiação também. Assim sendo, esta corneta será excluída do rol de possíveis antenas que farão parte da proposta de implementação.

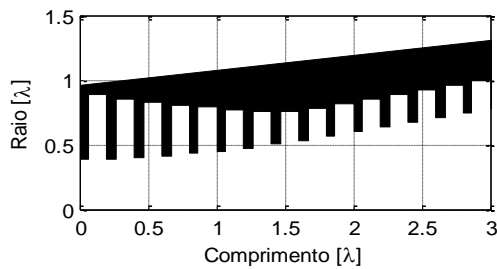
A dimensão da corneta *choked* é bem atrativa e embora esta apresente níveis de polarização cruzada superiores às restantes cornetas será submetida a optimização. Como se viu na secção 4.2.2, a alteração da dimensão das corrugações possibilita melhorar as características da polarização cruzada sem comprometer a componente co-polar.

5.8 Optimização

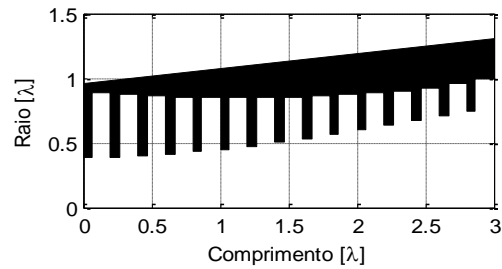
A optimização das cornetas apresentadas anteriormente será efetuada através da alteração da dimensão das corrugações e do adaptador de impedâncias. Assim sendo, e partindo do pressuposto que as corrugações apenas alteram significativamente as características de polarização cruzada e as perdas por retorno [16], será efetuada a optimização das cornetas mantendo as características polares já apresentadas.

São aplicada 3 técnicas de optimização:

- Alteração da dimensão do adaptador de impedâncias, mantendo a dimensão das corrugações;



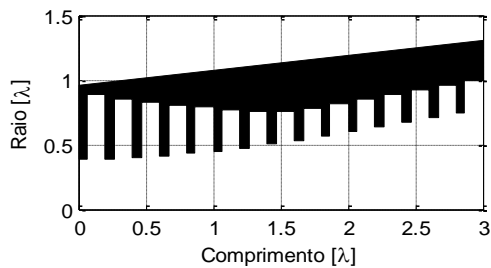
a) 8 corrugações.



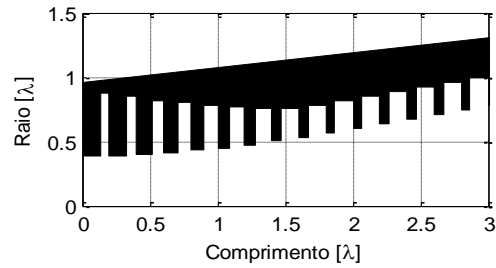
b) 12 corrugações.

Figura 5.33: Adaptador de impedâncias de diferentes comprimentos.

- Alteração do tipo de adaptador de impedâncias, através da utilização de “profundidade variável” e “profundidade e largura variável”;



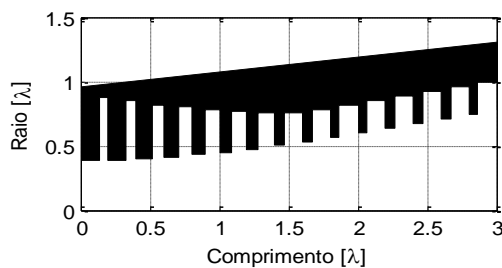
a) Profundidade variável.



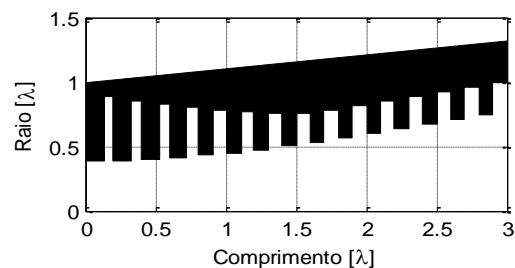
b) Profundidade e largura variável

Figura 5.34: Adaptador de impedâncias de diferentes géneros.

- Alteração da largura das corrugações, mantendo o adaptador de impedâncias inalterado;



a) 0.067λ .



b) 0.1λ .

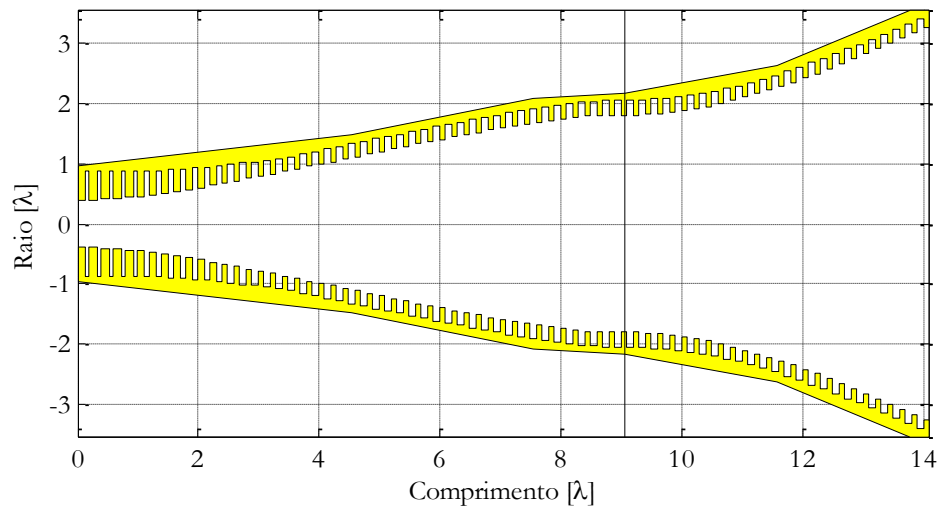
Figura 5.35: Corrugações de diferente largura.

Estas técnicas de otimização serão aplicadas a apenas dois tipos de cornetas, as de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano e *choked* com adição de perfil gaussiano. A razão pela qual se efetua a otimização apenas nestes dois modelos, é porque se pretende melhorar os níveis de polarização cruzada e de perdas de retorno, nos modelos que apresentam o menor *edge-taper*.

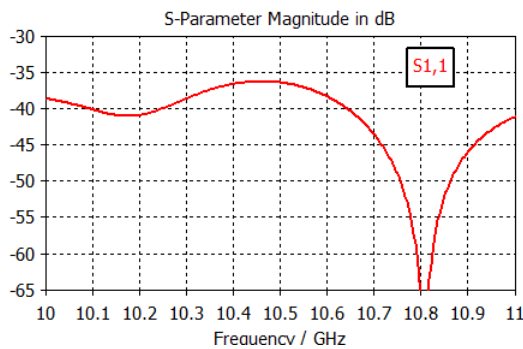
As otimizações efetuadas na corneta corrugada de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano revelaram que os melhores resultados acontecem para o adaptador de impedâncias de profundidade e largura variável com 17 corrugações de dimensão e com uma profundidade de corrugações de 0.25λ . O perfil otimizado é apresentado na Figura 5.36 a).

Nas condições supracitadas, a corneta tem uma directividade de 22dBi e é possível garantir os melhores níveis de perdas de retorno e de polarização cruzada, inferiores em cerca de 3dB por comparação com a utilização de um adaptador de impedância de profundidade variável da mesma dimensão. No entanto, o adaptador de impedâncias de profundidade e de largura variável, por ser constituído por ranhuras extremamente pequenas, pode vir a ser mais difícil de construir, principalmente para as frequências mais elevadas. Os resultados obtidos por simulação encontram-se representados na Figura 5.36 b) e Figura 5.36 c).

