

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

LUCAS RIBEIRO GOMES DA SILVA

Análise e Síntese Geométrica de Antenas Duplo-Refletoras para Cobertura Omnidirecional

São João da Boa Vista

2021

Lucas Ribeiro Gomes da Silva

Análise e Síntese Geométrica de Antenas Duplo-Refletoras para Cobertura Omnidirecional

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2021

S586a

Silva, Lucas Ribeiro Gomes da

Análise e síntese geométrica de antenas duplo-refletoras para cobertura omnidirecional / Lucas Ribeiro Gomes da Silva. -- São João da Boa Vista, 2021

65 p. : il., tabs.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Câmpus Experimental de São João da Boa Vista, São João da Boa Vista

Orientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Antenas (Eletrônica). 2. Óptica geométrica. 3. Telecomunicações. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Câmpus Experimental de São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

ANÁLISE E SÍNTESE GEOMÉTRICA DE ANTENAS DUPLO-REFLETORAS
PARA COBERTURA OMNIDIRECIONAL

Aluno: Lucas Ribeiro Gomes da Silva
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

1. Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
2. Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
3. José Augusto de Oliveira (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 014/2020)
--

São João da Boa Vista, 12 de março de 2021

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

LUCAS RIBEIRO GOMES DA SILVA

**ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO COMO PARTE DO
REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE "GRADUANDO EM
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES "**

**APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

Profº Dr. JULIANO ANTONIO DE OLIVEIRA
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:

Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel
Orientador/UNESP-SJBV

Profº Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde
UNESP-SJBV

Profº Dr. José Augusto de Oliveira
UNESP-SJBV

Março , 2021

DADOS CURRICULARES

LUCAS RIBEIRO GOMES DA SILVA

NASCIMENTO	12/01/1998
FILIAÇÃO	Fabiana Vieira Ribeiro Coriolano Gomes da Silva
2016 / 2020	Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações UNESP–SJBV

Agradeço, m primeiro lugar, Deus, pela força perseverança durante a longa jornada da minha graduação. Agradeço, também, a minha família que sempre me apoiou em todos os momentos, bons e ruins, nessa longo período de formação. Agradeço, ao meu Orientador Rafael Abrantes Penchel e aos auxiliares técnicos da UNESP que sempre buscaram me ajudar quando precisei e que me orientaram para sempre ter uma graduação de excelência.

AGRADECIMENTOS

Neste trabalho, quero agradecer:

Ao Prof. Rafael Abrantes Penchel, meu orientador, pelos ensinamentos durante toda essa jornada de pesquisa científica, pelas críticas, pelas sugestões e pelos elogios feitos.

A, minha família: Coriolano e Fabiana, meus pais pelo amor e pelo carinho que sempre me deram em toda minha graduação, ao meu irmão Leonardo, que sempre me acompanhou e me incentivou.

A, Priscilla, minha namorada, que sempre me incentivou e me apoiou em todos os momentos que precisei.

A FAPESP - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, pelo apoio financeiro e científico, indispensável para este trabalho.

Este trabalho contou com o apoio da seguinte entidade:

FAPESP - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo

RESUMO

Este trabalho apresenta algoritmos de síntese de refletores clássicos e de refletores modelados para antenas de dois refletores com cobertura omnidirecional, tomando como base os princípios da óptica geométrica (*GO - Geometrical Optics*). As configurações analisadas são: ADE (*Axis-Displaced Ellipse*) e ADC (*Axis-Displaced Cassegrain*). Além dos algoritmos de síntese geométrica dos refletores, é feita a análise eletromagnética dessas antenas e de uma corneta coaxial operando no modo TEM (*Transverse Electromagnetic Modes*), levando em conta que as superfícies dos refletores são condutores elétricos perfeitos (*PEC - perfect electric conductor*), a partir de diagramas de radiação e gráficos de coeficiente de reflexão por meio de um algoritmo de método dos momentos (*MoM - Method of Moments*). As análises dos diagramas de radiação e dos gráficos de perda de retorno levam em conta a alteração de parâmetros de controle: σ_1 , σ_2 e σ_3 . Dessa forma, é demonstrada a interferência desses parâmetros na eficiência das antenas, e com isso é estudado um ponto ótimo entre a diretividade das antenas e os níveis de lóbulos secundários, a fim de melhorar a eficiência dessas antenas, em termos de diretividade e direção azimutal de interesse.

PALAVRAS-CHAVE: ANTENAS REFLETORAS; ÓPTICA GEOMÉTRICA; SÍNTESE GEOMÉTRICA; MODELAGEM DE SUPERFÍCIES ;DIRETIVIDADE; EFICIÊNCIA; MÉTODO DOS MOMENTOS

ABSTRACT

This work presents algorithms for the synthesis of classic reflectors and modeled reflectors for antennas of two reflectors with omnidirectional coverage, based on the principles of geometric optics (*GO - Geometrical Optics*). The analyzed configurations are: ADE (*Axis-Displaced Elipse*) and ADC (*Axis-Displaced Cassegrain*). In addition to the geometric synthesis algorithms of the reflectors, an electromagnetic analysis of these antennas and a coaxial horn operating in the TEM mode is performed (*Transverse Electromagnetic Modes*), taking into account that the reflector surfaces are perfect electrical conductors (*PEC - perfect electric conductor*), from radiation diagrams and reflection coefficient graphs using a moment method algorithm (*MoM - Method of Moments*). The analysis of radiation diagrams and return loss graphs takes into account the change in control parameters: σ_1 , σ_2 and σ_3 . In this way, the interference of these parameters in the antenna efficiency is demonstrated, and with this an optimum point is studied between the directivity of the antennas and the levels of secondary lobes, in order to improve the efficiency of these antennas, in terms of directivity and azimuth direction of interest.

KEY WORDS: REFLECTIVE ANTENNAS; GEOMETRIC OPTICS; GEOMETRIC SYNTHESIS; SURFACE MODELING; DIRECTIVITY; EFFICIENCY;METHOD OF MOMENTS

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Contextualização	11
1.2	Revisão Bibliográfica	12
1.3	Objetivos	13
1.4	Organização do Trabalho	13
2	ANTENAS DUPLO-REFLETORAS OMNIDIRECIONAIS CLÁSSICAS	15
2.1	Síntese Geométricas das Antenas Clássicas	19
2.2	Análise de distribuição de Campo na Abertura	23
3	SÍNTESE ÓPTICA DE ANTENAS DUPLO-REFLETORAS OMNIDIRECI- ONAS	25
4	ANÁLISE ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS DUPLO-REFLETORAS	29
4.1	Estudo de Caso para a Configuração ADC	31
4.1.1	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 10$, $\sigma_3 = 5$ dB	34
4.1.2	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 20$, $\sigma_3 = 5$ dB	37
4.1.3	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 5$ dB	39
4.1.4	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 10$ dB	41
4.1.5	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 15$ dB	43
4.1.6	Análise de Lóbulos Secundários: Casos 001 a 030	45
4.2	Estudo de Caso para a Configuração ADE	47
4.2.1	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 10$, $\sigma_3 = 5$ dB	50
4.2.2	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 20$, $\sigma_3 = 5$ dB	52
4.2.3	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 5$ dB	54
4.2.4	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 10$ dB	56
4.2.5	Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 15$ dB	58
4.2.6	Análise de Lóbulos Secundários: Casos 001 a 030	60
5	CONCLUSÕES	62
	REFERÊNCIAS	63

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Observa-se, historicamente, que após a década de sessenta do século XX a necessidade de uso do espectro de frequências tornou-se muito intensa. Com isso, as faixas de frequência utilizadas pelos inúmeros dispositivos acabou se tornando congestionada para a alocação de novos recursos, em especial na faixa que vai desde 700MHz até 2.6GHz, (PENCHEL, 2009). Além disso, há também a necessidade de se alocar novos recursos para as redes móveis de quinta geração (5G), sem retirar os recursos em uso de modo que ambas as redes funcionem simultaneamente. O IMT-2020, grupo de trabalho do ITU-R responsável pela padronização do 5G, definiu que a nova geração de comunicações móveis fosse desenvolvida com base em três pilares: comunicação massiva entre máquinas (M2M); banda larga móvel aprimorada e comunicações ultra confiáveis e de baixa latência, conforme é ilustrado na Figura 1.

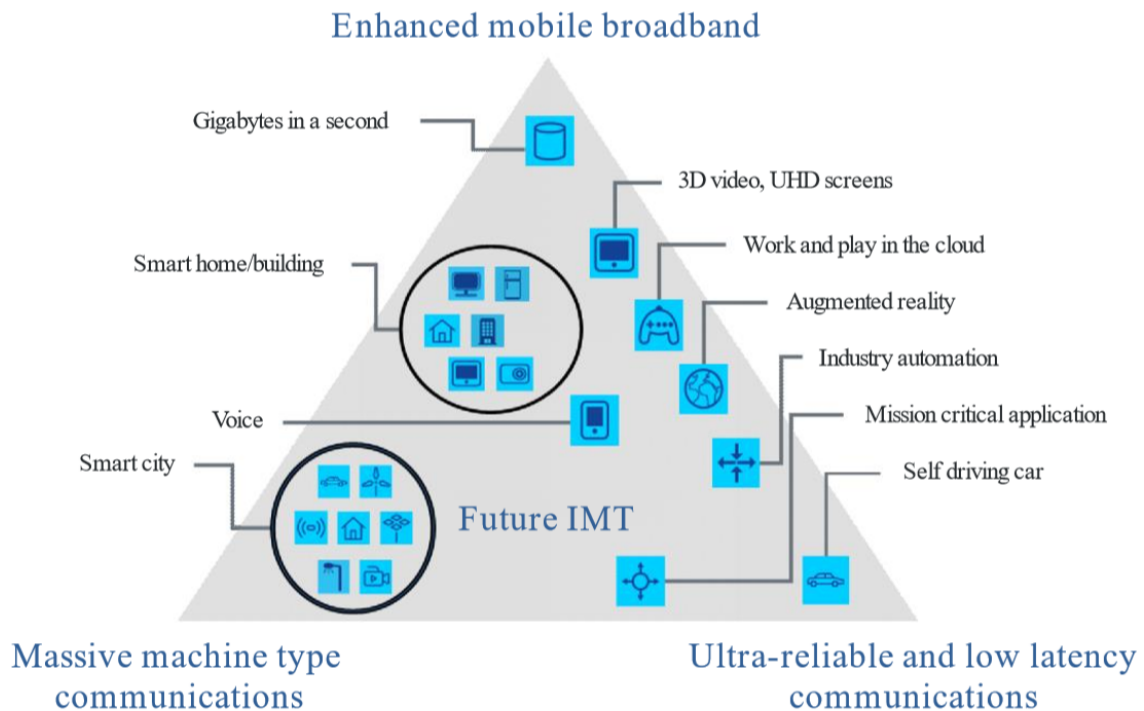


Figura 1 – Cenário IMT-2020, (ITU-R, 2015)

Para compreender melhor as necessidades definidas pelo IMT-2020 com relação a nova geração de dispositivos móveis, é necessário avaliar os requisitos mínimos para implantação do 5G. Segundo o IMT-2020, algumas métricas devem ser consideradas para que seja possível ter requisitos mínimos para implantação de interfaces de rádio 5G, as principais métricas são: pico da taxa de dados em condições ideais, dada em bits/s; eficiência espectral de pico em condições ideais, dada em bits/s/Hz; taxa de dados experimentada pelo usuário e latência experimentada pelo usuário, (ITU-R, 2017).

Com relação ao pico da taxa de dados em condições ideais, foi definido, tomando como base os sistemas de banda larga aprimorada, 20 Gbit/s para downlink e 10 Gbits/s para uplink. No que diz

respeito a eficiência espectral, tomando como base os sistemas ultra-confiáveis e de baixa latência, definiu-se 30 bits/s/Hz para downlink e 15 bits/s/Hz para uplink. Agora, com relação as experiências do usuário, o foi definida uma taxa de dados igual 100 Mb/s para downlink e 50 Mb/s para uplink. Com relação a latência experimentada pelo usuário, o IMT-2020 a definiu, como sendo 4ms para sistemas de banda larga aprimorada e 1ms para sistemas ultra-confiáveis e de baixa latência, (ITU-R, 2017).

A partir destes requisitos, pode-se perceber que banda é um ponto crítico, necessitando, assim, da alocação de uma ampla larga faixa espectral. Neste sentido, é inevitável que haja um deslocamento do uso da faixa espectral, em especial aos serviços de banda larga aprimorável, para a faixa de ondas milimétricas (30 – 300 GHz). Com isso, tanto os serviços, como os dispositivos devem se adequar a esse novo cenário. Como consequência, os elementos irradiadores (antenas) devem resposta em frequência banda larga e, em algumas aplicações, cobertura omnidirecional, a fim de abranger um maior número de usuários nas células de cobertura. Uma alternativa para esse cenário é a utilização de antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional.

Essas antenas, além de ser banda larga possuem alta diretividade, alta eficiência e formato compacto. Com isso, levando-se em conta a operação na faixa de frequência de 20 GHz a 40 GHz, este trabalho busca apresentar a síntese e a análise de antenas refletoras com cobertura omnidirecional nas configurações clássicas (i. e. gerados a partir de cônicas) e modeladas por meio de Óptica Geométrica (*GO-Geometrical Optics*)

A fim de melhorar a eficiência das antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional, fez-se a modelagem dos refletores, em (PENCHEL, 2018), de modo que fosse obtido uma iluminação uniforme na abertura dessas antenas, levando em conta a Óptica Geométrica (*GO - Geometrical Optics*). Entretanto, esse processo torna a energia nas bordas muito elevada, o que ocasiona aumento no nível de lóbulos secundários e a piora da perda de retorno. Dessa forma, busca-se encontrar um nível de energia na abertura, em função de três parâmetros de controle : σ_1 , σ_2 e σ_3 .

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O estudo sobre antenas refletoras teve seu início a partir da implementação de sistemas de radar, em meados da década de quarenta do século XX. Nesse período, um estudo sobre antenas refletoras usando GO foi apresentado, (CHU, Jun. 1947). Nesse estudo, foi levado em conta refletores cilíndricos a fim de obter um diagrama de radiação do tipo cossecante ao quadrado. Posteriormente, na década de sessenta desse mesmo ano, em (HANNAN, 1961), foi feito um estudo de antenas com a utilização de dois refletores baseados em cônicas confocais que produziam uniformidade de fase na abertura das antena. Um pouco mais adiante, em 1977, outro estudo sobre esse tipo de antena foi feito por (CLARRICOATS, Oct 1977).

Outros estudos na década de sessenta, (KINBER, June 1962; MORGAN, 1964), tratavam mais amplamente sobre os modelos de antenas refletoras formadas por dois refletores axialmente simétricos, com geratrizes cônicas confocais em torno de um eixo de simetria. A combinação das cônicas (parábola, elipse e hipérbole) formava quatro tipos de configurações: ADC (*axis-displaced Cassegrain*) e ADG (*axis-displaced Gregorian*), ADH (*axis-displaced hyperbola*) e ADE (*axis-displaced ellipse*). Em

1963, foi apresentado um método de síntese óptica dos refletores a fim de obter uma distribuição de fase e de amplitude arbitrários na abertura das antenas duplo-refletores com cobertura omnidirecional. Nesse estudo, foram utilizados princípios de óptica geométrica, Lei de Snell e conservação de energia, (PENCHEL, 2009).