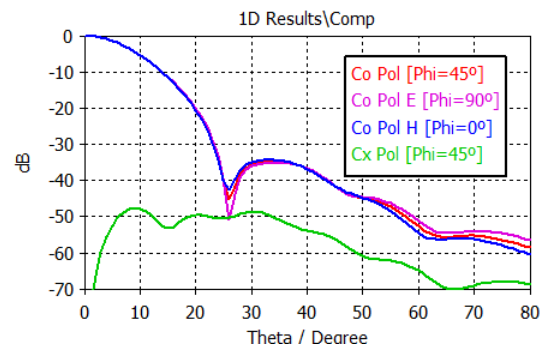
Quanto às cornetas *choked* com adição de perfil gaussiano, as otimizações efetuadas mostram que a dimensão do adaptador de impedâncias deverá ser de 5 corrugações de largura e dimensão constante e que as corrugações do modo HE_{11} deverão ter uma profundidade de 0.27λ para que o nível de polarização cruzada seja ótimo. O perfil otimizado da corneta *choked* é o apresentado na Figura 5.37 a).



a) Perfil da corneta



b) Perdas de Retorno.



c) Distribuição de Potência

Figura 5.36: Modelo Otimizado – Corneta de perfil gaussiano invertido com adição de perfil gaussiano.

Quanto às características de radiação desta corneta, foi alcançada uma directividade de 23dBi e, para as condições apresentadas no parágrafo anterior, foi possível obter os melhores níveis de perdas de retorno e de polarização cruzada, como se pode verificar na Figura 5.37 b) e Figura 5.37 c).

Como se pode verificar, foi possível reduzir significativamente o nível de polarização cruzada. Comparando os valores apresentados na Figura 5.37 c) com os valores da Figura 5.32, para a corneta *choked*, verifica-se uma melhoria em torno de 10dB . Embora a simetria axial da corneta *choked* não seja tão boa como a simetria verificada para a corneta de perfil gaussiano invertido, o nível de lóbulos laterais é substancialmente mais baixo, sendo inferior a -40dB .

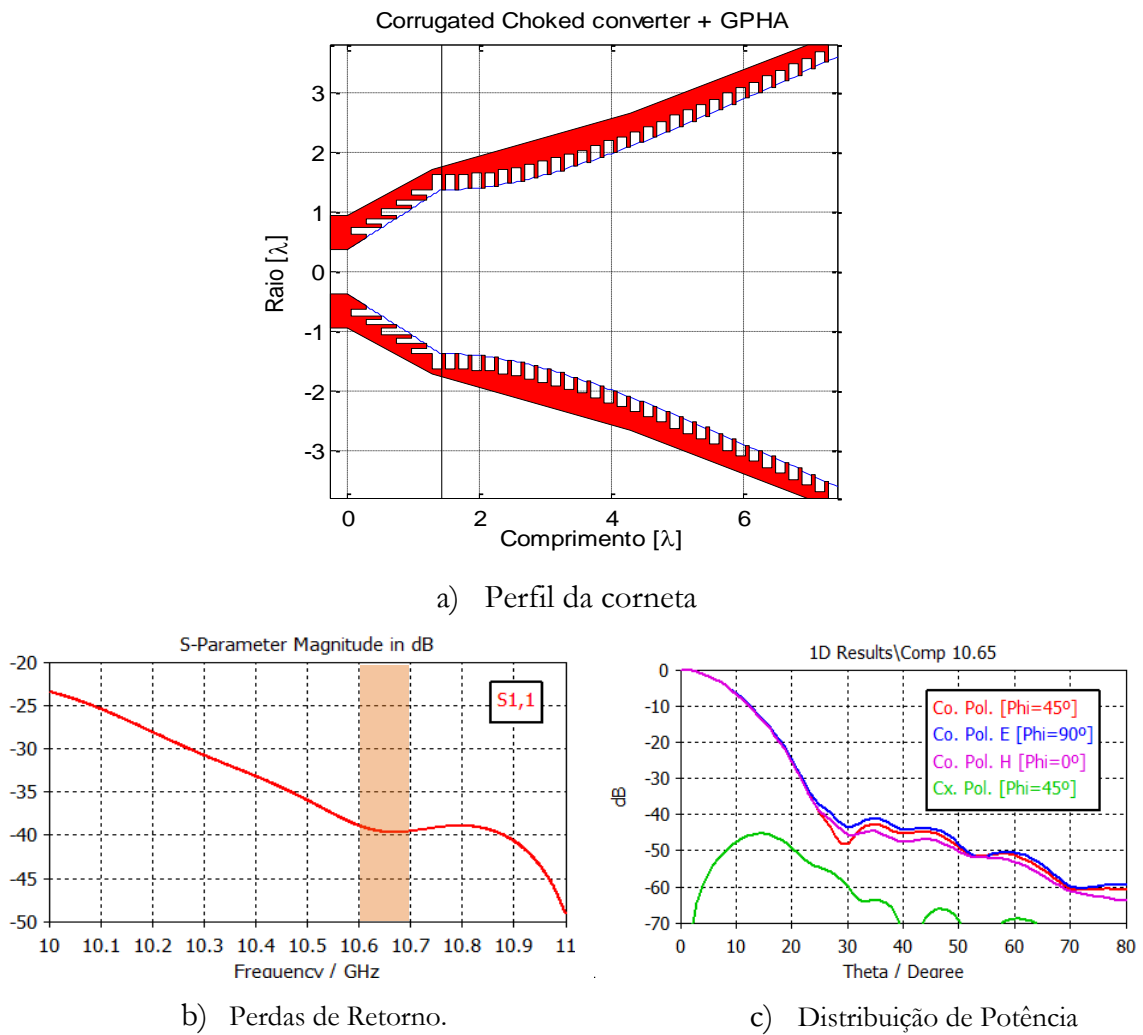


Figura 5.37: Modelo Otimizado – Corneta *choked* com adição de perfil gaussiano.

5.9 Proposta de implementação

Depois de efetuada uma longa análise aos diferentes tipos de cornetas, e depois destas terem sido optimizadas, a decisão final recai na utilização de cornetas *choked* com adição de perfil gaussiano. As razões pelas quais esta escolha foi tomada são: o tamanho extremamente reduzido deste tipo de cornetas; o fato das características de radiação co-polares e de polarização cruzada serem as melhores de entre todas as cornetas examinadas.

Na Figura 5.38 são apresentadas as dimensões gerais da corneta proposta para a banda de frequência $[10.6 - 10.7]GHz$ (apresentadas em maior detalhe no anexo B).

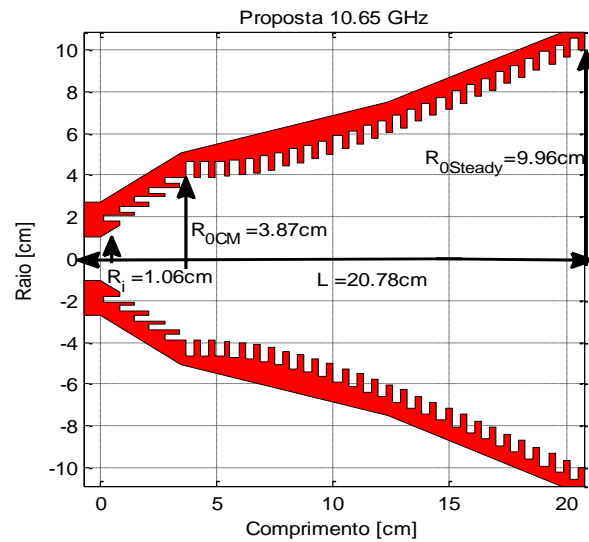


Figura 5.38: Dimensões da corneta da banda dos 10 GHz.

Na Figura 5.39 são apresentados os resultados da corneta da banda dos 10 GHz:

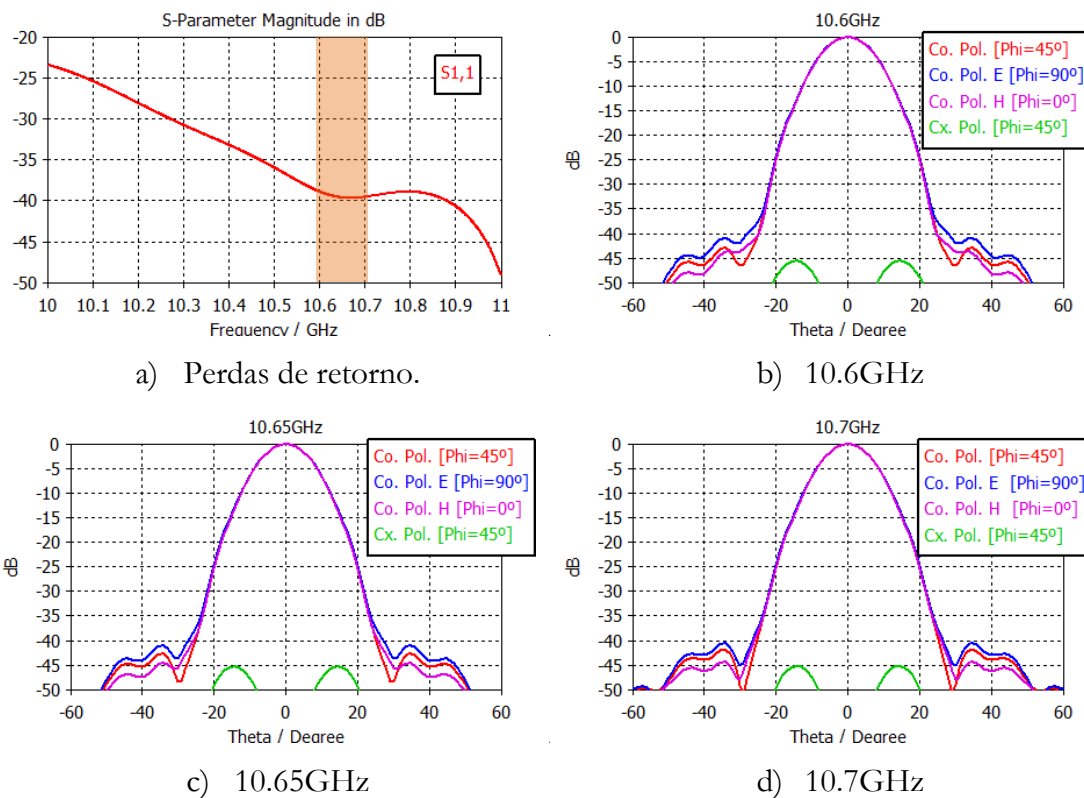


Figura 5.39: Proposta de implementa o para a banda dos 10GHz.

A corneta proposta para a banda dos 10GHz possuem uma directividade entre $22.9dBi$ e $23dBi$, correspondendo a primeira aos 10.6GHz e a segunda aos 10.7GHz. Quanto ao centro de fase da corneta, este fica situada entre $13.2cm$ e $13.9cm$ da boca da corneta, sendo este um valor que não varia substancialmente dentro da banda. Verifica-se ainda que as perdas de retorno dentro da banda desejada variam entre $[-39;-38]dB$.

Na Figura 5.40 são apresentadas as dimensões da corneta proposta para a banda de frequência $[15.35 - 15.4]GHz$ (apresentadas em maior detalhe no anexo B).

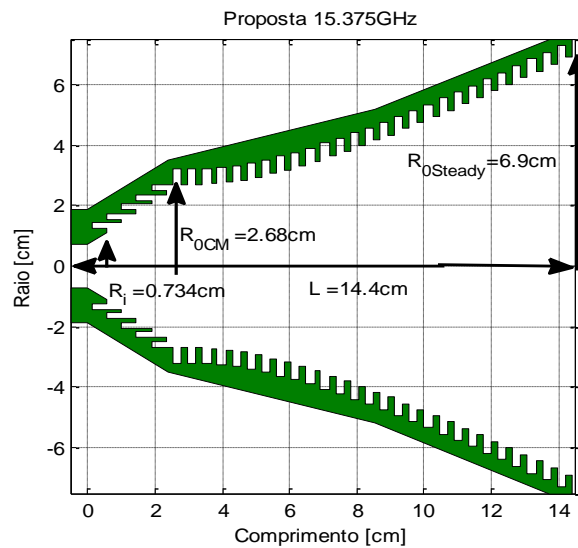
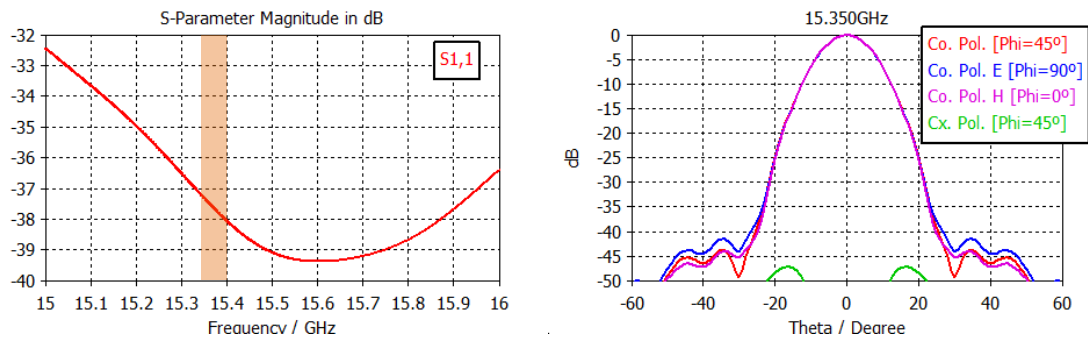


Figura 5.40: Dimensões da corneta da banda dos 15 GHz.

Na Figura 5.41 são apresentados os resultados da banda dos 15 GHz.



a) Perdas de retorno.

b) 15.35GHz

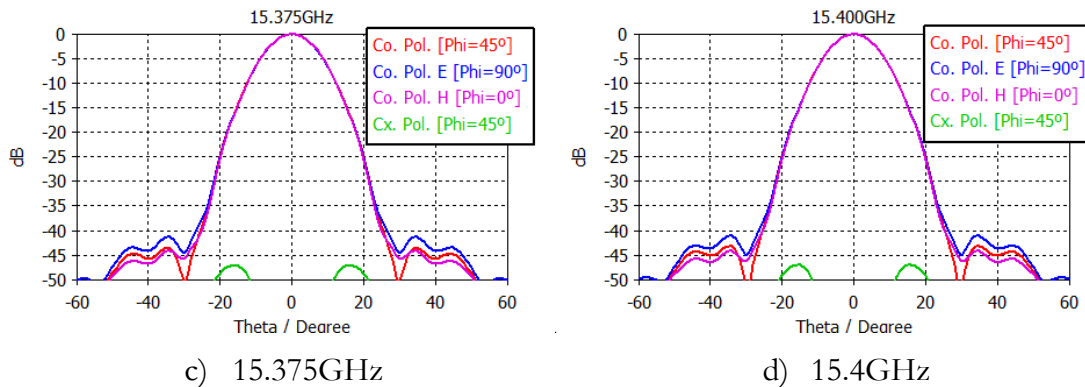


Figura 5.41: Proposta de implementação para a banda dos 15GHz.

A corneta proposta para a banda dos 15GHz possui uma directividade entre $22.9dBi$ e $23dBi$, correspondendo a primeira aos $15.35GHz$ e a segunda aos $15.4GHz$. Quanto ao centro de fase da corneta, este fica situada entre $9.2cm$ e $9.4cm$ da boca da corneta, sendo este um valor estável dentro da banda. Verifica-se ainda que as perdas de retorno dentro da banda desejada variam entre $[-38; -37]dB$.

Na Figura 5.43 são apresentados os resultados simulados para a proposta de implementação na banda $[23.6 - 24.0]GHz$.

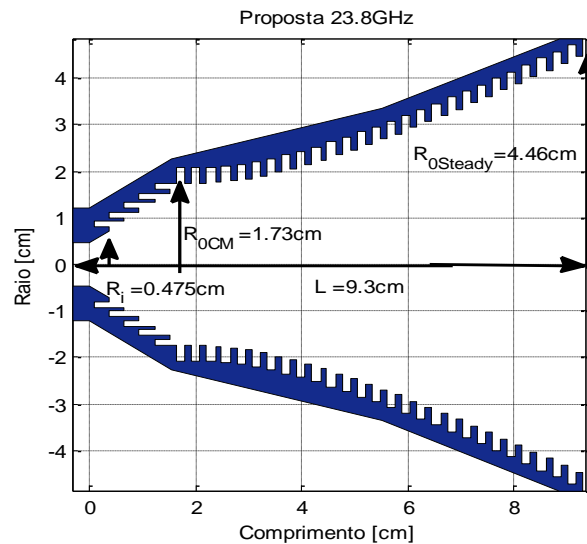


Figura 5.42: Dimensões da corneta da banda dos 23 GHz.