Posteriormente, em (MOREIRA; JR., Abril 2001), foi proposta uma generalização para essas quatro configurações de antenas duplo-refletores omnidirecionais, as quais foram denominadas de antenas clássicas. Nessa generalização, foi visto que as antenas clássicas tinham um diagrama de radiação específico que não iluminava de maneira uniforme o sub-refletor e posteriormente a abertura dessas antenas. E, devido a isso as antenas se tornavam pouco eficientes. Dessa forma, no ano de 2018, em (PENCHEL, 2018), foi proposto um algoritmo de modelagem dos dois refletores, para as configurações ADE e ADC, o qual visava aumentar a diretividade, assim como o ganho das antenas duplo-refletores com cobertura omnidirecional, visto que as antenas clássicas (sem modelagem dos refletores) não tinham uma distribuição de densidade de potência uniforme na abertura. Nesse algoritmo de modelagem dos refletores, a energia proveniente do alimentador era ao máximo colimada na direção azimutal de interesse, isso, pois n pares de seções cônicas confocais eram concatenados a fim de proporcionar distribuição de fase e potência uniforme na abertura das antenas com um caminho óptico constante proporcionado pela GO.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo investigar, através de uma análise eletromagnética rigorosa, os efeitos da alteração da distribuição do campo na abertura das antenas, tomando como base o campo descrito pela Óptica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*).

Para isso será necessário realizar a síntese geométrica das antenas, na qual será levada em conta as configurações ADE (*Axis-Displaced Ellipse*) e ADC (*Axis-Displaced Cassegrain*). Em um primeiro momento, serão sintetizadas as antenas duplo-refletores com cobertura omnidirecional nas configurações clássicas, ADE e ADC. Posteriormente, será realizada a análise eletromagnética dessas antenas na faixa de 20 GHz a 40 GHz. Em um segundo momento, será feita a síntese das antenas ADE e ADC com a inserção de parâmetros de modelagem para ambos os refletores. Esses parâmetros, conforme foi visto em (PENCHEL, 2018), são: σ_1 , σ_2 e σ_3 . Posteriormente, serão realizadas as análises eletromagnéticas (perda de retorno, e diagrama de radiação em banda) na faixa de 20 GHz a 40 GHz.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho aborda a síntese e a análise de antenas duplo-refletores com cobertura omnidirecional nas configurações, ADE e ADC. Nesse sentido, foram estudados dois algoritmos. O primeiro, descrito no Capítulo 2, trata da síntese dessas antenas considerando apenas um par de cônicas, o qual depende da configuração escolhida. Na Seção 2.1, é dado um entendimento sobre as antenas clássicas, suas possíveis configurações, assim como suas características geométricas. Na Seção 2.1, é descrito um algoritmo de síntese geométrica para as antenas clássicas nas configurações ADE e ADC, baseado em (MOREIRA; BERGMANN, 2006).

No Capítulo 3, será abordada uma solução de modelagem de dois refletores para essas antenas. Para esta modelagem, serão utilizados os princípios de Óptica Geométrica (GO - *Optical Geometrics*), a fim de diminuir o custo computacional. Isso será possível, pois essas antenas têm por característica um comprimento de onda elevado se comparado ao das ondas eletromagnética fornecidas pelo alimentador. E, portanto, essa aproximação se torna válida.

No Capítulo 4, será abordada a análise eletromagnética das antenas clássicas por meio do método dos momentos (MoM). Na Seção 4.1, será abordada a análise eletromagnética das antenas clássicas e modeladas para a configuração ADC. Na Seção 4.2, serão analisadas as análises eletromagnéticas das antenas clássicas e modeladas para a configuração ADE. Vale ressaltar, que nessas seções serão abordados os resultados de: ganho máximo por frequência; diagrama de radiação em banda (20 a 40 GHz); Influências dos parâmetros (σ_1 , σ_2 e σ_3) de controle no diagrama de radiação; coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$).

2 ANTENAS DUPLO-REFLETORAS OMNIDIRECIONAIS CLÁSSICAS

As antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional são formadas por dois refletores, o primeiro é denominado de "sub-refletor" (localizado na parte superior da antena) e o segundo é denominado de "refletor principal" (localizado na parte inferior da antena), ver [Figura 2](#). Esses refletores são iluminados a partir de um alimentador, que no caso deste trabalho é uma corneta coaxial operando no modo TEM (*Transverse Electromagnetic Modes*), ver [Figura 2](#). Os refletores são formados pela revolução de geratrizes cônicas confocais em torno de um eixo de simetria. Dessa forma, as antenas são obtidas usando geratrizes de três tipos de cônicas confocais, são elas: parábola (refletor principal) ou elipse e hipérbole (subrefletor). Dessa forma, é possível obter quatro configurações axialmente simétricas: ADE (*Axis-Displaced Ellipse*), ADC (*Axis-Displaced Cassegrain*), ADG (*Axis-Displaced Gregorian*) e ADH (*Axis-Displaced Hyperbola*). Essas configurações podem ser analisadas na [Figura 3](#), na [Figura 4](#), na [Figura 4](#), na [Figura 5](#) e na [Figura 6](#), respectivamente, ([PENCHEL, 2009](#); [JR et al., 2004](#)).

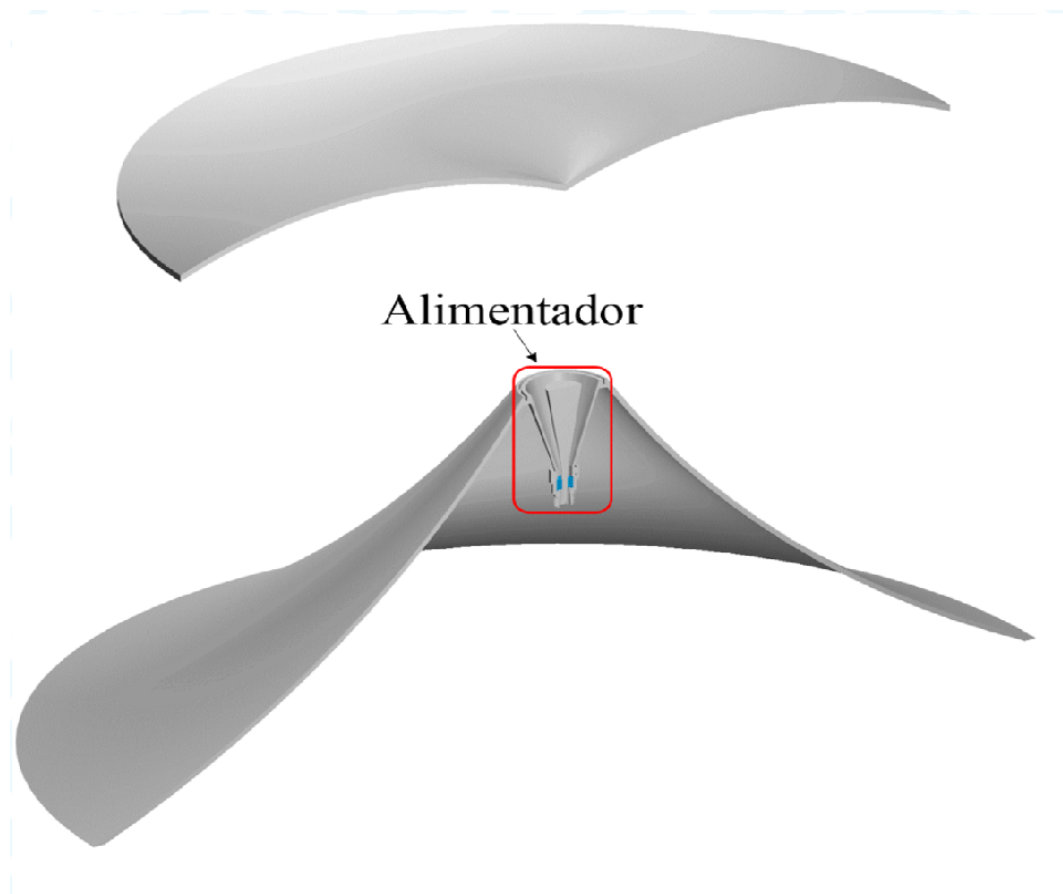


Figura 2 – Geometria 3D das antenas duplo-refletoras, ([PENCHEL, 2009](#))

Nas antenas clássicas o sub-refletor é formado por elipse ou hipérbole, delimitadas pelo vértice Q e o ponto R , um dos focos na origem do sistema O e o outro no ponto P , conforme ilustra a [Figura 3](#) e a [Figura 4](#). Com o objetivo de colimar a energia em uma direção, a geratriz do refletor principal é sempre formada por parábolas delimitadas pelos pontos P_1 e P_2 com um determinado foco P (e outro

no infinito), o qual é coincidente com o foco da cônica do sub-refletor. Assim, do ponto de vista da GO, os raios que partem da origem O (foco do subrefletor) são refletidos na direção do outro foco P , que por sua vez também é foco do refletor principal, e são refletidos na direção paralela ao eixo de simetria da parábola.

Se a cônica que gera o subrefletor for uma elipse, então, em uma referência aos espelhos, o foco P é dito real por se encontrar entre os refletores. Se o mapeamento dos raios for feito sem cruzar o eixo de simetria (i. e. o ângulo da borda do subrefletor θ_E for positivo), tem-se uma configuração ADE (ver Figura 3), caso contrário (θ_E negativo) a configuração será ADG (ver Figura 5). Por outro lado, caso a geratriz do sub-refletor seja uma hipérbole, então o foco P é dito virtual (por se encontrar “atrás” do subrefletor). Se o mapeamento dos raios for feito sem cruzar o eixo de simetria (θ_E positivo), tem-se uma configura ADC (ver Figura 4), caso contrário (θ_E negativo), a configuração será ADH (ver Figura 6). Isso é resumido na Tabela 1.

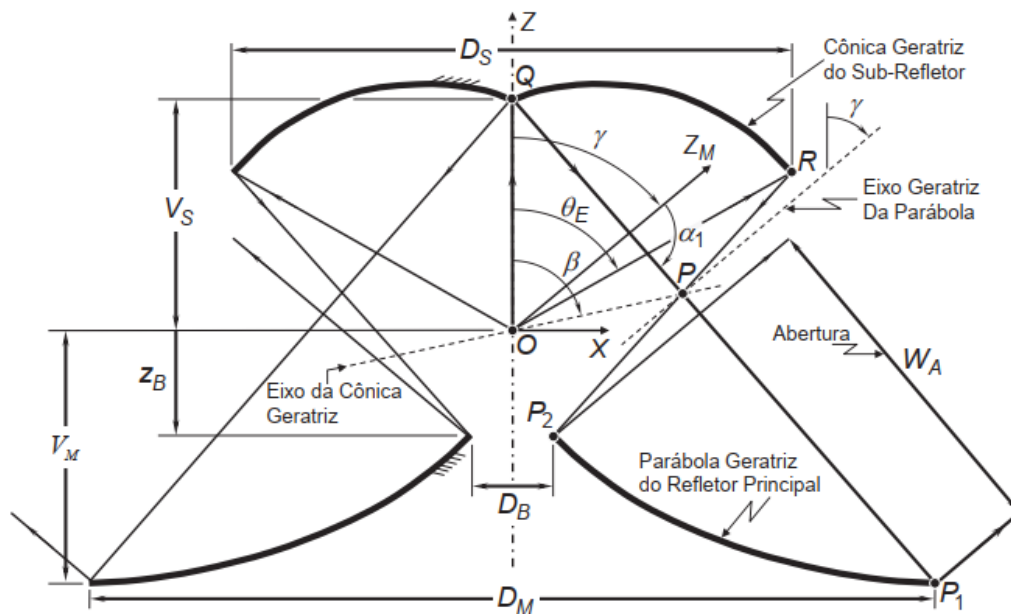


Figura 3 – Geometria ADE, (PENCHEL, 2009)

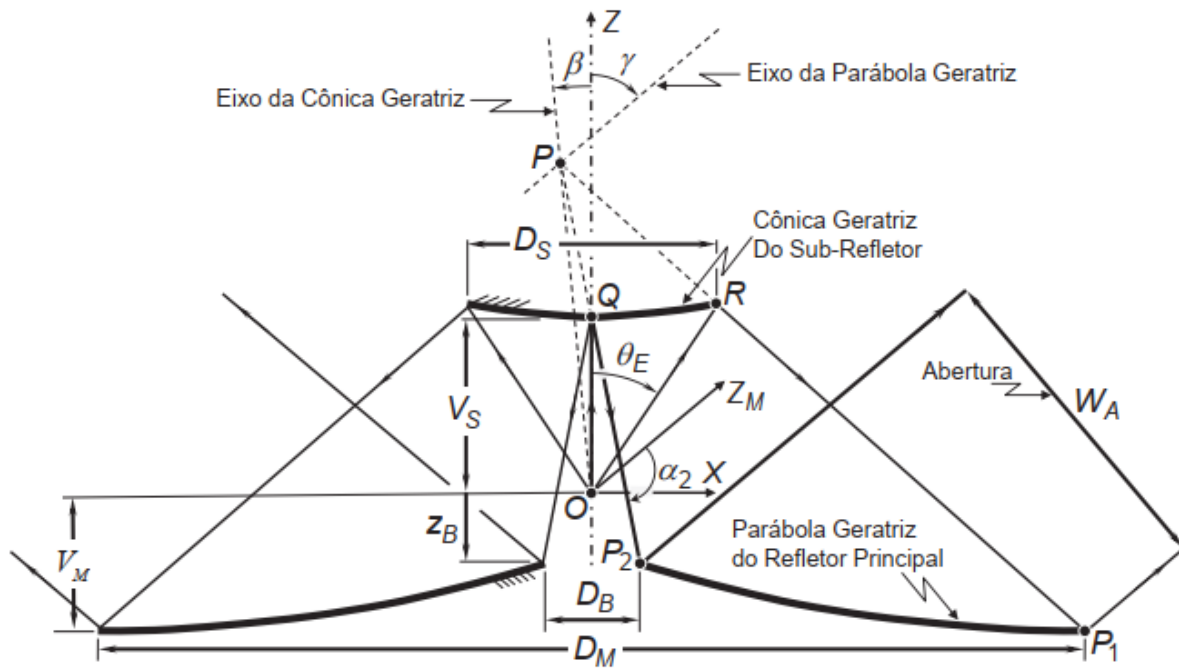


Figura 4 – Geometria ADC, (PENCHEL, 2009)