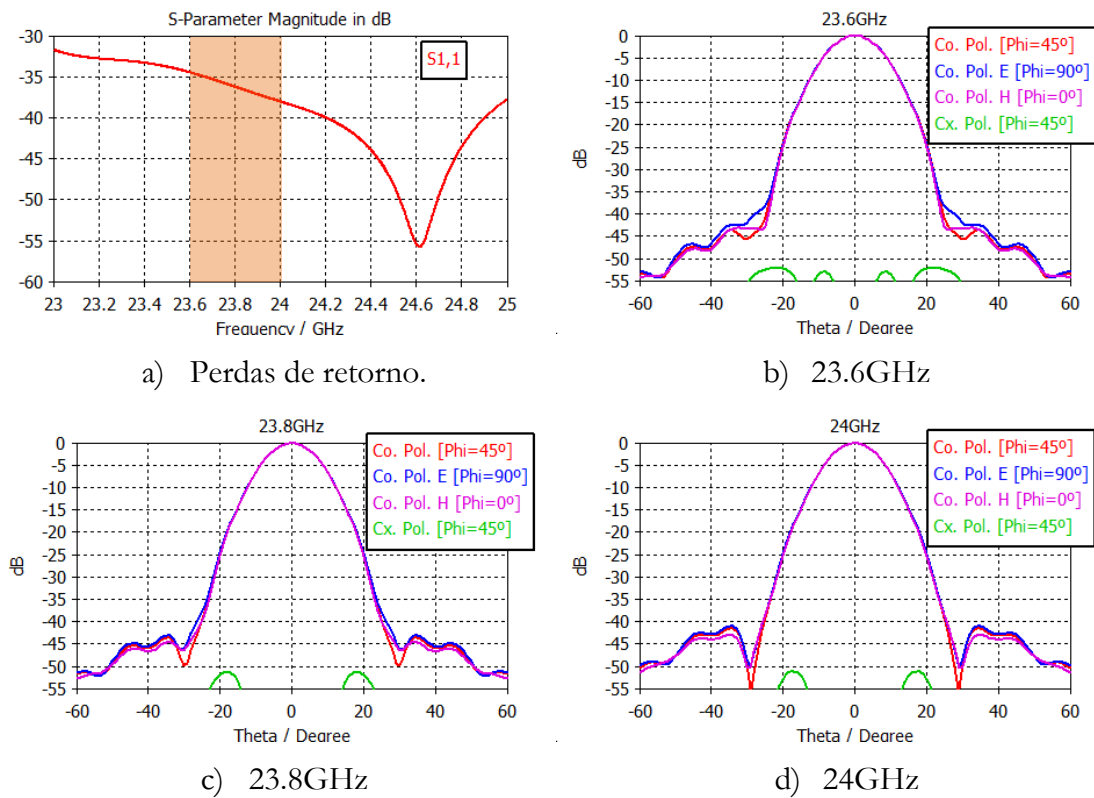


Figura 5.43: Proposta de implementação para a banda dos 23GHz.

A corneta proposta para a banda dos 23GHz possui uma directividade entre $22.9dBi$ e $23.1dBi$, correspondendo a primeira aos $23.6GHz$ e a segunda aos $24GHz$. Quanto ao centro de fase da corneta, este fica situada entre $5.6cm$ e $6.2cm$ da boca da corneta. Verifica-se ainda que as perdas de retorno dentro da banda desejada variam entre $[-38;-34]dB$.

Na Tabela 5.6, podem ser consultadas as características de radiação dos modelos propostos. Se for efetuada uma comparação com a Tabela 1.1 facilmente se conclui quanto às boas características das cornetas propostas, pois possuem todas as características de radiação requeridas. Como se pode concluir, os valores da Tabela 5.6 representam um óptimo resultado quando comparado com cornetas de outras missões [23]. São mais curtas, têm massa total inferior e possuem características de polarização cruzada superiores, embora para uma banda mais estreita.

Freq. Central (GHz)	Banda (GHz)	<i>Edge-taper</i> (dB)	Lóbulos laterais (dB)	X-Pol (dB)	Perdas Retorno (dB)
10.65	10.6 – 10.7	-25 @ 20°	-40	-45	-38
15.375	15.35 – 15.4	-25 @ 20°	-40	-47	-37
23.8	23.6 – 24	-25 @ 20°	-37	-50	-34

Tabela 5.6: Características de radiação das cornetas propostas

5.10 Construção

O processo de construção de uma antena corrugada é bastante delicado, pois pode afetar as características de radiação, dependendo do método escolhido. Nesta secção são efetuadas algumas simulações onde a precisão das dimensões é variada entre $[10^{-7}, 10^{-3}]$ m. Com este estudo, pretende-se entender que tipo de precisão é necessária para que seja possível minimizar os efeitos do processo de construção e, dessa forma, garantir que as características apresentadas na Tabela 5.6 sejam asseguradas.

5.10.1 Análise de precisão

Começa-se por apresentar os testes efetuados à corneta da banda dos 10 GHz. Nestes testes, apresentados na Figura 5.44, Figura 5.45 e Figura 5.46, as dimensões utilizadas na proposta de implementação são arredondadas com diferentes precisões.

Apresentam-se 5 simulações efetuadas em ordem decrescente de precisão, entre 10^{-7} m, precisão utilizada na proposta de implementação, e 10^{-3} m, precisão em que as características de radiação começaram a destoar das demais.

Na Figura 5.44, onde é apresentado um comparativo das perdas de retorno para diferentes precisões, é possível observar que os níveis são semelhantes para precisões entre $[10^{-7}, 10^{-4}]$ m, com uma ligeira melhoria para as precisões de 10^{-6} m e 10^{-5} m. No entanto, quando se reduz a precisão até às milésimas de metro (10^{-3} m) percebe-se que o resultado obtido acaba por sofrer uma alteração significativa nos níveis de polarização cruzada e nos níveis de perdas de retorno.

Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.45, constata-se que, embora a directividade máxima não seja alterada significativamente, o nível de lóbulos laterais é consideravelmente mais pobre para a precisão de 10^{-3} m. Para as restantes precisões o nível de lóbulos secundários é idêntico, sendo este inferior a -40dB .

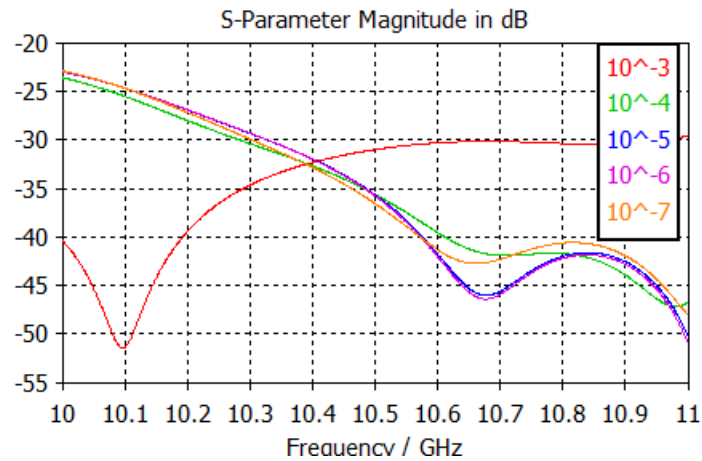


Figura 5.44: Análise à precisão na banda dos 10 GHz - Perdas de retorno.

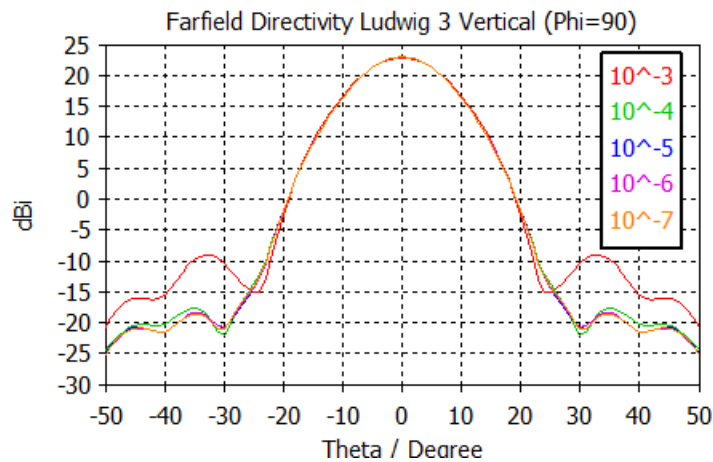


Figura 5.45: Análise à precisão na banda dos 10 GHz - Directividade.