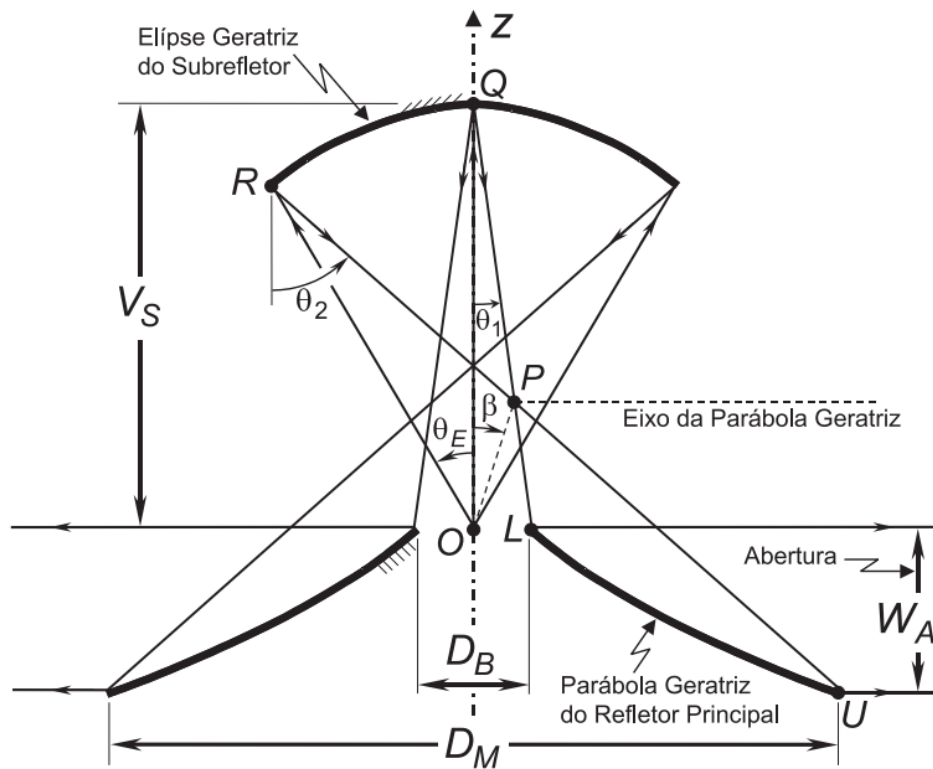


Figura 5 – Geometria ADG, (JR et al., 2004)

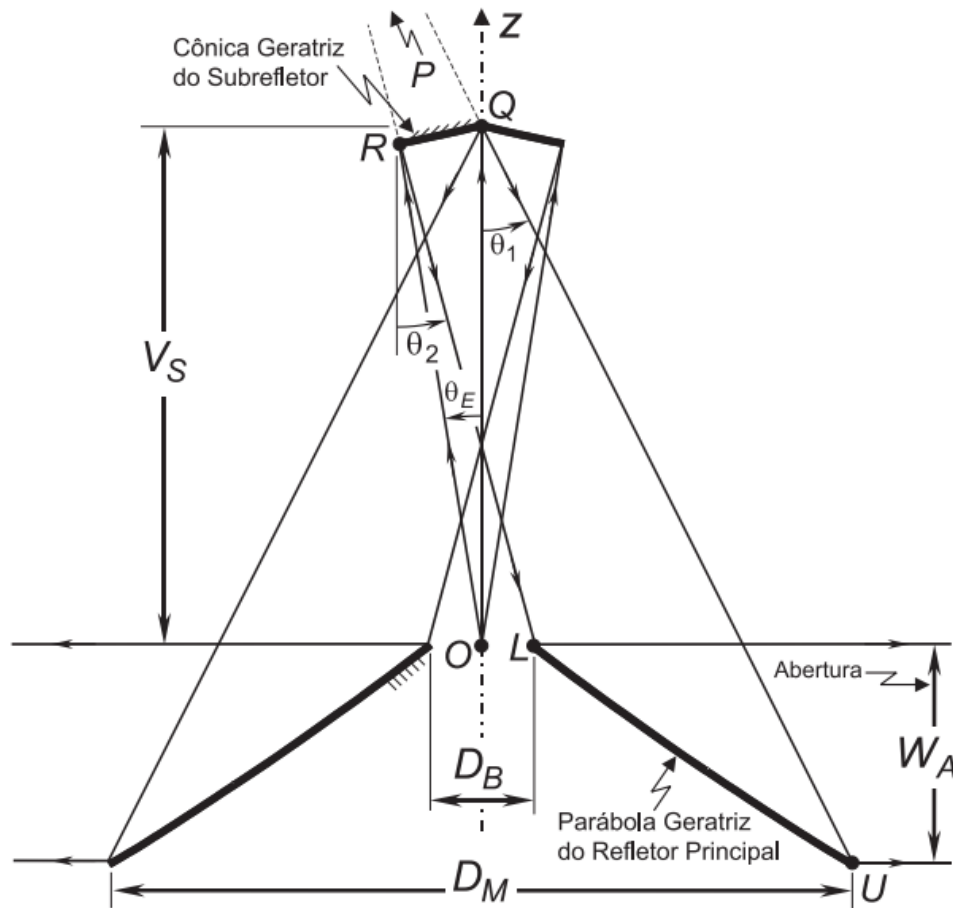


Figura 6 – Geometria ADH, (JR et al., 2004)

Outro ponto a ser dito é a relação entre focos virtuais e reais com o tipo de configuração a ser obtida. Nesse sentido, vale dizer a relação entre o ângulo de abertura (θ_E) das antenas com a configuração obtida, ver [Figura 3](#) e [Figura 4](#). Quando o ângulo θ_E for positivo e o foco for real, então a configuração será ADE. Se o ângulo θ_E for negativo e o foco for real, então a configuração será ADG. Por outro lado, caso a o ângulo θ_E for positivo e o foco for virtual, então a configuração será ADC. Por fim, se o ângulo θ_E for negativo e o foco for virtual, então a configuração obtida será ADH.

Foco P	$\theta_E > 0$	$\theta_E < 0$
Virtual	ADC	ADH
Real	ADE	ADG

Tabela 1 – Configurações axialmente simétricas

Com relação ao projeto destas antenas, de maneira geral, a partir de um objetivo inicial no projeto de uma antena refletora — por exemplo, a forma do diagrama de radiação —, a síntese da (s) superfície (s) refletora(s) é elaborada através da Óptica Geométrica (GO – *Geometrical Optics*) ([Silver, 1949](#); [Balanis, 2016](#)). Nesta técnica, os efeitos difrativos e de acoplamento eletromagnético entre os refletores e o alimentador são totalmente negligenciados. Não obstante, soluções aproximadas — cuja precisão aumenta na medida em que as dimensões elétricas da antena aumentam — podem ser obtidas. No caso das antenas duplo-refletores omnidirecionais, os fenômenos difrativos e de acoplamento são

particularmente importantes em razão da proximidade entre refletores e o alimentador e das próprias dimensões elétricas da antena, tipicamente menores do que nas antenas refletoras direcionais (Orefice; Pirinoli, 1993; Moreira; Bergmann, 2006; Moreira; Prata; Bergmann, 2007). Como consequência, verifica-se diferenças entre o diagrama de radiação projetado usando GO e o obtido usando análise eletromagnética rigorosa, i.e. Método dos Elemento Finitos (FEM – *Finite Element Method*) ou MoM (Bergmann; Moreira, 2009; Penchel; Bergmann; Moreira, 2013).

Outra limitação da GO reside no modelo do alimentador, idealizado como uma fonte pontual de onde emerge uma frente de onda esférica e o diagrama de radiação aproximado pelo modo TEM de uma abertura coaxial (Balanis, 2012). Em razão disto, em projetos baseados em GO, é desejado a estabilidade da posição do centro de fase do alimentador, bem como diagramação de radiação constante ao longo da banda de operação. No entanto, a obtenção deste tipo de comportamento em uma faixa de frequência muito grande é extremamente difícil. Como consequência, o diagrama de radiação do conjunto (alimentador e refletores) tende a afastar-se do objetivo na medida em que afasta da frequência central do projeto.

Neste trabalho são abordadas as análises eletromagnéticas das configurações ADE e ADC, pois, conforme (PENCHEL, 2009), o volume e as dimensões das configurações ADG e ADH são muito maiores se comparado as configurações ADE e ADC.

2.1 SÍNTESE GEOMÉTRICAS DAS ANTENAS CLÁSSICAS

Nesta seção é abordada a formulação para a síntese das antenas clássicas nas configurações ADE e ADC, que podem ser vistas na Figura 3 e na Figura 4 respectivamente. Inicialmente, alguns aspectos estruturais e de projeto devem ser explicitados. No que diz respeito ao projeto de antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional, existem três fases: determinação dos parâmetros de físicos; obtenção das geratrizes; e análise eletromagnética. Assim, é importante, no momento em questão, definir os parâmetros físicos das antenas (ilustrados na Figura 3 e na Figura 4) necessários para se realizar a síntese, são eles: largura da abertura (W_A); diâmetro do refletor principal (D_M); diâmetro de bloqueio (D_B); distância entre o foco principal e o vértice Q do sub-refletor (V_S); ângulo no plano de elevação (γ).

Usando os parâmetros físicos das antenas, é possível apresentar a formulação utilizada para obter as geratrizes dos refletores. Inicialmente, define-se a posição do vértice do subrefletor Q como

$$\hat{Q} = \vec{V}_S \hat{z}. \quad (2.1)$$

A partir da equação polar das cônicas, a geratriz do sub-refletor (vvr_S), definida pelos parâmetros das cônicas, excentricidade e , distância inter-focal $2c$, ângulo de deslocamento do eixo de simetria β , pode ser escrita como, (MOREIRA; BERGMANN, 2006):

$$\vec{r}_S(\theta_F) = \frac{c(e^2 - 1) [2\eta_F \hat{x} + (\eta_F^2 - 1)\hat{z}]}{e [(e \cos(\beta) - 1)\eta_F^2 + 2\eta_F e \sin(\beta) - e(e \cos(\beta) + 1)]}, \quad (2.2)$$

em que $\eta_F = \cot(\theta_F/2)$, e θ_F é o ângulo formado entre o eixo z e um ponto qualquer na geratriz. No entanto, a definição destes parâmetros está intimamente ligada aos parâmetros do refletor refletor

principal. Com isso, de acordo com (MOREIRA; BERGMANN, 2006), é preciso definir os pontos P_1 e P_2 (veja a Figura 3 e a Figura 4), na forma:

$$\begin{aligned}\vec{P}_1 &= \frac{D_M}{2}\hat{x} + \left[z_B + \left(\frac{D_M - D_B}{2} \coth(\gamma) - W_A \csc(\gamma) \right) \right] \hat{z} \\ \vec{P}_2 &= \frac{D_B}{2}\hat{x} + z_B \hat{z}\end{aligned}\quad (2.3)$$

A fim de facilitar os cálculos, rotaciona-se o sistema de coordenadas por um ângulo γ (ângulo azimutal de direção máxima de radiação), e dessa forma obtém-se um sistema de coordenadas auxiliar $(\hat{x}_M, \hat{z}_M)$, definido por

$$\begin{aligned}\hat{x}_M &= \cos(\gamma)\hat{x} - \sin(\gamma)\hat{z} \\ \hat{z}_M &= \sin(\gamma)\hat{x} + \cos(\gamma)\hat{z}\end{aligned}\quad (2.4)$$

Com isso, $\hat{z}_M$ fica paralelo ao eixo da parábola do refletor principal, ver Figura 3, (MOREIRA; BERGMANN, 2006). A partir da equação da parábola, obtém-se o vetor que descreve os pontos P_1 e P_2 em função do ponto focal P (MOREIRA; BERGMANN, 2006):

$$\vec{P}_1 - \vec{P} = 2F \left[\eta(\alpha_1)\hat{x}_M + \frac{\eta^2(\alpha_1) - 1}{2}\hat{z}_M \right], \quad (2.5)$$

$$\vec{P}_2 - \vec{P} = 2F \left[\eta(\alpha_2)\hat{x}_M + \frac{\eta^2(\alpha_2) - 1}{2}\hat{z}_M \right], \quad (2.6)$$

de tal forma que F é a distância focal da parábola, $\vec{P}$ o vetor de localização do foco do refletor principal, α_1 e α_2 os ângulos formados pelos primeiro e último raios, respectivamente, em relação ao eixo auxiliar $\hat{z}_M$, e que η_α seja:

$$\eta(\alpha) = \cot\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.7)$$

Com isso, a partir de 2.5, 2.6, obtém-se, (MOREIRA; BERGMANN, 2006):

$$\vec{P}_1 - \vec{P}_2 = 2F[\eta(\alpha_1) - \eta(\alpha_2)] \left[\hat{x}_M + \frac{\eta(\alpha_1) + \eta(\alpha_2)}{2}\hat{z}_M \right]. \quad (2.8)$$

Como $P_1 - P_2$ é um resultado já obtido em 2.3, então, de 2.8, pode-se obter a seguinte relação:

$$\eta(\alpha_1) + \eta(\alpha_2) = \frac{2\hat{z}_M \cdot (P_1 - P_2)}{\hat{x}_M \cdot (P_1 - P_2)} \quad (2.9)$$

A fim de relacionar os ângulos α_1 e α_2 com os parâmetros de entrada, após algumas manipulações, pode-se mostrar que (MOREIRA; BERGMANN, 2006)

$$\frac{(\vec{P}_i - \vec{Q})}{|\vec{P}_i - \vec{Q}|} = \sin(\alpha_i)\hat{x}_M + \cos(\alpha_i)\hat{z}_M, \quad (2.10)$$

de tal forma que $i = 1$ para a configuração ADE e $i = 2$ para a configuração ADC, [Figura 3](#) e [Figura 4](#) respectivamente. Consequentemente, conforme [\(MOREIRA; BERGMANN, 2006\)](#), obtém-se:

$$\eta(\alpha_i) = \frac{\hat{x}_M \cdot (\vec{P}_i - \vec{Q})}{|\vec{P}_i - \vec{Q}| - \hat{z}_M \cdot (\vec{P}_i - \vec{Q})} \quad (2.11)$$

Com a determinação dos ângulos α_1 e α_2 , pode-se determinar a distância focal F , a partir de [2.8](#), com a seguinte expressão:

$$F = \frac{\hat{x}_M \cdot (\vec{P}_1 - \vec{P}_2)}{2[\eta(\alpha_1) - \eta(\alpha_2)]} = \frac{\hat{z}_M \cdot (\vec{P}_1 - \vec{P}_2)}{\eta^2(\alpha_1) - \eta^2(\alpha_2)}. \quad (2.12)$$

Por inspeção, é possível observar que

$$2c = |\vec{P}|, \quad (2.13)$$

e, assim, obtém-se o ângulo β pela relação entre o eixo de simetria e o eixo da cônica a partir de:

$$\vec{P} = 2c[\sin(\beta)\hat{x} + \cos(\beta)\hat{z}], \quad (2.14)$$

A excentricidade pode ser determinada a partir de [\(MOREIRA; BERGMANN, 2006\)](#):

$$\frac{2c}{e} = \hat{z} \cdot \vec{Q} + (\vec{P} - \vec{Q}) \cdot \frac{\vec{P}_i - \vec{Q}}{|\vec{P}_i - \vec{Q}|}, \quad (2.15)$$

sendo que para P_1 tem-se a configuração da [Figura 3](#) e para P_2 tem-se a configuração da [Figura 4](#), [\(MOREIRA; BERGMANN, 2006\)](#).

A fim de determinar os parâmetros, θ_E (ângulo de abertura da antena) e D_S (Diâmetro do sub-refletor), determina-se o vetor do último ponto da borda do sub-refletor $\vec{R}$, ver [Figura 3](#) e [Figura 4](#), a partir de:

$$\vec{R} = \vec{P} + \frac{(c/e)(e^2 - 1)[\sin(\alpha_j + \gamma)\hat{x} + \cos(\alpha_j + \gamma)\hat{z}]}{1 - e \cos(\alpha_j + \gamma - \beta)}, \quad (2.16)$$

em que $\alpha_j = \alpha_1$ ou α_2 . Sendo assim, pode-se obter θ_E e D_S a partir de, [\(MOREIRA; BERGMANN, 2006\)](#):

$$\begin{aligned} \theta_E &= \frac{\hat{x} \cdot \vec{R}}{\hat{z} \cdot \vec{R}}, \\ D_S &= 2|\hat{x} \cdot \vec{R}|. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Após determinar os parâmetros da cônica, a geratriz do subrefletor e gerada para $0 \leq \theta_F \leq \theta_E$ usando a expressão

$$\vec{r}_S(\theta_F) = \frac{c(e^2 - 1)[2\eta_F\hat{x} + (\eta_F^2 - 1)\hat{z}]}{e[(e \cos(\beta) - 1)\eta_F^2 + 2\eta_F e \sin(\beta) - e(e \cos(\beta) + 1)]}, \quad (2.18)$$

de tal forma que θ_F é o ângulo formado entre o eixo de simetria z e os raios do alimentador, ver [Figura 7](#).

A partir da [Figura 7](#), percebe-se que um raio com direção θ_F é refletido pelo subrefletor na direção do refletor principal com a direção θ_S . A relação entre estas direções é dada por ([RAFAELA, 2018](#)):

$$\eta_S = \cot\left(\frac{\theta_S}{2}\right) = \frac{(e \cos(\beta + 1)) - \eta_F e \sin(\beta)}{e \sin(\beta) + (e \cos(\beta) - 1)\eta_F}. \quad (2.19)$$

A partir da obtenção de η_S é possível se determinar o vetor posição refletor principal, o qual é descrito por ([RAFAELA, 2018](#)):

$$\vec{r}_M(\theta_S) = [x_P + 2\eta_S e^{L(\eta_S)}] \hat{x} + [z_P + (\eta_S^2 - 1)e^{L(\eta_S)}] \hat{z}, \quad (2.20)$$

e m que x_P e z_P correspondem as coordenadas x e z de [2.14](#), respectivamente, ([RAFAELA, 2018](#)). Porém, ao observar a equação [2.20](#), percebe-se que é necessário obter $L(\eta_S)$ para que o vetor posição do refletor principal seja determinado. Ao analisar a [Figura 7](#), é obtida uma relação entre o ângulo de incidência no refletor principal (θ_S), decorrente da reflexão do sub-refletor, e o ângulo de saída (γ), decorrente da última reflexão no refletor principal. Dessa forma, segundo a lei da reflexão chega-se a uma relação entre γ e θ_S por meio das funções η_γ e η_S , ([RAFAELA, 2018](#)):

$$\frac{\partial L(\eta_S)}{\partial \eta_S} = \frac{2}{\eta_\gamma - \eta_S} \quad (2.21)$$

Da integração dessa equação ordinária de primeira ordem, chega-se em

$$L(\eta_S) = \ln \left[\frac{1}{(\eta_\gamma - \eta_S)^2} \right] + C, \quad (2.22)$$

na qual é necessário determinar a constante de integração C . Para isso, utiliza-se os vetores $\vec{P}_1$ ou $\vec{P}_2$ conforme é feito em ([RAFAELA, 2018](#)). Tomando a configuração ADE como referência, ver [Figura 7](#), observa-se que o raio que incide em P_2 forma um ângulo igual a θ_{SE} que se torna igual ao próprio ângulo θ_F , e portanto, $\theta_F = \theta_E$. Logo, pelo princípio da reflexão $\eta_S = \eta_{SE}$. No que diz respeito a configuração ADC, ver [Figura 4](#), ocorre um mecanismo inverso, pois $\theta_F = 0$, e logo, $\eta_S = \eta_{S0}$. Por fim, a constante C , para os casos ADE e ADC em relação a condição de contorno em P_2 , é descrita como:

$$\begin{aligned} \exp(C) &= \left(\frac{D_B}{2} - x_p \right) \frac{(\eta_\gamma - \eta_{SE})^2}{2\eta_{SE}}, \quad \text{para ADE} \\ \exp(C) &= \left(\frac{D_B}{2} - x_p \right) \frac{(\eta_\gamma - \eta_{S0})^2}{2\eta_{S0}}, \quad \text{para ADC} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Por fim, a equação [2.20](#) que descreve o vetor do refletor principal, conforme ([RAFAELA, 2018](#)), é

reescrita da seguinte forma:

$$\vec{r}_M(\theta_S) = \left[x_P + \exp(C) \frac{2\eta_S}{(\eta_\gamma - \eta_S)^2} \right] \hat{x} + \left[z_P + \exp(C) \frac{(\eta_S^2 - 1)}{(\eta_\gamma - \eta_S)^2} \right] \hat{z} \quad (2.24)$$

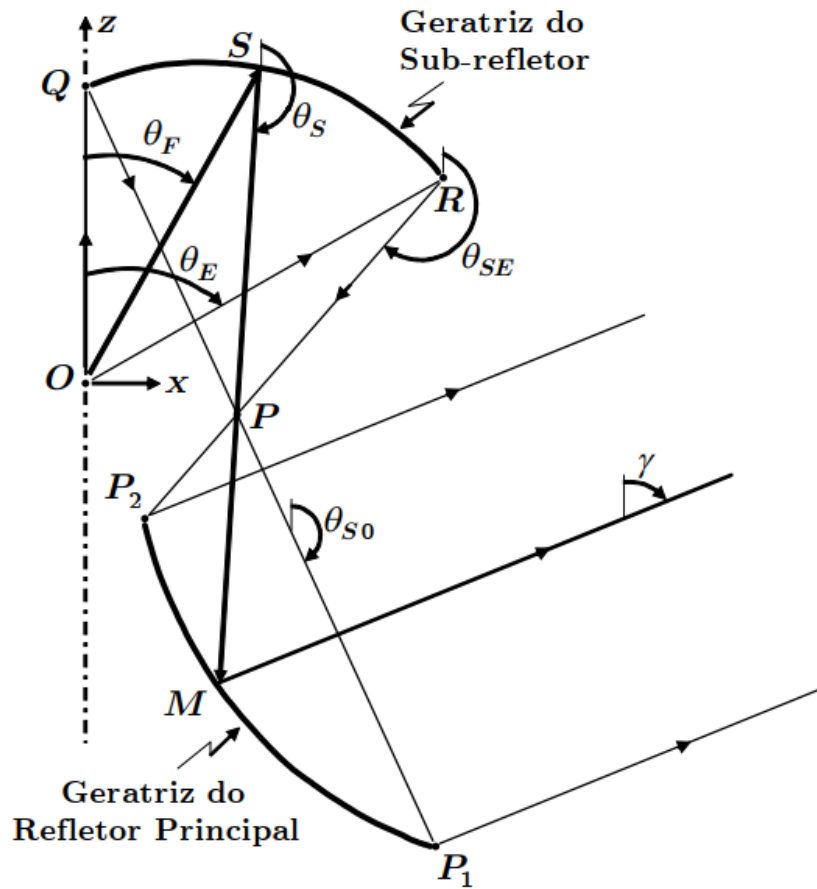


Figura 7 – Traçado de raios para configuração ADE, (RAFAELA, 2018)

2.2 ANÁLISE DE DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO NA ABERTURA

Sabe-se que os principais fatores que determinam a diretividade das antenas de abertura são suas dimensões elétricas, a eficiência de iluminação, a uniformidade de polarização e a uniformidade da fase. Especificamente para as antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional, a condição de fase uniforme na abertura é obtida pela utilização de cônicas. Como os raios refletidos no subrefletor passam pelo foco do refletor principal (uma parábola), o percurso óptico, e consequentemente a fase, é uniforme na abertura. A uniformidade de polarização é obtida usando um alimentador com simetria axial. Resta, então, analisar a distribuição de densidade de potência na abertura.

Como pode ser observado na Figura 8, tanto para a configuração ADE como ADC, alimentadas por uma corneta coaxial, a distribuição de campo não é uniforme. Isso ocorre por duas razões: o diagrama de radiação do alimentador não produz uma distribuição de densidade de potência uniforme em função da direção θ_F e a geometria elíptica/hiperbólica do subrefletor e também o refletor principal não são capazes, naturalmente, de produzir uma distribuição uniforme na abertura. Segundo (PENCHEL, 2018), para que se maximize a diretividade nas antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional

é necessário modelar os refletores a fim de obter, além das distribuições de polarização e fase, uma distribuição de densidade potência uniforme, como mostra o caso ideal na **Figura 8**.

Para isso, no próximo capítulo é analisado um algoritmo de modelagem dos refletores baseado em GO com essa finalidade, e posteriormente no capítulo 4 é feita a análise eletromagnética a fim de comprovar os resultados das sínteses.

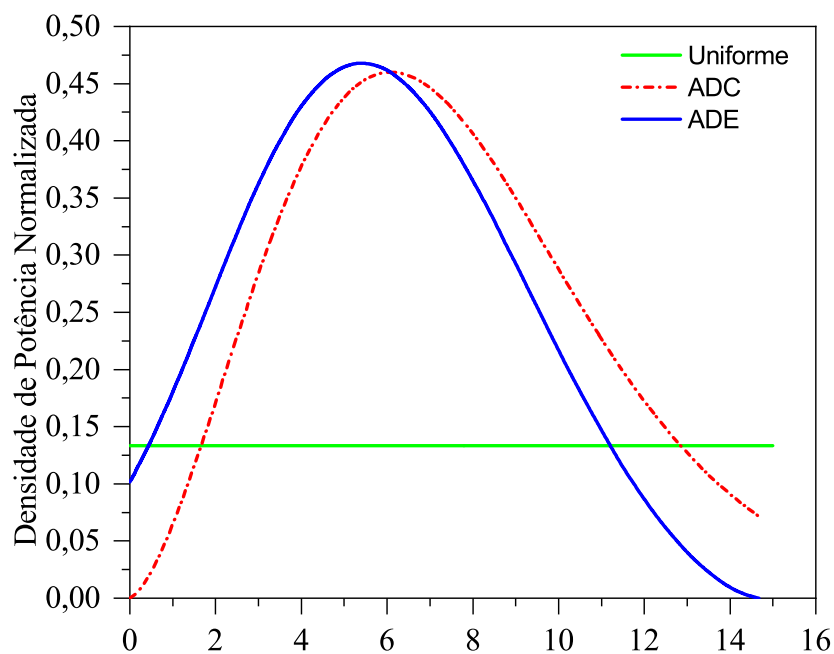


Figura 8 – Densidade de potência na abertura de antenas duplo-refletores

3 SÍNTESE ÓPTICA DE ANTENAS DUPLO-REFLETORAS OMNIDIRECIONAIS

Como foi visto no capítulo anterior e em (PENCHEL, 2018), para maximizar a diretividade das antenas duplo-refletoras omnidirecionais é necessário que a distribuição de campo na abertura seja uniforme. Em (PENCHEL, 2018) é proposta uma forma de modelagem dos dois refletores a fim de se obter uma distribuição de densidade potência qualquer na abertura das antenas, nas configurações ADE e ADC. Nesse sentido, este capítulo, apresenta o método de síntese geométrica para obter as geratrizes do subrefletor e do refletor principal considerando a fase uniforme na abertura e a densidade de potência arbitrária.

Da mesma forma que as antenas clássicas, essas antenas são formadas por dois refletores circularmente simétricos. O método de síntese dos refletores para as configurações ADE e ADC se baseia na concatenação de seções cônicas. O sub-refletor é gerado pela concatenação de elipses e hipérboles $S_n (n = 1, \dots, N)$ e o refletor principal por parábolas $M_n (n = 1, \dots, N)$ com um foco em P_n , comum à ambas cônicas em cada iteração, conforme ilustrado em (Figura 9 e Figura 10). O processo iterativo é similar ao descrito em (PENCHEL, 2018), na qual cada par de seção cônica S_n e M_n é determinado em uma iteração.

Para se definir cada seção de cônicas que compõe os refletores S_n e M_n deve-se obter os parâmetros: c_n (metade da distância inter-focal); e_n (excentricidade da cônica); β_n (ângulo entre o eixo de simetria z e o eixo da cônica); F_n (distância focal). Para descrever o método utiliza-se a configuração ADE (Figura 9). Primeiramente, busca-se representar os pontos do sub-refletor através da equação polar da cônica 3.1, a qual fornece o vetor distância entre a origem O e um ponto no sub-refletor (S_n) em função do ângulo de abertura do sub-refletor θ_F (veja a Figura 9):