Quanto à polarização cruzada, apresentada na Figura 5.46, verifica-se que para as precisões entre $[10^{-7}, 10^{-4}]$ m as características de radiação mantêm-se idênticas. Para as dimensões com precisão de 10^{-3} m é possível observar que os níveis de polarização cruzada tornam-se muito superiores, em relação às dimensões com precisões mais elevadas.

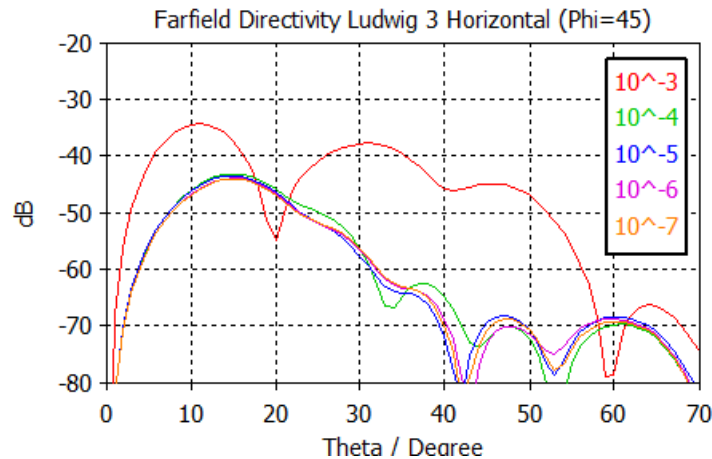


Figura 5.46: Análise à precisão na banda dos 10 GHz – Polarização cruzada.

Pode-se concluir que, para os 10 GHz, o ideal será construir a corneta, no mínimo, com uma precisão de 10^{-4} m, para preservar as características de radiação. No entanto, comprando os valores apresentados na Tabela 1.1 com os valores obtidos para as dimensões com precisão de milésima de metro (10^{-3} m) é possível concluir que esta também seria uma opção viável.

Os testes apresentados anteriormente foram também efetuados para a banda dos 15GHz e 23GHz. À medida que a frequência aumenta, e o comprimento de onda diminui, as alterações na precisão levarão a um desvio cada vez maior das dimensões elétricas da corneta.

Na Figura 5.47, é apresentado um comparativo das perdas de retorno. Nesta análise, é possível observar que, para as precisões entre $[10^{-7}, 10^{-5}]$ m, os níveis das perdas de retorno são aproximados na banda $[15.35, 15.4]$ GHz. Para a curva de 10^{-4} m, existe uma ligeira melhoria, devido ao arredondamento utilizado na diminuição da precisão. Novamente, verifica-se que para a precisão de 10^{-3} m o nível das perdas de retorno é severamente afetado.

Quanto à distribuição de potência, apresentada na Figura 5.48, constata-se que, embora a directividade máxima não seja alterada significativamente, o nível de lóbulos laterais é consideravelmente mais pobre para a precisão de 10^{-3} m. Para as restantes precisões o nível de lóbulos secundários é idêntico, sendo este inferior a $-40dB$.

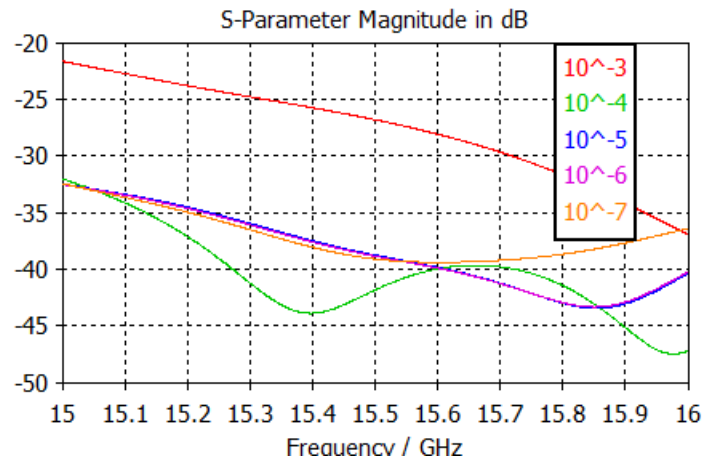


Figura 5.47: Análise à precisão na banda dos 15 GHz - Perdas de retorno.

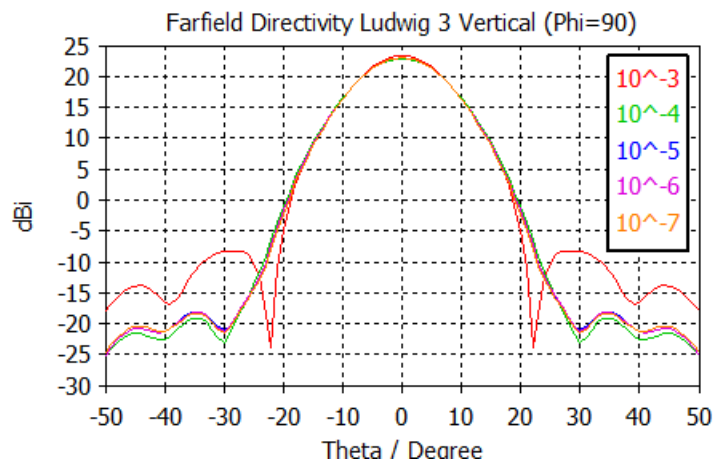


Figura 5.48: Análise à precisão na banda dos 15 GHz – Directividade

Na Figura 5.49, está representada a análise efetuada à polarização cruzada para diferente tipo de precisão. Como se pode concluir, o nível de polarização cruzada é deteriorado à medida que a precisão diminui. Neste caso, ao contrário do que foi verificado na banda dos 10 GHz, verifica-se que a precisão mais alta (10^{-7} m) destaca-se um pouco das precisões entre $[10^{-6}, 10^{-4}]$ m. Quanto à curva de polarização cruzada, obtida para 10^{-3} m, constata-se que esta é extremamente afetada para esta precisão.

Como já seria expectável, à medida que a frequência aumenta, a alteração na precisão das dimensões afetará mais severamente as características de radiação.

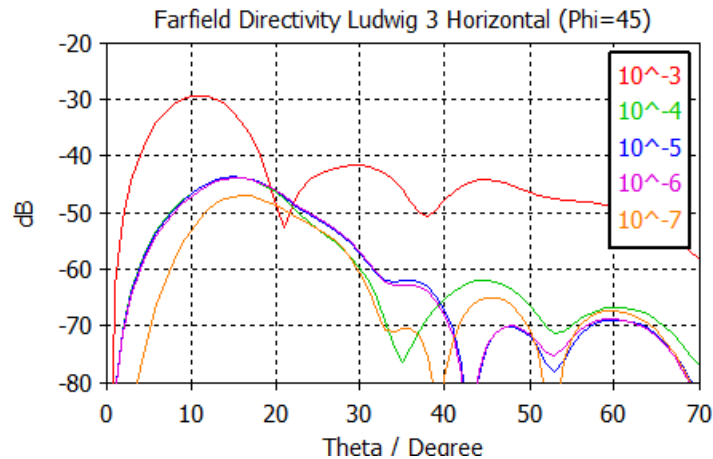


Figura 5.49: Análise à precisão na banda dos 15 GHz – Polarização Cruzada.

Apresentada a análise efetuada à corneta da banda dos 15 GHz, é possível concluir que, para garantir os valores da Tabela 1.1, será necessário utilizar uma precisão de 10^{-4} m, no mínimo. Neste caso, a corneta com dimensões de precisão de 10^{-3} m não satisfaz as características de radiação necessárias.