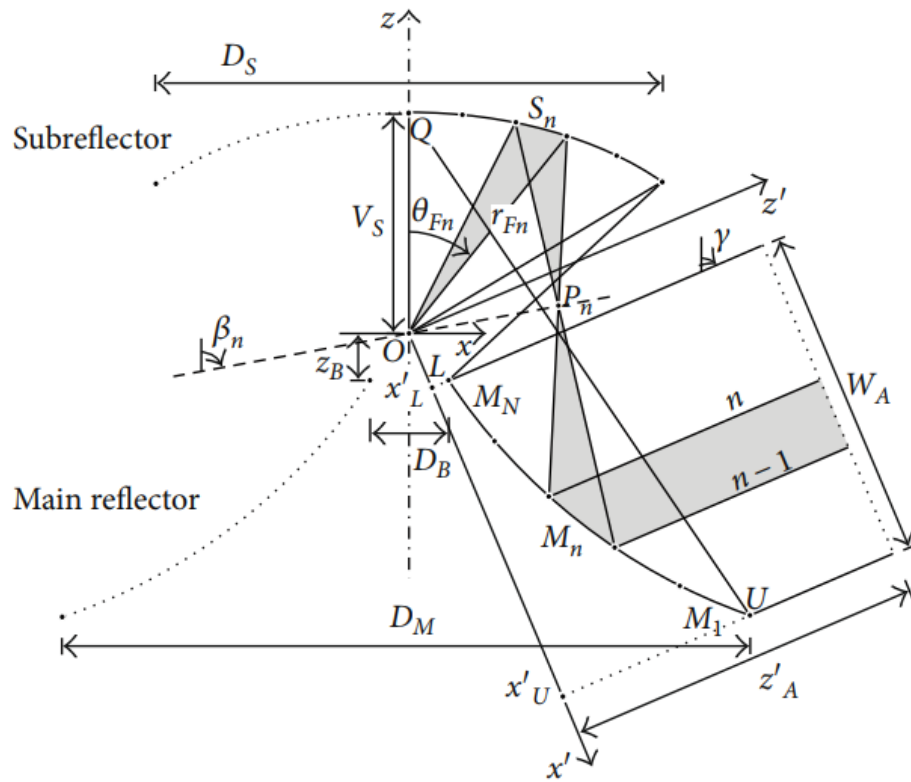


Figura 9 – Antena ADE modelada

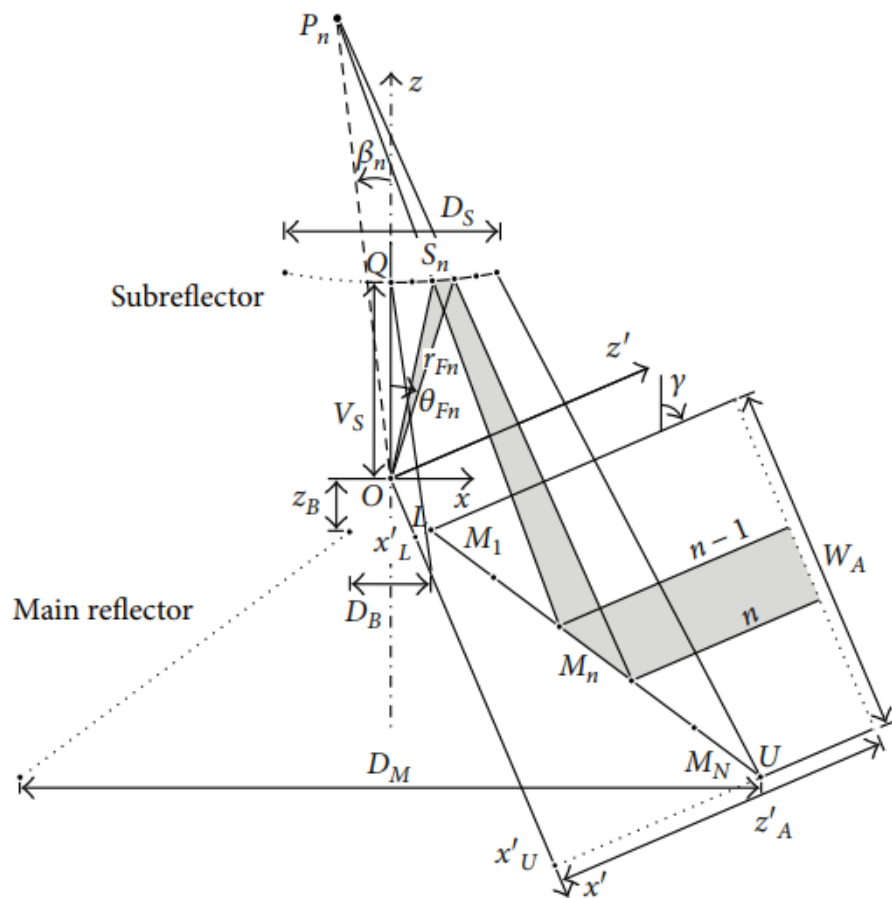


Figura 10 – Antena ADC modelada

$$r_{Fn} = \frac{a_n}{[b_n \cos(\theta_{Fn}) + d_n \sin(\theta_{Fn}) - 1]}, \quad \theta_{Fn-1} \leq \theta_F \leq \theta_{Fn}, \quad (3.1)$$

onde

$$\begin{aligned} a_n &= c_n \left(e_n - \frac{1}{e_n} \right), \\ b_n &= e_n \cos(\beta_n), \\ d_n &= e_n \sin(\beta_n). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Com isso, obtém-se seções cônicas a partir de a_n , b_n e d_n . Analogamente, a (3.1) pode ser escrita para a iteração $n - 1$ uma vez que é válida para as duas extremidades da seção definida por $\theta_{Fn-1} \leq \theta_F \leq \theta_{Fn}$. Assim, escreve-se

$$r_{Fn-1} = \frac{a_n}{[b_n \cos(\theta_{Fn-1}) + d_n \sin(\theta_{Fn-1}) - 1]}, \quad \theta_{Fn-1} \leq \theta_F \leq \theta_{Fn}. \quad (3.3)$$

Assim como nas antenas clássicas é necessário obter uma distribuição de fase uniforme, a fim de maximizar a diretividade da antena. Devido a isso, tomando como base o modelo geométrico descrito na Figura 9, o caminho óptico (desde a origem O até a abertura da antena) deve ser igual a uma constante denominada l_0 , que é expressa por, (PENCHEL, 2018):

$$l_0 = \frac{2c_n}{e_n} + 2F_n - 2c_n \cos(\beta_n - \gamma) + z'_A. \quad (3.4)$$

A partir das equações (3.1) e (3.4) aplica-se a Lei de Snell de Reflexão para obter uma relação entre a direção de saída dos raios da fonte θ_F e sua posição ao longo da abertura x' no sistema de coordenadas auxiliar da seguinte forma:

$$\frac{x'}{l_0} = \frac{(2a_n/l_0) + 1 + b'_n - d'_n \cot((\theta_{Fn} - \gamma)/2)}{d'_n + (b'_n - 1) \cot((\theta_{Fn} - \gamma)/2)}, \quad (3.5)$$

em que z' representa uma coordenada no eixo deslocado na abertura da antena (ver Figura 9 e Figura 10). Aplicando uma iteração anterior na equação (3.5), obtém-se a seguinte expressão:

$$\frac{x'_{n-1}}{l_0} = \frac{(2a_n/l_0) + 1 + b'_n - d'_n \cot((\theta_{Fn-1} - \gamma)/2)}{d'_n + (b'_n - 1) \cot((\theta_{Fn-1} - \gamma)/2)}. \quad (3.6)$$

A próxima equação tem por finalidade determinar x'_n . Isso é possível graças ao princípio da conservação da energia, considerando um tubo de raios partindo da origem (alimentador) em uma faixa angular $\theta_{Fn-1} \leq \theta_F \leq \theta_{Fn}$ até a abertura da cônica descrita pelo intervalo $x'_{n-1} \leq x' \leq x'_n$ (veja a Figura 9 e a Figura 10). A equação que descreve tal fenômeno é a seguinte:

$$\int_{\theta_{Fn-1}}^{\theta_{Fn}} G_F(\theta_F) d\theta_F = \int_{x'_{n-1}}^{x'_n} G'_A(x') dx', \quad (3.7)$$

na qual N_F é um fator de normalização e G'_A é uma distribuição de densidade de potência arbitrária na

abertura da antena.

Dessa forma, faz-se um sistema de equações lineares e obtém-se b'_n e d'_n a partir das eqs. 10 e 11 de (PENCHEL, 2018)). Com isso, pode-se relacionar b'_n e d'_n com b_n e d_n , (PENCHEL, 2018), pela seguinte equação:

$$\begin{aligned} b_n &= b'_n \cos(\gamma) - d'_n \sin(\gamma) \\ d_n &= b'_n \sin(\gamma) - d'_n \cos(\gamma) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Com os valores de b_n e d_n obtidos, busca-se determinar a_n pela equação 3.3, (PENCHEL, 2018). A partir disso, os parâmetros da cônica em uma iteração são obtidos. E consequentemente os próximos serão obtidos nas próximas iterações, levando em conta sempre uma iteração $(n - 1)$ anterior. E esse processo se repete até que θ_{Fn} seja igual a θ_E .

Esse processo pode ser resumido em algumas etapas maiores. Essa representação pode ser vista na Figura 11. Essa figura exhibe sete processos do algoritmo. O primeiro, que diz respeito a seção angular do sub-refletor, está relacionado a determinação da seção angular que vai de θ_{Fn-1} a θ_{Fn} com n seções cônicas concatenadas. O segundo processo, diz respeito a determinação das equações 3.1 e 3.3, que utilizam os dados da seção angular do processo anterior. A próxima etapa do diagrama, caminho óptico constante, está relacionada a imposição de uma constante para maximização da diretividade na abertura, expressa pela equação 3.4. A partir da utilização da constante obtida nesse processo, inicia-se a próxima etapa do algoritmo, que diz respeito a aplicação da lei de snell para mapear o ângulo θ_F em termo de x' na abertura da antena (refletor principal). Esse mapeamento é representado pelas equações 3.5 e 3.6. A próxima etapa, princípio de conservação de energia, refere-se a utilização da equação 3.7 a fim de determinar x'_n na abertura da antena. Por fim, o penúltimo processo, parâmetro das cônicas, é utilizado para representar o processo final de determinação dos parâmetros das cônicas, quando determinado x' e x'_n do processo imediatamente anterior. Por fim, determinado todos esses parâmetros da cônica, é possível determinar os refletores da seção 1, necessitando assim, reiniciar o processo a partir de uma nova seção angular, até chegar na seção n .

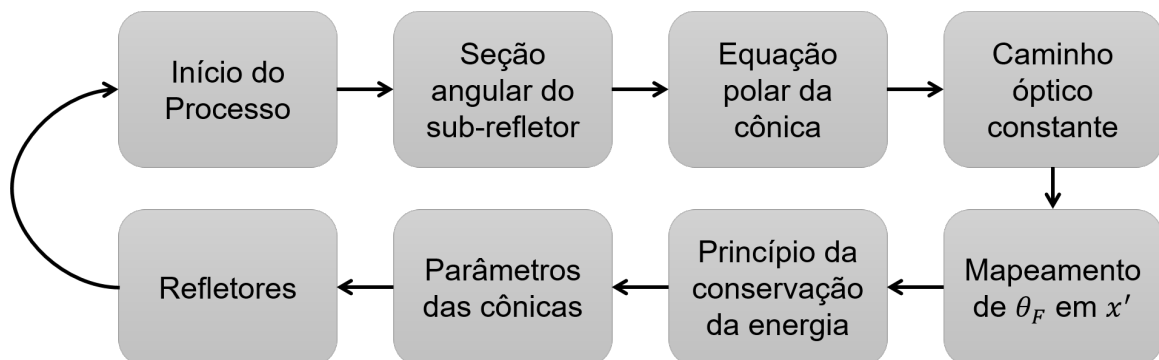


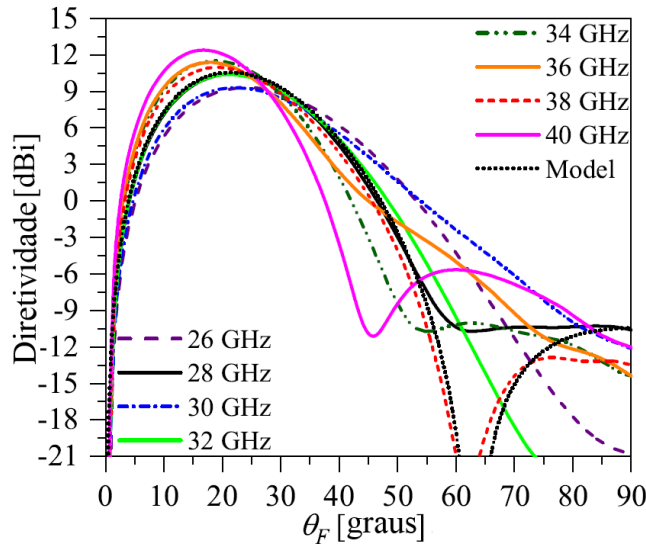
Figura 11 – Diagrama de estruturação do algoritmo

4 ANÁLISE ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS DUPLO-REFLETORAS

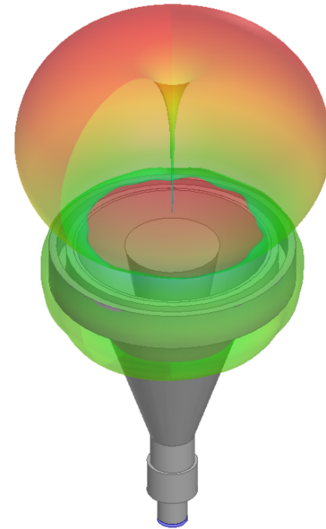
Esta seção será destinada ao estudo da análise eletromagnética, por meio do método dos momentos e considerando que as superfícies das antenas refletoras são condutores elétricos perfeitos, com uma condutividade $\sigma = 1$, das antenas duplo-refletoras com cobertura omnidirecional nas configurações ADE e ADC projetadas pela Óptica Geométrica (GO – *Geometrical Optics*). Para isso, é utilizada uma corneta coaxial (ver Figura 12b) descrita pela função (PENCHEL, 2018):

$$G_F(\theta_F) = G_{F0} \left[\frac{J_0(kr_i \sin(\theta_F)) - J_0(kr_e \sin(\theta_F))}{\sin(\theta_F)} \right], \quad x'_0 \leq x' \leq x'_U, \quad (4.1)$$

em que $r_i = 1.1\lambda$ (raio interno) e $r_e = 0.3\lambda$ (raio externo), sendo G_{F0} um fator de normalização, J_0 uma função de Bessel de ordem zero e $x'_0 = (x'_L + x'_U)/2$, (PENCHEL, 2018). Com isso, pode-se determinar o diagrama de radiação na banda de 26 a 40GHz, ver Figura 12a.



(a) Diagrama de Radiação da Corneta Coaxial



(b) Estrutura física da corneta

Figura 12 – Corneta Coaxial

Ao analisar a Figura 12, percebe-se que a faixa angular do subrefletor (0° a 60°), não é uniformemente iluminada, e, devido a isso é necessário modelar os refletores a fim de direcionar a densidade de potência não uniforme do alimentador em uma densidade de potência mais uniforme na abertura das antenas. A equação que descreve essa densidade de potência na abertura é expressa por:

$$G(x') = G_0 \left[\left(\frac{2(x' - x'_0)}{\sigma_1 W_A} \right)^{\sigma_2} + 1 \right]^{-2\sigma_3}, \quad x'_l \leq x' \leq x'_U. \quad (4.2)$$

Essa equação, por meio dos parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 , controla a distribuição de densidade de potência na abertura (x'_L até x'_U , ver Figura 9 e Figura 10). Sendo assim, cabe analisar, inicialmente, a forma com que o diagrama de radiação afeta a energia na abertura. Para isso, fez-se uma variação de σ_1 desde 0.2 até 0.9, mantendo $\sigma_2 = 10$ e $\sigma_3 = 0.3$ (em linear), ver Figura 13a. Outra variação feita também foi

de σ_2 desde 2 até 100, mantendo $\sigma_1 = 0.8$ e $\sigma_3 = 0.1$ (em linear), ver Figura 13b. Por último, fez-se a variação de σ_3 desde 5 até 100 dB, mantendo $\sigma_1 = 0.8$ e $\sigma_2 = 10$, ver Figura 13c.

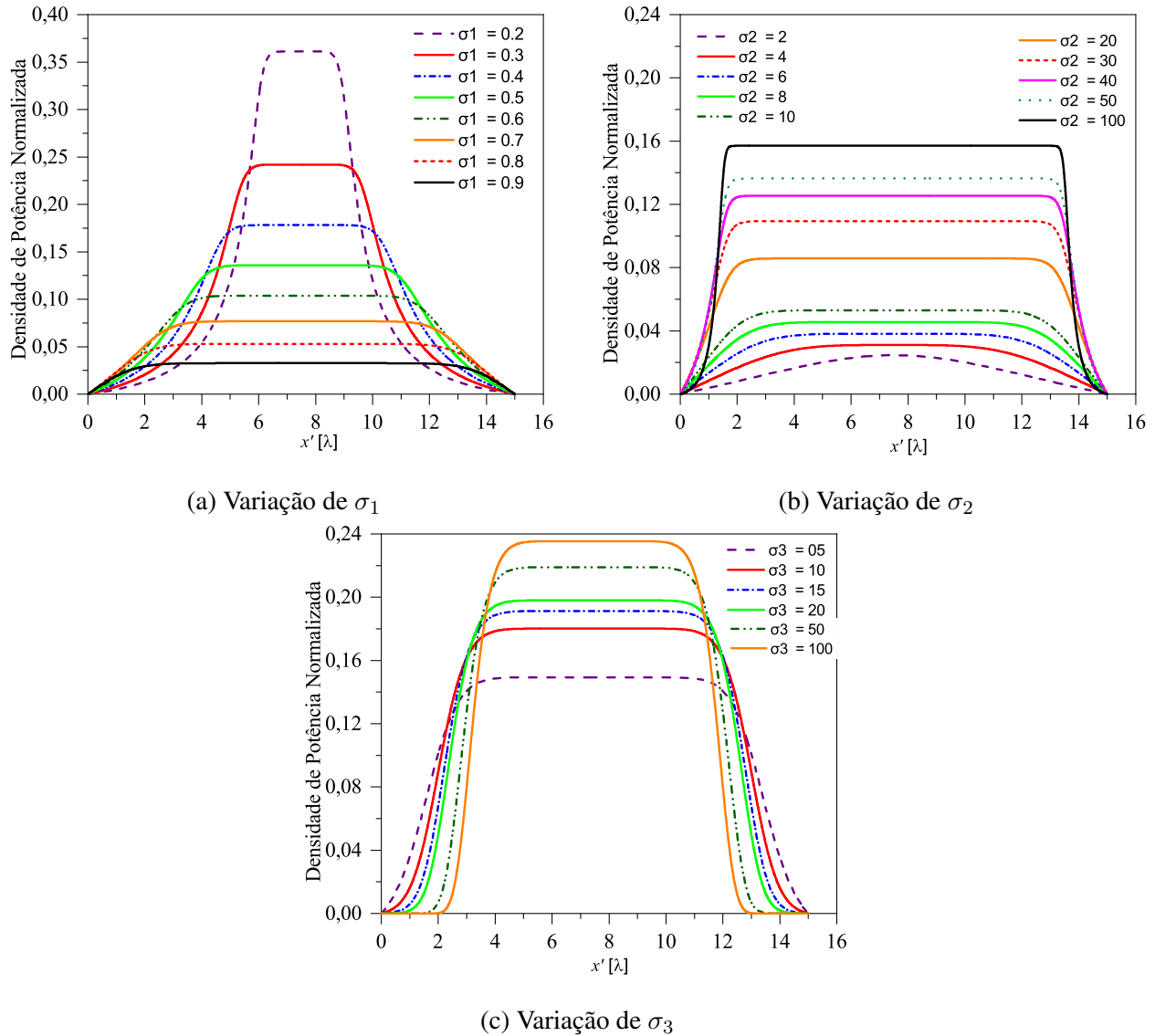


Figura 13 – Densidade de potência normalizada na abertura para: σ_1 , σ_2 e σ_3

Depois de analisada a corneta coaxial, fez-se vários estudos de caso para as duas configurações: ADE e ADC. Nessas análises, buscou-se atingir valores de diretividade em torno de 15 dBi, a fim de alcançar valores superiores aos vistos na literatura. Dessa forma, uma antena clássica com determinados parâmetros (ver tabela 2) serviu de base para a configuração ADC, assim como outra antena clássica serviu de base para a configuração ADE. Com isso, variou-se os parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 (PENCHEL, 2018) a fim de obter valores de diretividade mais elevados.

Dessa forma, ao analisar a Figura 13a percebe-se que quanto maior o valor de σ_1 maior é a concentração de densidade de potência na região central do refletor descrito por x' . Isso ocorre devido ao princípio conservação da energia. Na medida em que se retira energia das bordas, a energia se concentra mais ao centro da abertura. Por outro lado, ao analisar a Figura 13b, percebe-se que quanto maior o valor de σ_2 maior será a uniformidade da densidade de potência na abertura. Por fim, na Figura 13c, percebe-se que o parâmetro σ_3 controla a taxa de atenuação nas bordas do refletor principal.

Quanto maior o seu valor maior, maior será o nível de atenuação nas bordas em relação ao valor máximo da densidade de potência na abertura. Sendo assim, nas próximas seções será analisada a interferência da variação desses parâmetros no diagrama de radiação e na perda de retorno das antenas duplo-refletores com cobertura omnidirecional.

4.1 ESTUDO DE CASO PARA A CONFIGURAÇÃO ADC

Para elaborar os estudos de caso, utilizou-se como objetivo antenas com diretividade máxima igual a 15dBi, pois trabalhos da quinta geração de dispositivos móveis usaram essa diretividade como referência. Sendo assim, partindo-se da equação 4.3, busca-se determinar o valor da largura da abertura tomando como base uma frequência de operação igual a 28GHz, e um ângulo $\gamma = 102^\circ$ (similar a trabalhos anteriores (PENCHEL, 2018)).

$$D_0 = \frac{2W_A}{\lambda \sin(\gamma)}, \quad (4.3)$$

Dessa forma, tomando $10 \log_{10}(D_0)$, igualando a 15dBi, e isolando W_A chega-se em:

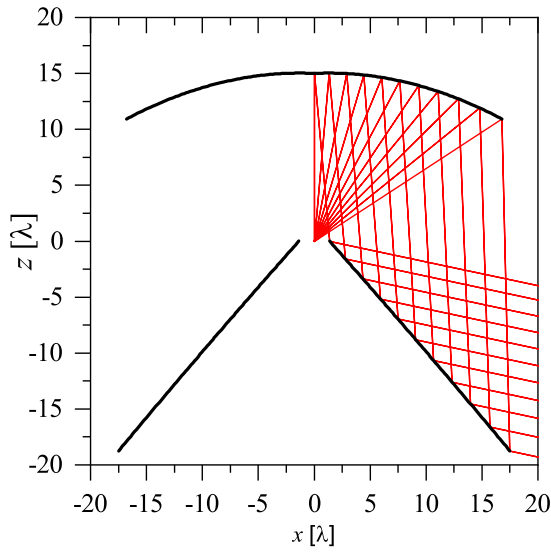
$$W_A = 15.81\lambda \sin(\gamma) \approx 15.47\lambda, \quad (4.4)$$

com $\gamma = 102^\circ$. Dessa forma, definiu-se, tanto para a configuração ADE, quanto para a configuração ADC $W_A = 15\lambda$. Em ambas as configurações, também, utilizou-se o diâmetro de bloqueio (dB) como 2.75λ a fim de disponibilizar espaço para o alimentador, que neste caso é a corneta coaxial. Definiu-se θ_E entre 50° e 60° a fim de não ter nulos no subrefletor (ver Figura 12), e com isso, os parâmetros D_m , e V_s foram escolhidos a fim de satisfazer essa condição.

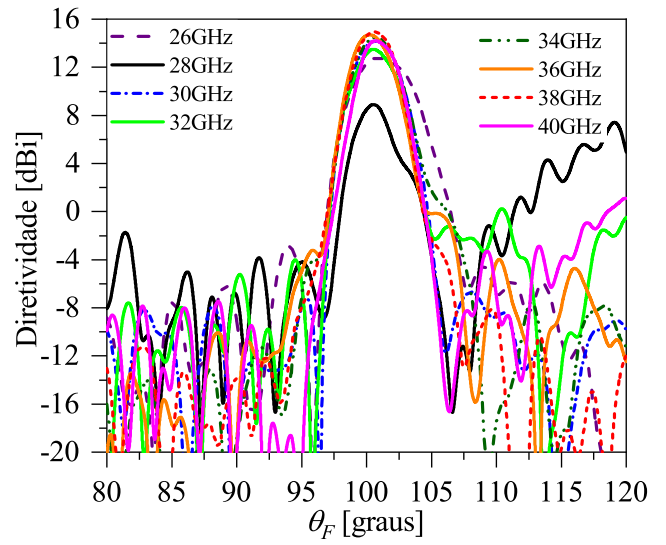
Tomando isso como base, foi feita a simulação de uma antena refletora clássica com cobertura omnidirecional na configuração ADC com os parâmetros de acordo com a Tabela 2. A partir desses parâmetros de entrada foi possível obter a geratriz, conforme a Figura 14a. Em seguida foi feita a simulação eletromagnética dessa antena, e obteve-se o diagrama de radiação (ver Figura 14b) ao longo da banda (26 – 40 GHz), bem como o coeficiente de reflexão (ver Figura 14e). Além da configuração clássica, fez-se a simulação da configuração de modelagem dos dois refletores considerando, segundo a GO, densidade de potência uniforme. A geratriz é descrita na Figura 14c, o diagrama de radiação na Figura 14d e seu coeficiente de reflexão na Figura 14e. E ao analisar essas figuras, percebe-se que no diagrama de raios da modelagem uniforme há uma maior concentração de raios na borda do refletor principal, a fim de compensar a baixa iluminação do alimentador. No que se refere ao diagrama de radiação da configuração uniforme, percebe-se que o lóbulo principal se tornou mais estreito em relação ao da clássica, isso, pois a distribuição de potência é uniforme na abertura da antena. Por outro lado, o nível dos lóbulos laterais se tornou maior na modelagem uniforme e o coeficiente de reflexão piorou. Isso acontece, devido a concentração de energia nas bordas ser maior em relação as antenas clássicas.

Parâmetros ADC	Configuração Clássica
$W_a (\lambda)$	15.0000
$D_m (\lambda)$	35.0000
$V_s (\lambda)$	15.0000
$D_b (\lambda)$	2.7500
$Z_b (\lambda)$	0.0000
γ	102.0000°
θ_E	56.9139°

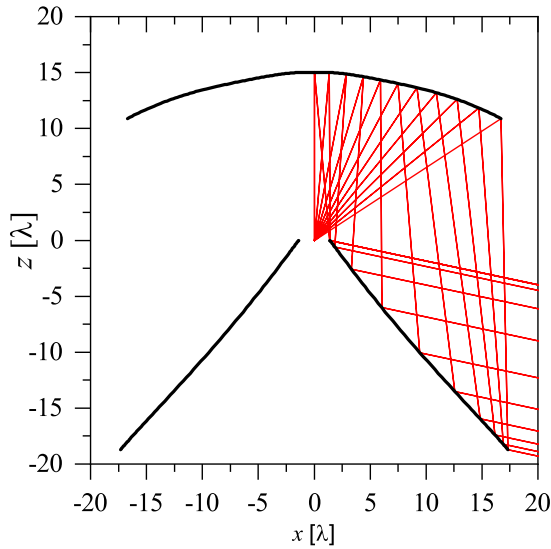
Tabela 2 – Parâmetros Clássicos para a Configuração ADC



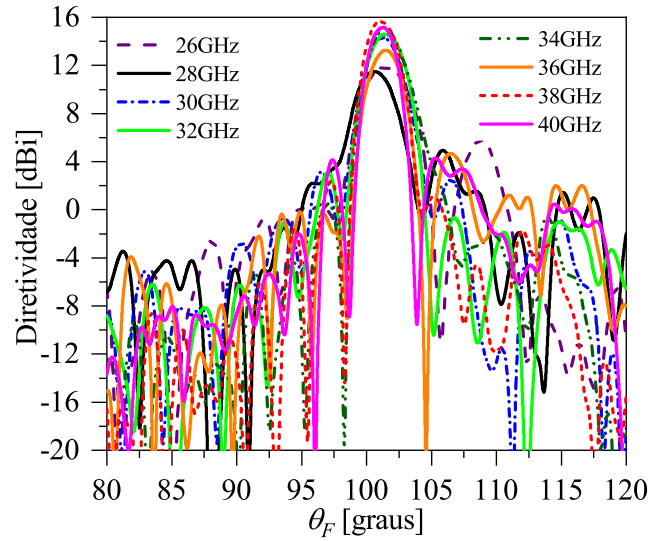
(a) Geratriz Clássica



(b) Diagrama de Radiação Clássica



(c) Geratriz Uniforme



(d) Diagrama de Radiação Uniforme

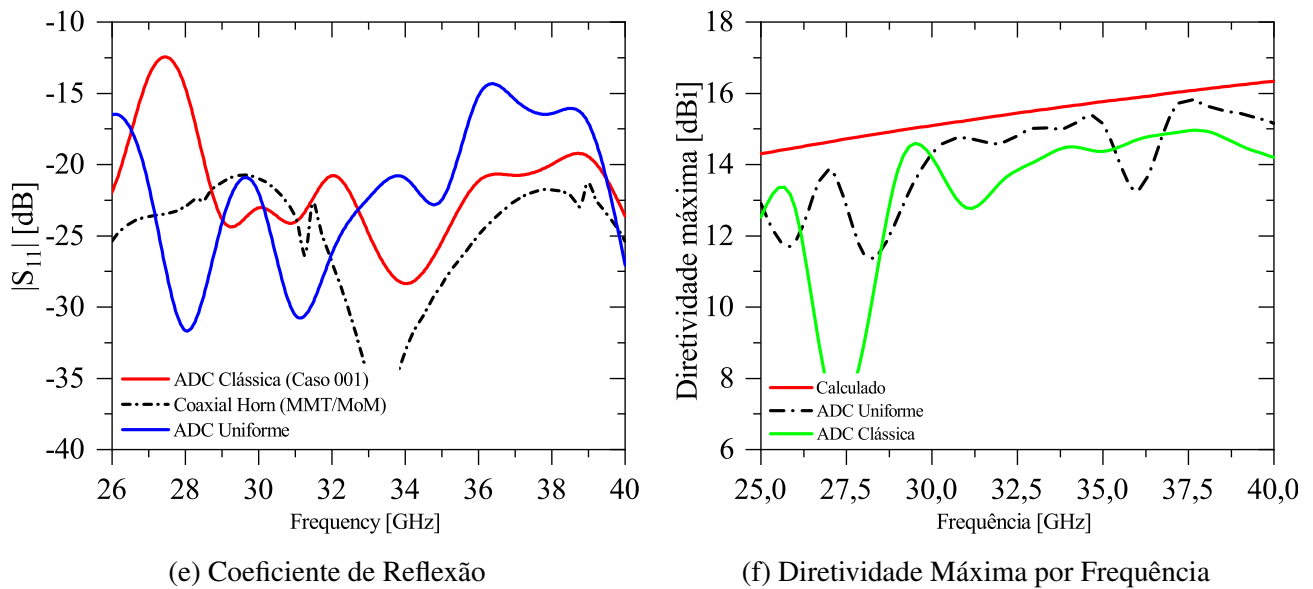


Figura 14 – Resultados Caso Clássico ADC

A fim de avaliar o comportamento em banda, fez-se um gráfico de diretividade máxima em função da frequência para a antena clássica ADC e para a antena modelada uniforme, ou seja, com distribuição de densidade de potência constante ao longo da abertura da antena. Esse gráfico pode ser visto na Figura 14f. Nessa figura, é mostrada, também, a diretividade máxima ideal tomando como base uma abertura uniformemente iluminada proporcionada pela equação 4.3 na frequência $f = 28GHz$. Ao analisar a Figura 14f, observa-se que a diretividade da antena modelada, ao longo da banda, é maior do que a da clássica, chegando a valores perto do que foi idealizado pela equação 4.3. Isso corrobora com o que foi falado nas seções 2 e 3 no que diz respeito a maximização da diretividade.