De forma análoga às conclusões retiradas do estudo para a banda dos 15 GHz, na banda dos 23 GHz pode-se verificar exatamente o mesmo. Repare-se que, comparando a Figura 5.50, Figura 5.51 e Figura 5.52 com as análises anteriores, os desvios da precisão mais alta em relação à precisão mais baixa são superiores.

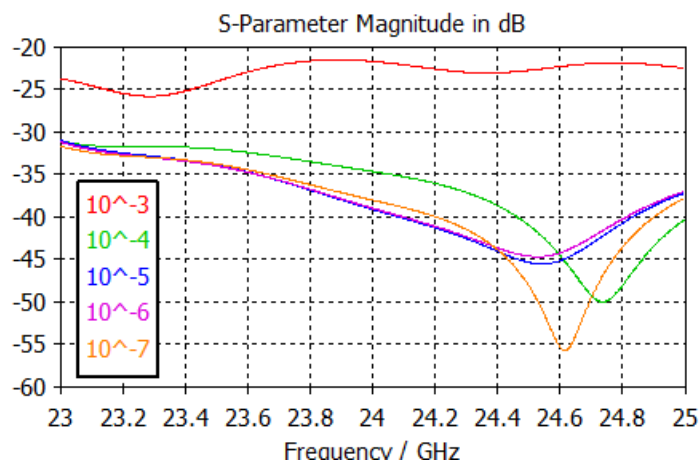


Figura 5.50: Análise à precisão na banda dos 23 GHz - Perdas de retorno.

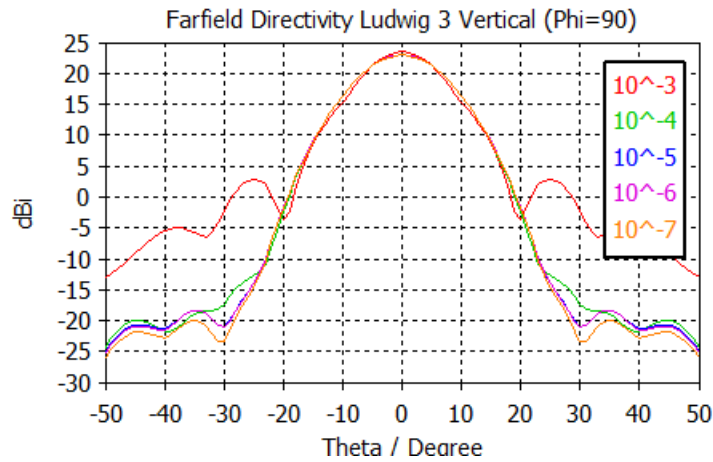


Figura 5.51: Análise à precisão na banda dos 23 GHz -Directividade.

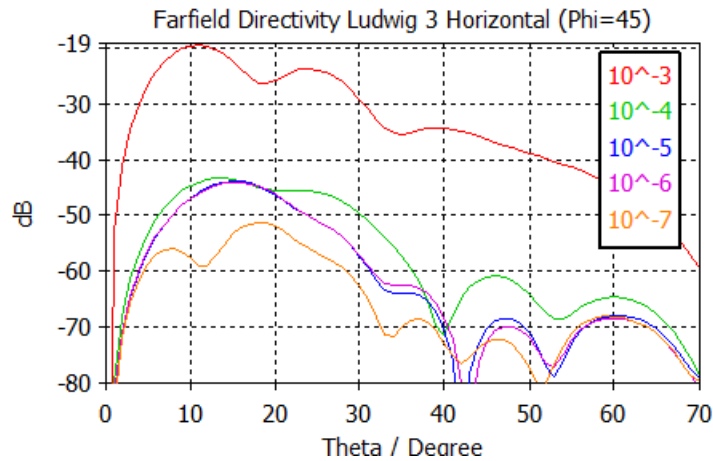


Figura 5.52: Análise à precisão na banda dos 23 GHz - Polarização cruzada.

Em relação à banda dos 23 GHz, pode-se aferir que a precisão mínima para que seja exequível a construção da corneta deverá ser de 10^{-4} m. A precisão de 10^{-3} m não garante as características de radiação previamente estabelecidas, na Tabela 1.1.

5.10.2 Materiais

Uma questão também pertinente é decidir qual o material a utilizar no fabrico destas cornetas?. Embora até então apenas se tenha referido que as simulações seriam efetuadas considerando como a matéria-prima o alumínio, pouco mais se adiantou quanto à importância desta questão. Na verdade, a grande maioria das cornetas que

são utilizadas atualmente para este tipo de aplicações têm de fato por base o alumínio. Estas são fabricadas utilizando um bloco de alumínio que depois de cortado no formato da corneta leva um banho de ouro. Este banho visa minimizar o efeito da mudança de temperatura no comportamento eletromagnético da corneta, já que o ouro tem um coeficiente de expansão térmico inferior ao do alumínio [23] [30]. Quanto às características de radiação da corneta, estas não se alteram à temperatura normal, devido ao banho de ouro. Como se pode verificar na Figura 5.53, onde é apresentada uma comparação entre uma corneta de alumínio e outra banhada a ouro, não existe nenhuma alteração nas propriedades da corneta quando banhada a ouro nas condições PTN (Pressão e Temperatura Normais). No entanto, espera-se que durante o seu funcionamento a corneta banhada a ouro possua uma menor vulnerabilidade às oscilações de temperatura.

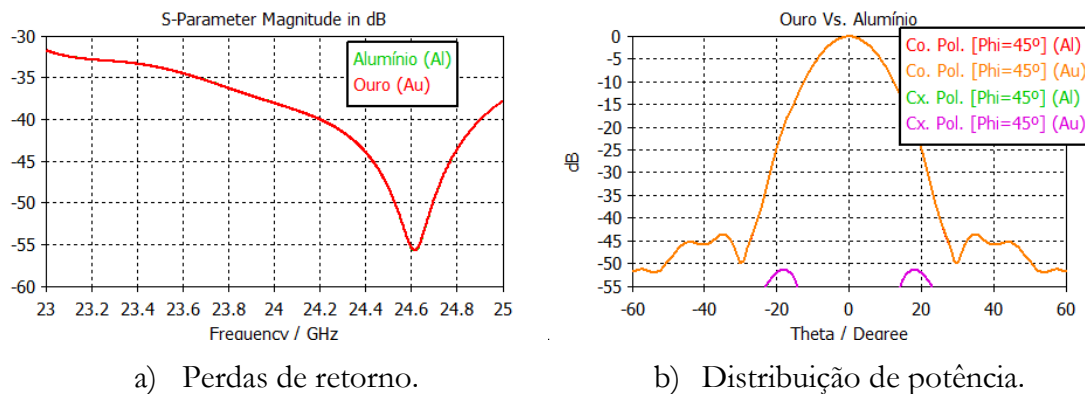


Figura 5.53: Comparação Alumínio Vs. Ouro.

5.10.3 Fabrico

Existem três tipos de processos para a construção das cornetas, que são habitualmente descritos em artigos relacionados ao tema [21] [23] [31]. Cada um destes processos é utilizado para precisões diferentes e consoante a dimensão da corneta a ser fabricada.

O primeiro processo é através da utilização de fresadoras de vários eixos [32]. Estas máquinas são capazes de criar cortes em movimentos contínuos, orientados por um computador central, CAM (Computer Aided Manufacturing), normalmente associado a um software CAD. A desvantagem deste processo, no fabrico das cornetas cor-

rugadas, reside na capacidade de efetuar os cortes que darão origem às corrugações, já que estes são ortogonais à direção de perfuração. As fresas (ou furadoras) apenas conseguirão cortar as corrugações até a uma determinada dimensão, dependendo do raio mínimo da corneta. Esta solução, por ter uma precisão da ordem de 10^{-5} m, poderá ser utilizada para a construção do molde da parte interna da corneta, utilizado no processo de eletroformação exposto adiante.

Um outro processo que também é utilizado é a eletroerosão [33]. A eletroerosão baseia-se na destruição de partículas metálicas por meio de descargas elétricas. Pelo mesmo motivo do processo anterior, a dimensão da maquinaria, torna-se difícil proceder ao recorte das corrugações através deste processo. Este processo, por apresentar uma precisão elevada, poderá ser utilizado na criação do molde da parte interna da corneta, para posteriormente ser utilizado no processo de eletroformação. No entanto, este processo deixa resíduos indesejáveis nas paredes recortadas.