Levando em conta essas análises acerca de lóbulos secundários e aumentos de diretividade provocados pelos parâmetros de controle (σ_1 , σ_2 e $\sigma_3(dB)$), fez-se a simulação de trinta casos, a fim de entender de que forma esses parâmetros influenciam a perda de retorno e o diagrama de radiação, conforme a tabela 3, tendo como um dos principais parâmetros σ_3 , o qual teve como valores de $\sigma_3(dB)$: 5, 10 e 15 dB de atenuação nas bordas. Dessa forma, foi possível obter os diagramas de radiação e coeficiente de reflexão para cada caso, os quais serão analisados na seções 4.1.1 a 4.1.6. Foi possível, também, determinar o volume total das antenas simuladas, bem como o diâmetro do sub-refletor (D_s) e a altura do refletor principal (V_m), conforme a tabela 3 mostra.

Caso	σ_1	σ_2	σ_3	σ_3 (dB)	Ds	Vm	Vol.(λ^3)
001	0.5000	10.0000	0.1660	5.0000	33.5462	18.7579	31122.3026
002	0.6000	10.0000	0.2251	5.0000	33.5427	18.7570	31110.8731
003	0.7000	10.0000	0.3202	5.0000	33.5349	18.7551	31085.5276
004	0.8000	10.0000	0.4934	5.0000	33.5425	18.7525	31051.1183
005	0.9000	10.0000	0.8511	5.0000	33.5135	18.7498	31016.3850
006	1.0000	10.0000	1.6610	5.0000	33.5054	18.7478	30990.1242
007	0.5000	20.0000	0.0830	5.0000	33.5475	18.7582	31126.6810
008	0.6000	20.0000	0.1127	5.0000	33.5433	18.7572	31112.9018
009	0.7000	20.0000	0.1614	5.0000	33.5327	18.7546	31078.6380
010	0.8000	20.0000	0.2573	5.0000	33.5156	18.7503	31022.9723
011	0.9000	20.0000	0.5181	5.0000	33.4942	18.7451	30953.8281
012	1.0000	20.0000	1.6611	5.0000	33.4776	18.7410	30900.0340
013	0.5000	100.0000	0.0166	5.0000	33.5481	18.7583	31128.3621
014	0.6000	100.0000	0.0225	5.0000	33.5436	18.7572	31114.0252
015	0.7000	100.0000	0.0323	5.0000	33.5322	18.7544	31076.7588
016	0.8000	100.0000	0.0516	5.0000	33.5115	18.7493	31009.8466
017	0.9000	100.0000	0.1093	5.0000	33.4778	18.7410	30900.7616
018	1.0000	100.0000	1.6610	5.0000	33.4329	18.7210	30755.7821
019	0.5000	100.0000	0.0332	10.0000	33.7151	18.7995	31675.2058
020	0.6000	100.0000	0.0451	10.0000	33.6941	18.7943	31606.3097
021	0.7000	100.0000	0.0645	10.0000	33.6576	18.7853	31486.8082
022	0.8000	100.0000	0.1031	10.0000	33.6039	18.7720	31311.1926
023	0.9000	100.0000	0.2185	10.0000	33.5296	18.7537	31069.3068
024	1.0000	100.0000	3.3219	10.0000	33.4474	18.7335	30803.1421
025	0.5000	100.0000	0.0498	15.0000	33.8858	18.8417	32269.1843
026	0.6000	100.0000	0.0676	15.0000	33.8340	18.8288	32086.6330
027	0.7000	100.0000	0.0968	15.0000	33.7643	18.8116	31848.7455
028	0.8000	100.0000	0.1547	15.0000	33.6757	18.7898	31552.1596
029	0.9000	100.0000	0.3278	15.0000	33.5662	18.7628	31191.0265
030	1.0000	100.0000	4.9828	15.0000	33.4577	18.7361	30836.8061

Tabela 3 – Parâmetros de modelagem para os casos de 000 a 020 na Configuração ADC

4.1.1 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 10$, $\sigma_3 = 5$ dB

Nesta seção, são analisados os resultados da síntese considerando σ_1 entre 0.5 até 1.0, $\sigma_2 = 10$ e $\sigma_3 = 5$ dB, correspondendo aos casos 001 a 006. Busca-se analisar a influência desses parâmetros na diretividade e perda de retorno. Os diagramas de radiação simulado são ilustrados na [Figura 15](#). Um primeiro ponto a ser observado é que na frequência de 28GHz, em todos os casos simulados, a diretividade é muito mais baixa. Isso ocorre porque, nesta frequência, modos de alta ordem (TM_{01} e TM_{03}) excitados na região cônica corneta coaxial são mais intensos e comprometem a eficiência de iluminação da antena ([Penchel et al., 2019](#)). Nota-se também que, na medida em que o σ_1 aumenta, o lóbulo principal fica mais estreito, ou seja, a antena fica mais diretiva. Isto, de fato, já era esperado, uma vez que iluminação na abertura fica mais uniforme. Devido a [Figura 15](#) ser pouco conclusiva acerca do nível dos lóbulos secundários, será feita uma abordagem, sob outra faixa angular, a fim de obter condições mais concretas para se chegar a uma conclusão sobre a influência do parâmetro σ_1 .

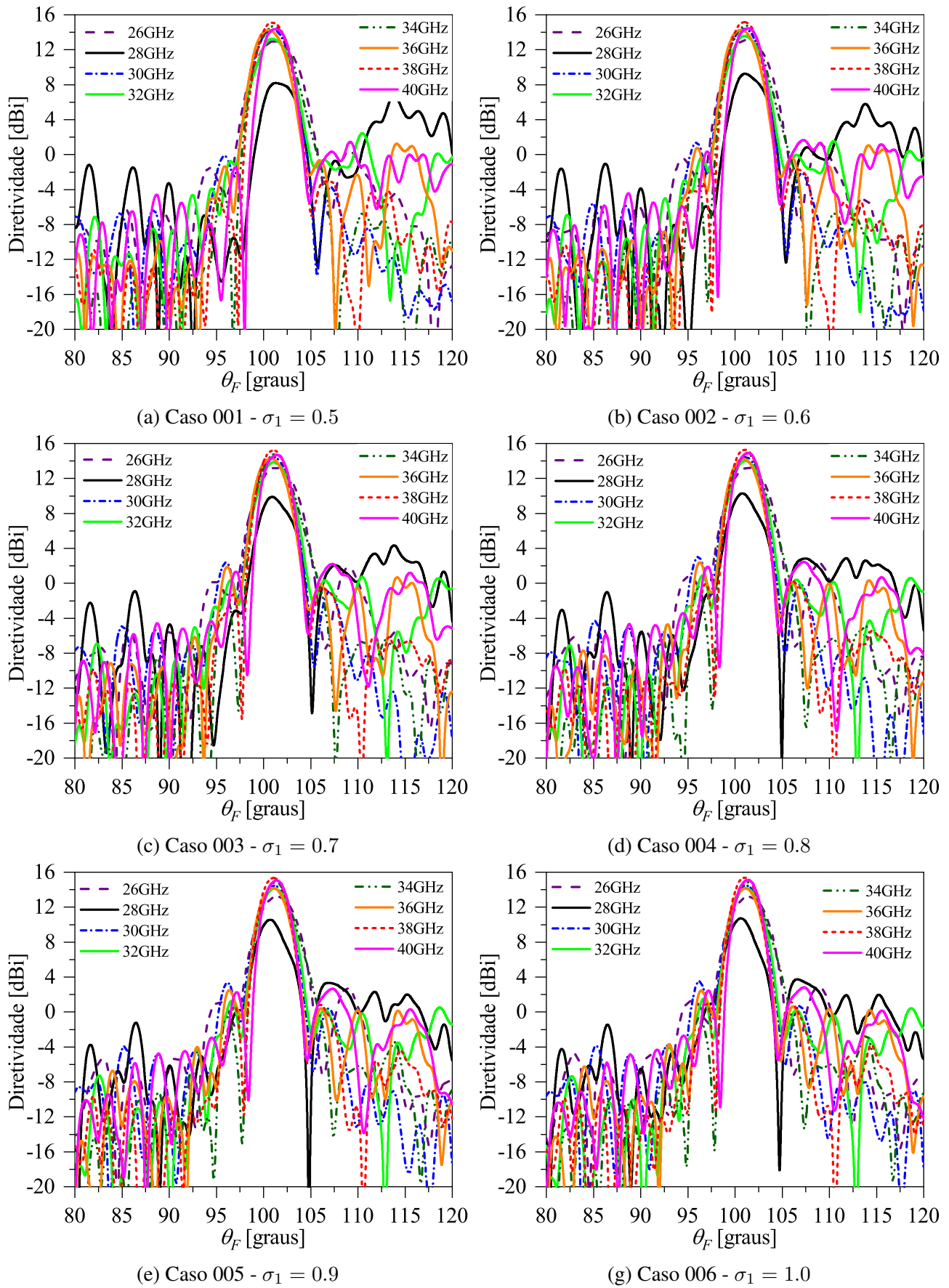
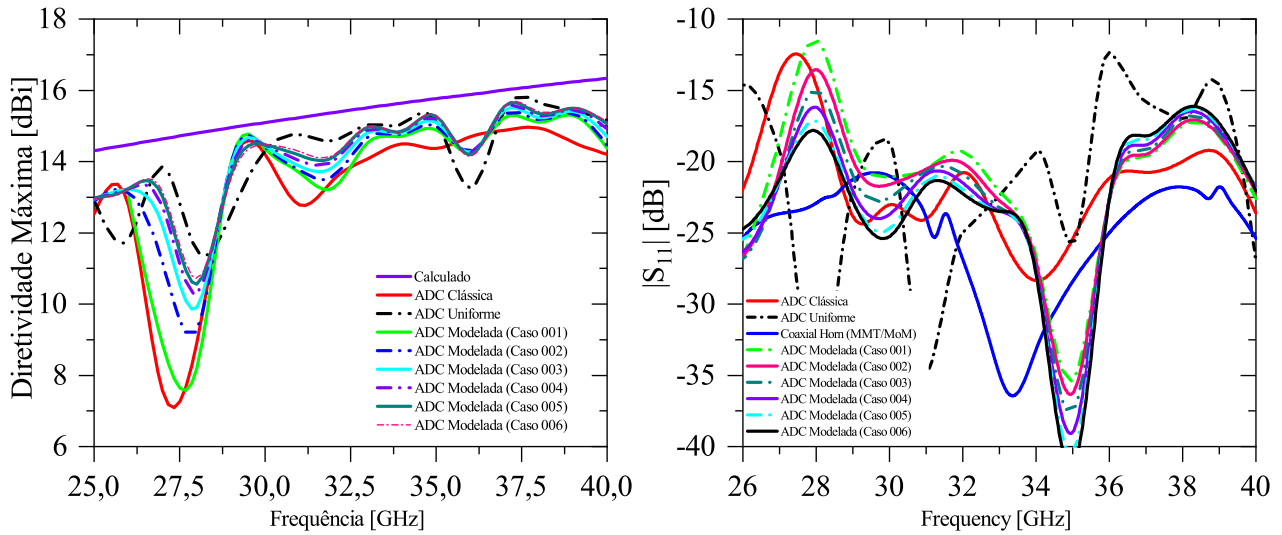
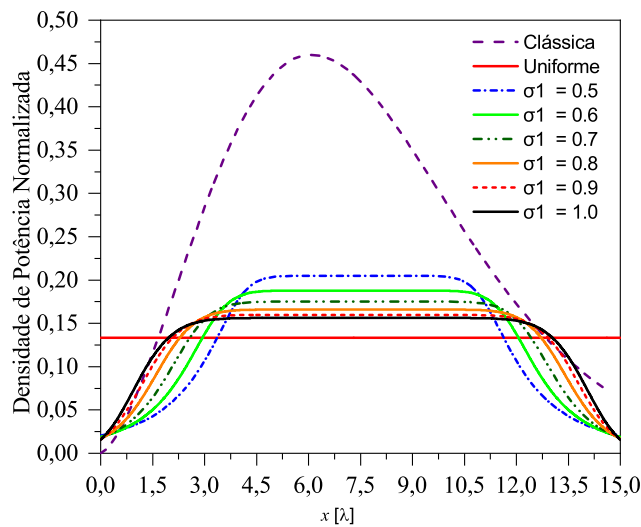


Figura 15 – Diagramas de Radiação ADC - Caso 001 a 006



(a) Diretividade máxima por Frequência

(b) Coeficientes de Reflexão ADC



(c) Densidade de potência na abertura - casos 001 a 006

Figura 16 – Resultados ADC: Caso 001 ao 006

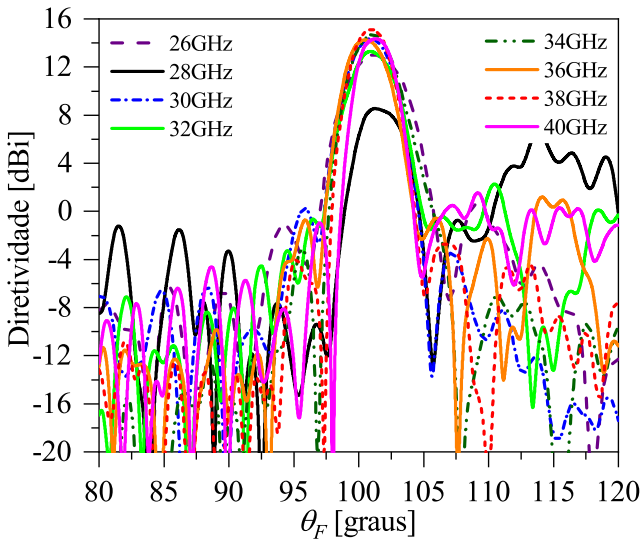
No que diz respeito a diretividade máxima, utilizou-se como parâmetro de referência uma abertura uniformemente iluminada representada pelo valor teórico proposto na equação 4.3. Com isso, foi possível obter a distribuição mostrada na Figura 16a, uma abertura igual a 15λ em $f = 28\text{GHz}$. Dessa forma, cabe analisar a influência do parâmetro σ_1 na diretividade máxima das antenas simuladas. De acordo com a Figura 16a, pode-se concluir que quanto maior for valor de σ_1 maior será a diretividade máxima. Isso ocorre porque na medida em que σ_1 aumenta a abertura fica mais uniformemente iluminada, conforme ilustrado na Figura 16c, na qual é possível observar que quando $\sigma_1 = 0.5$ (caso 001) a área uniformemente iluminada na abertura é menor, e quando $\sigma_1 = 1$ (caso 006) a área iluminada uniformemente é maior.