Ambos os processos abordados anteriormente são capazes de perfurar e tornejar, porém, apresentam limitações quando se trata de recortar as corrugações na direção ortogonal à direção de perfuração. O processo de eletroformação [34], utiliza um molde que normalmente é criado através de um bloco maciço de alumínio, recorrendo ao processo de eletroerosão ou através da fresadora. Posteriormente, recorrendo ao processo químico chamado de eletrodeposição, os iões de níquel ou de cobre são colectados pelo molde, criando a estrutura interna da corneta com uma precisão a nível molecular. Depois de colectados os iões, até à espessura desejada, o molde de alumínio poderá ser removido com uma solução corrosiva. Finalmente, a estrutura é limpa recorrendo a um dispositivo de ultrassons e é banhado com um metal, normalmente ouro [23].

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões

Esta dissertação teve como objetivo principal o projeto e dimensionamento de um sistema de antenas que, simultaneamente, possuísse características específicas de propagação e fosse tão pequeno quanto possível.

Como se pôde analisar ao longo desta dissertação, o projeto do sistema de antenas está diretamente relacionado com o esquema do *front-end*, mais especificamente com o tipo de detector utilizado. Uma das primeiras conclusões alcançadas foi que, para as bandas de frequência de operação deste projeto, o tipo de detector mais indicado revelou ser o radiômetro. Esse fato foi o ponto de partida para a utilização das cornetas do tipo corrugadas, de perfil gaussiano. Estas cornetas possuem várias características que se mostraram ótimas para esta aplicação. Para além de ser relativamente fácil aplicar um conversor de modo $TE_{11} \rightarrow HE_{11}$ neste tipo de cornetas corrugadas, elas são capazes de excitar um modo HE_{11} que se assemelha com o modo fundamental gaussiano (Ψ_0^0) de propagação em espaço livre. Desta forma, a adaptação entre a onda guiada e a onda em espaço livre torna-se mais eficiente.

Depois de analisadas as cornetas corrugadas, foi possível concluir que as cornetas que possuem melhores características são as cornetas *choked* e as cornetas de perfil gaussiano simétrico. No entanto, a diferença de tamanhos entre as duas é a clara

supremacia da corneta *choked* em termos de nível de lóbulos laterais e *edge-taper*, levou a que esta fosse proposta para fazer parte do sistema de antenas integrante do satélite.

Quanto aos resultados obtidos, foi possível verificar que todas as características de radiação foram alcançadas com sucesso, sendo que o comprimento total e os níveis de polarização cruzada obtidos são muito parecidos àqueles que se pode avaliar na literatura atualmente, nomeadamente as cornetas da missão Plank da ESA. Tudo isto com a vantagem destes resultados serem provenientes duma corneta significativamente mais curta e com uma massa muito menor do que as demais analisadas. A análise mais profunda através de resultados medidos confirmará estas afirmações.

A análise efetuada à precisão utilizada no fabrico das cornetas mostrou que é necessária, pelo menos, uma precisão de 10^{-4} m para garantir que as condições de radiação sejam respeitadas.

Todos os resultados foram obtidos através de simulação e, porque o *Software* utilizado não é específico para este tipo de antenas, houve a necessidade de recorrer a alguns *scripts* para a criação dos modelos bidimensionais.

6.2 Trabalho Futuro

Embora os objetivos tenham sido alcançados, não foi possível construir nenhuma das antenas para comparar os resultados simulados com os resultados medidos. Houve alguns contatos com empresas para a construção da corneta em Portugal, porém, nenhuma delas mostrou-se capaz de fabricar a supracitada com as especificações desejadas. Uma das pretensões de trabalho futuro passa pela construção e avaliação dos modelos projetados.

Outro ponto que, embora não tenha passado em claro, merece mais atenção é a avaliação, em conjunto com um especialista de materiais, do comportamento da corneta mediante oscilações de temperatura. Isto porque, no espaço interplanetário o satélite poderá passar de situação de exposição direta ao sol até a uma situação de sombra total, sofrendo uma oscilação de temperatura que pode chegar a 300°C.

Finalmente, pretende-se ainda efetuar uma análise mais profunda sobre o funcionamento das cornetas com o refletor parabólico, sendo para tal necessária a utilização de softwares como o GRASP, não tendo sido possível o seu acesso até ao momento.

Referências

- [1] CST Computer Simulation Technology. 3D EM Field Simulation. [Online]. <http://www.cst.com/>, acessido em Outubro de 2012.
- [2] F. Villa et al., "Planck / LFI: An Advanced Multi-Beam High Performance mm-wave optics for space applications," *WPP 202, ESA2002*, 2003.
- [3] Calteck. Exemple of Bolometer. [Online]. <http://www.astro.caltech.edu/~lgg/acbar/images/inst.h1.jpg>, acessido em Novembro de 2012.
- [4] Michel PIAT, "Review of detector R&D for CMB polarisation observations," in *43rd Rencontres de Moriond*, La Thuile (Val d'Aosta, Italy), March 15 - 22, 2008.
- [5] Bruno Maffei, E. Gleeson, J. A. Murphy, and G. Pisano, "Study of corrugated Winston horns," in *SPIE Vol. 5498*, Bellingham, 2004.
- [6] A. Mennella et al., "Advanced pseudo-correlation radiometers for the Planck-LFI instrument," *3rd ESA Workshop on millimetre wave technology and applications*, no. Astrophysics, p. 69, May 2003.
- [7] Sang-Gyu Park, Hoon Lee, and Yong-Hoon Kim, "A turnstile junction waveguide orthomode transducer for the simultaneous dual polarization radar," in *Microwave Conference*, Singapore, 2009, pp. 135-138.
- [8] A. Tribak, A. Mediavilla, Alicia Casanueva, and K. Cepero, "A Dual Linear Polarization Feed Antenna System for Satellite Communications," *PIERS Online*, vol. 7, pp. 236-240, 2011.
- [9] Y. Aramaki, N. Yoneda, M. Miyazaki, and T. Horie, "Ultra-thin broadband OMT"

- with turnstile junction," *Microwave Symposium Digest, IEEE*, pp. 47-50, 2003.
- [10] A. Navarrini and R. L. Plambeck, "A turnstile junction waveguide orthomode transducer," *Microwave Theory and Techniques, IEEE*, vol. 54, pp. 272-277, 2006.
- [11] Ivan Soares Ferreira, "Polarização da Radiação Galática em 5GHz: Instrumentação, Medidas e Mapas," INPE, São José dos Campos, Tese de Doutorado 2008.
- [12] Pablo Sarasa, Marina Díaz-Martín, Jean-Christophe Angevain, and Cyril Mangenot, "New compact OMT based on a septum solution for telecom application," in *ESA/ESTEC*, Noordwijk, 2010.
- [13] Dennis Roddy, *Satellite Communications*, 3rd ed.: McGraw-Hill, 2001.
- [14] Yahya Rahmat-Samii, "Reflector Antennas," in *Antenna Engineering Handbook*.: McGraw-Hill, 2007, ch. 15, pp. 15-16;15-31.
- [15] Pedro Pinho, "Guias de Ondas," in *Propagação e Radiação*. Lisboa, 2007, pp. 17-26.
- [16] Jorge Teniente Vallinas, "Modern Corrugated Horn Antennas," Universidad Pública de Navarra, Pamplona, PhD Thesis 2003.
- [17] P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, *Corrugated Horns for Microwave antennas*. England, 1984.
- [18] Carlos del Río Bocio. High performance horn antenna design. [Online]. http://www.radio.feec.vutbr.cz/kosy/soubory/bocia/High_performance_horn_antenna_design_II.pdf, acessado em Janeiro de 2013.
- [19] A. F. Kay, *A wide flare angle horn. A novel feed for low noise broadband and high aperture efficiency antennas*. US Airforce Cambridge Research Laboratories, 1962.
- [20] A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, and L. Shafai, "Microwave Horns and Feeds," in *Microwave Horns and Feeds*., 1994, pp. 152,153.
- [21] L. Lucci, G. Pelosi, L. Selleri, and R. Nesti, "Corrugated Horn Antennas," in *Encyclopedia of RF and microwave engineering*.: John Wiley & Sons, 2005, pp. 833-849.

- [22] R.J. Davis et al., "Design, development and verification of the 30 and 44 GHz front-end modules for the Planck," *IOPscience*, Dezembro 2009.
- [23] F. Villa, M. Sandri, and N. Mandolesi, "High Performance Corrugated Feed Horns For Space Applications at Millimeter Wavelengths," *Experimental Astronomy*, 2008.
- [24] Dassault Systèmes. 3D CAD Design Software SolidWorks. [Online]. www.solidworks.com, acessado em Novembro de 2012.
- [25] Matlab. The Language Of Technical Computing. [Online]. <http://www.mathworks.com/products/matlab/>, acessado em Outubro de 2012.
- [26] AutoDesk, Inc. DXF Reference. [Online]. http://images.autodesk.com/adsk/files/dxf_format.pdf, acessado em Dezembro de 2012.
- [27] Universidade Pública de Navarra. Grupo de Antenas. [Online]. <http://antenas.unavarra.es>, acessado em Janeiro de 2013.
- [28] Christophe Granet and Graeme L. James, "Design of Corrugated Horns: A Primer," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, pp. 76-84, April 2005.
- [29] A. David Olver and Jun Xiang, "Design of Profiled Corrugated Horns," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 36, no. 7, pp. 936-940, July 1988.
- [30] Joseph W. Britton et al., "Corrugated Silicon Platelet Feed Horn Array for CMB Polarimetry at 150 GHz," *SPIE proceedings for Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy V*, no. Instrumentation and Methods for Astrophysics, Jul 2010.
- [31] Erik Kurt Duerr, "Millimeter-wave Integrated Horn Antennas," MIT, Massachusetts, MSc Thesis 1998.
- [32] Rex Miller and Mark Richard Miller, "Milling Machine," in *Machine shop tools & Operations*. USA: Wiley Publishing, Inc., 2004, pp. 233-265.

- [33] Rex Miller and Mark Richard Miller, "Electroerosion," in *Machine shop tools & Operations*. USA: Wiley Publishing, Inc., 2004, pp. 370-377.
- [34] Rex Miller and Mark Richard Miller, "Electroforming," in *Machine shop tools & Operations*. USA: Wiley Publishing, Inc., 2004, pp. 365-370.
- [35] J. Kraus, *Radio Astronomy*.: McGraw-Hill, 1982.
- [36] Comunidade Wikipedia. "Eletroerosão". [Online]. http://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_discharge_machining, acessado em Agosto de 2013.
- [37] Comunidade Wikipedia. "Eletroformação". [Online]. <http://en.wikipedia.org/wiki/Electroforming>, acessado em Agosto de 2013.
- [38] Comunidade Wikipedia. "Fresadora". [Online]. [http://en.wikipedia.org/wiki/Milling_\(machining\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Milling_(machining)), acessado em Agosto de 2013.

Apêndice A

Funções de Bessel

A.1 Zeros da função de Bessel de ordem n

Tabela A.1: Zeros da função de Bessel de ordem n.

	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$
1	2.4048	3.8317	5.1356	6.3802	7.5883
2	5.5201	7.0156	8.4172	9.7610	11.0647
3	8.6537	10.1735	11.6198	13.0152	14.3725
4	11.7915	13.3237	14.7960	16.2235	17.6160
5	14.9309	16.4706	17.9598	19.4094	20.8269
6	18.0711	19.6159	21.1170	22.5827	24.0190
7	21.2116	22.7601	24.2701	25.7482	27.1991

A.2 Zeros da derivada da função de Bessel de ordem n

Tabela A.2: Zeros da derivada da função de Bessel de ordem n.

	$J_0'(x)$	$J_1'(x)$	$J_2'(x)$	$J_3'(x)$	$J_4'(x)$
1	3.8317	1.8412	3.0542	4.2012	5.3176
2	7.0156	5.3314	6.7061	8.0152	9.2824
3	10.1735	8.5363	9.9695	11.3459	12.6819
4	13.3237	11.7060	13.1704	14.5858	15.9641
5	16.4706	14.8636	16.3475	17.7887	19.1960
6	19.6159	18.0155	19.5129	20.9725	22.4010
7	22.7601	21.1644	22.6716	24.1449	25.5898

Apêndice B

Dimensões das antenas cornetas corrugadas propostas

B.1 *Choked* antena, banda dos 10 GHz

Secção de radiação HE11 (tipo Gaussiana)	m	λ
Corrugações verticais: período	0,0063437	0,2252
Corrugações verticais: largura	0,0027183	0,0965
Corrugações verticais: profundidade	0,0076056	0,2700
Diâmetro de Entrada da secção	0,0774650	2,7500
Alpha da secção de radiação (parâmetro adimensional)	0,645	
Comprimento da secção de radiação	0,1690100	6,0000
Diâmetro de saída	0,2034200	7,2215
Corrugações horizontais: período	0,0045296	0,1608
Corrugações horizontais: largura	0,0018113	0,0643
Corrugações horizontais: profundidade	0,0063425	0,2516
Secção do conversor de modo TE11 -> HE11 (tipo Choked)		
Diâmetro do guia de onda	0,0212060	0,7528
Comprimento do conversor TE11->HE11	0,0401730	1,4261
Ângulo de abertura (Flare angle)	35°	
Diâmetro de saída do conversor	0,0774650	2,7500
Dimensão total tendo c/ descritização das corrugações		
Comprimento total conversor Choked + antena GPHA	0,2091900	7,4261
Número de períodos horizontais	5	
Número de períodos verticais	28	

Tabela B.1: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 10 GHz.

B.2 *Choked* antena, banda dos 15 GHz

Secção de radiação HE11 (tipo Gaussiana)	m	λ
Corrugações verticais: período	0,0043941	0,2252
Corrugações verticais: largura	0,0018829	0,0965
Corrugações verticais: profundidade	0,0052683	0,2700
Diâmetro de Entrada da secção	0,0536590	2,7500
Alpha da secção de radiação (parâmetro adimensional)	0,645	
Comprimento da secção de radiação	0,1170700	6,0000
Diâmetro de saída	0,1409100	7,2215
Corrugações horizontais: período	0,0031376	0,1608
Corrugações horizontais: largura	0,0012546	0,0643
Corrugações horizontais: profundidade	0,0043934	0,2252
Secção do conversor de modo TE11 -> HE11 (tipo Choked)		
Diâmetro do guia de onda	0,0146890	0,7528
Comprimento do conversor TE11->HE11	0,0278270	1,4261
Angulo de abertura (Flare angle)	35°	
Diâmetro de saída do conversor	0,0536590	2,7500
Dimensão total tendo c/ descritização das corrugações		
Comprimento total conversor Choked + antena GPHA	0,1449000	7,4261
Número de períodos horizontais	5	
Número de períodos verticais	28	

Tabela B.2: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 15 GHz.

B.3 *Choked* antena, banda dos 23 GHz

Secção de radiação HE11 (tipo Gaussiana)	m	λ
Corrugações verticais: período	0,0028387	0,2252
Corrugações verticais: largura	0,0012164	0,0965
Corrugações verticais: profundidade	0,0034034	0,2700
Diâmetro de Entrada da secção	0,0346640	2,7500
Alpha da secção de radiação (parâmetro adimensional)	0,645	
Comprimento da secção de radiação	0,0756300	6,0000
Diâmetro de saída	0,0910280	7,2215
Corrugações horizontais: período	0,0020269	0,1608
Corrugações horizontais: largura	0,0008105	0,0643
Corrugações horizontais: profundidade	0,0028382	0,2262
Secção do conversor de modo TE11 -> HE11 (tipo Choked)		
Diâmetro do guia de onda	0,0094891	0,7528
Comprimento do conversor TE11->HE11	0,0179770	1,4261
Angulo de abertura (Flare angle)	35°	

Diâmetro de saída do conversor	0,0346640	2,7500
Dimensão total tendo c/ descritização das corrugações		
Comprimento total conversor Choked + antena GPHA	0,0936070	7,4261
Número de períodos horizontais	5	
Número de períodos verticais	28	

Tabela B.3: Dimensões e parâmetros da corneta proposta para os 23 GHz.