Por fim, outro ponto a ser analisado é o coeficiente de reflexão dos seis primeiros casos (veja Figura 16b), esse parâmetro tem como referência o coeficiente de reflexão da corneta coaxial utilizada para alimentar o elemento irradiador (antena clássica). De acordo com o gráfico apresentado na Figura 16b, não é possível dizer como a variação do parâmetro σ_1 influencia o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Porém, cabe dizer que em todos os casos é possível de se comercializar as antenas, visto que o limite de -10dB

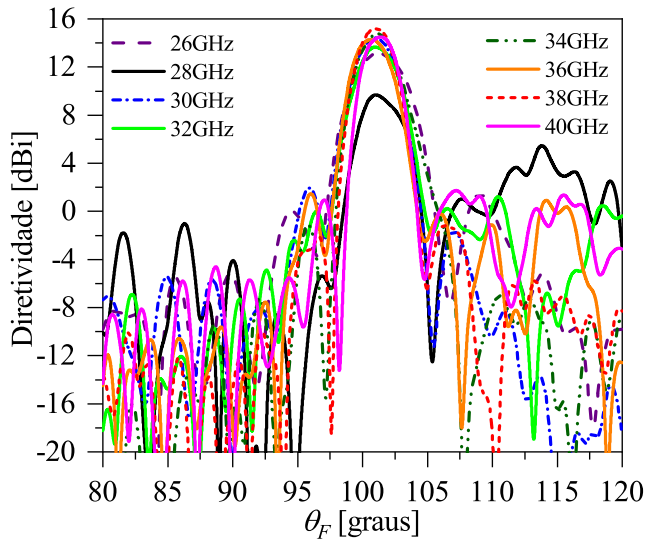
não foi ultrapassado.

4.1.2 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 20$, $\sigma_3 = 5$ dB

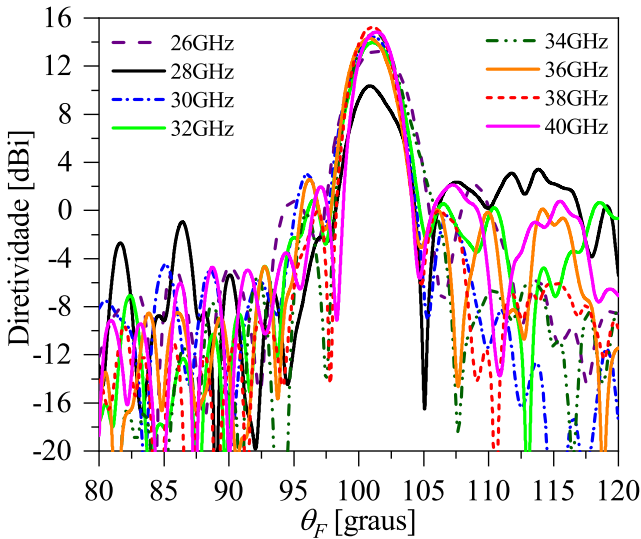
Nesta seção, são analisados os resultados da síntese considerando σ_1 entre 0.5 até 1.0, $\sigma_2 = 20$ e $\sigma_3 = 5$ dB, correspondendo aos casos 007 a 012. Novamente, busca-se analisar a influência desses parâmetros na diretividade e coeficiente de reflexão. Os diagramas de radiação simulados são ilustrados na [Figura 17](#). Da mesma forma que na seção anterior, na frequência de 28GHz, em todos os casos (007 a 012), a diretividade foi muito mais baixa pelos motivos já explicitados. Assim como foi dito anteriormente, conforme o valor de σ_1 se aproxima de 1 o lóbulo principal do diagrama de radiação fica mais mais diretivo (ver [Figura 17](#)).



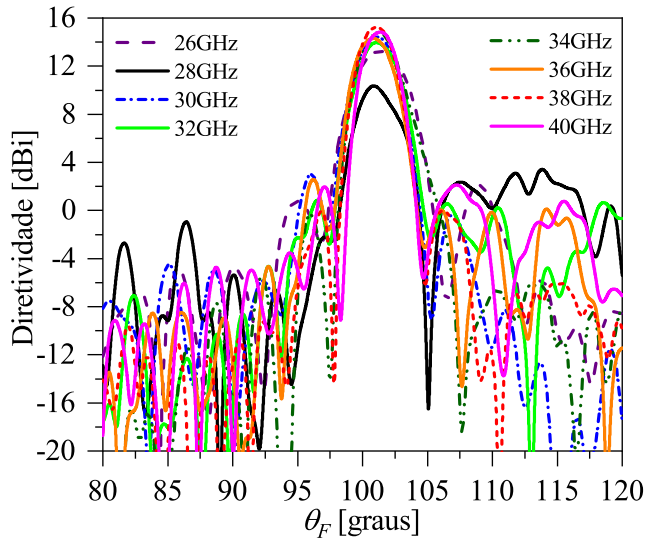
(a) Caso 007 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 008 - $\sigma_1 = 0.6$



(c) Caso 009 - $\sigma_1 = 0.7$



(d) Caso 010 - $\sigma_1 = 0.8$

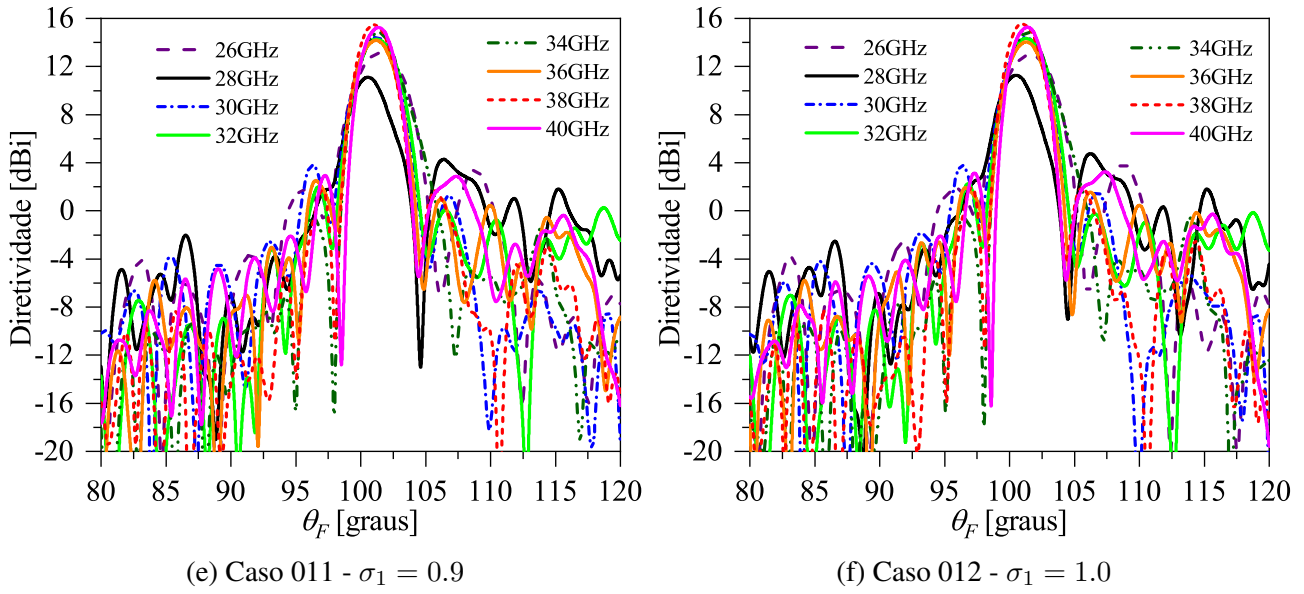


Figura 17 – Diagramas de Radiação ADC - Caso 007 a 012

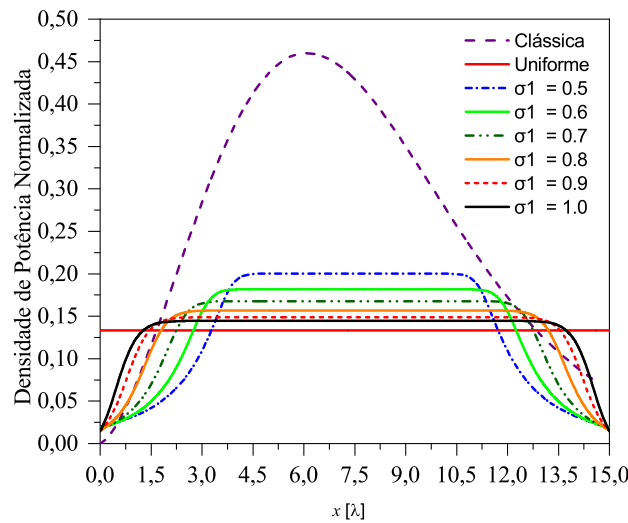
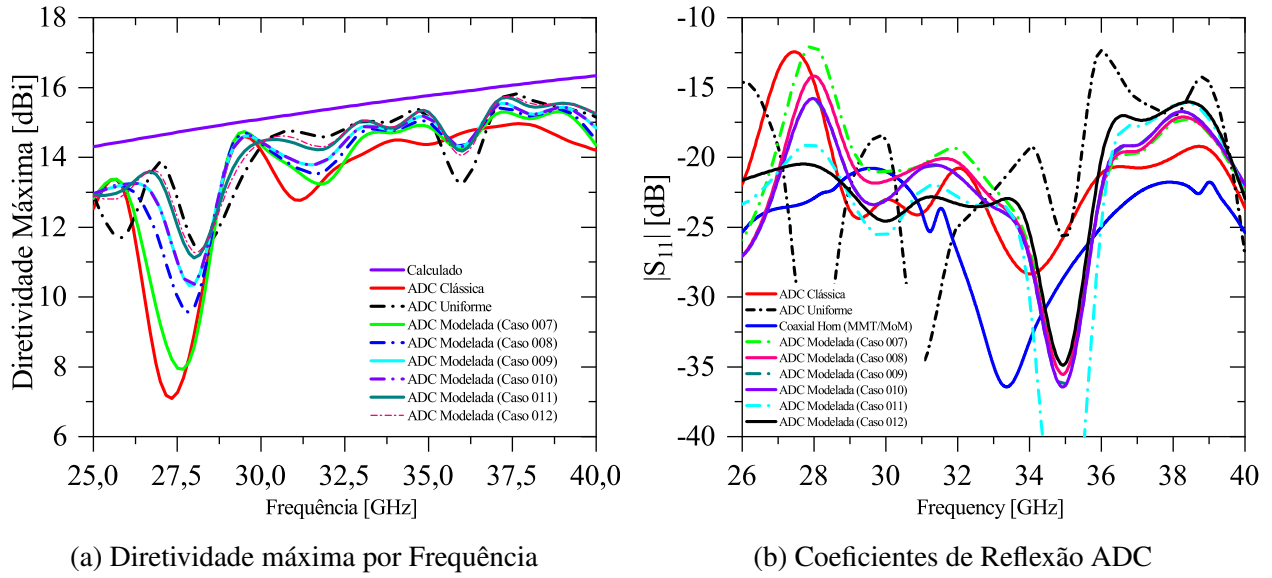


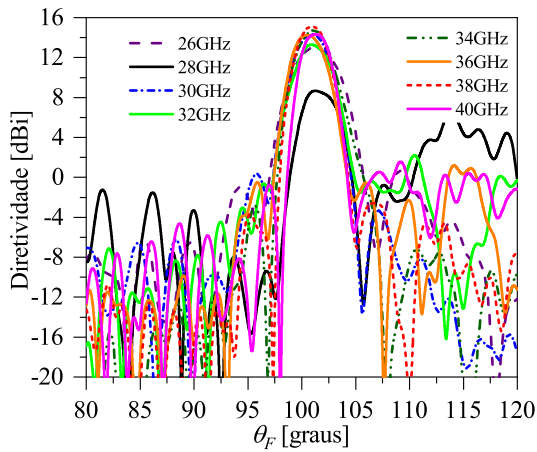
Figura 18 – Resultados ADC: Caso 007 ao 012

Analisando a diretividade máxima em função da frequência na Figura 18a, é possível concluir, novamente, que conforme o parâmetro σ_1 aumenta maior será a diretividade. Isso acontece devido a maior uniformidade na iluminação da abertura, evidenciado na Figura 18c. Comparando os casos da 001 a 006 com o dessa seção, pouca diferença foi observada, sugerindo que o parâmetro σ_2 tem pouco influência no desempenho da antena.

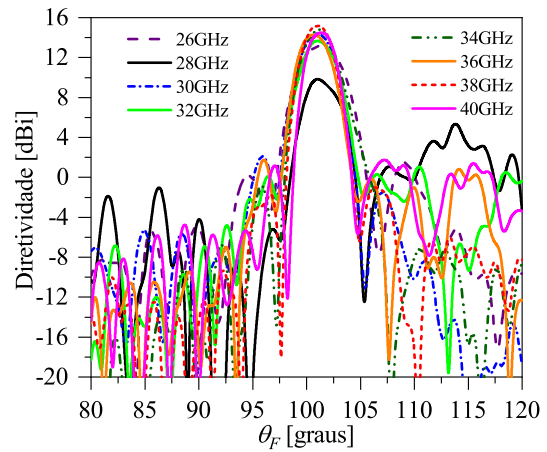
Por fim, no que diz respeito ao coeficiente de reflexão dos casos 007 a 012 (veja Figura 18b), não é possível dizer como a variação do parâmetro σ_1 influencia o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Porém, verifica-se que em todos os casos o limite de -10dB não foi ultrapassado.

4.1.3 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 5$ dB

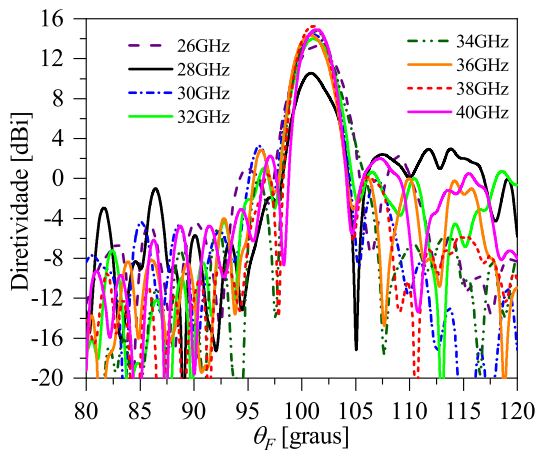
Analisamos agora os resultados da síntese considerando σ_1 entre 0.5 até 1.0, $\sigma_2 = 100$ e $\sigma_3 = 5$ dB, correspondendo aos casos 013 a 018. Os diagramas de radiação simulados são ilustrados na Figura 19. Assim como nas seções anteriores, na frequência de 28GHz a diretividade foi mais baixa. E, também, conforme σ_1 aumenta o lóbulo principal fica mais estreito, e, por consequência, a diretividade da antena aumenta (ver Figura 19).



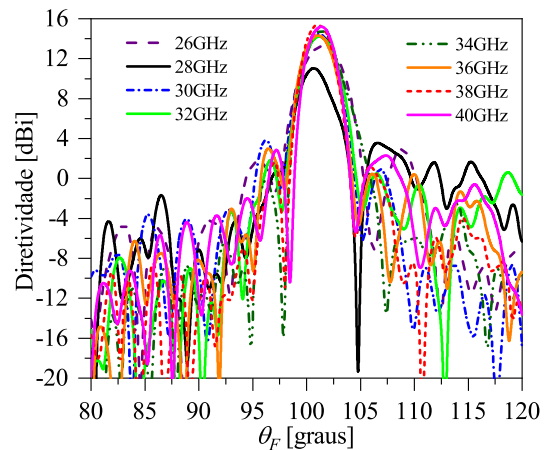
(a) Caso 013 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 014 - $\sigma_1 = 0.6$



(c) Caso 015 - $\sigma_1 = 0.7$



(d) Caso 016 - $\sigma_1 = 0.8$

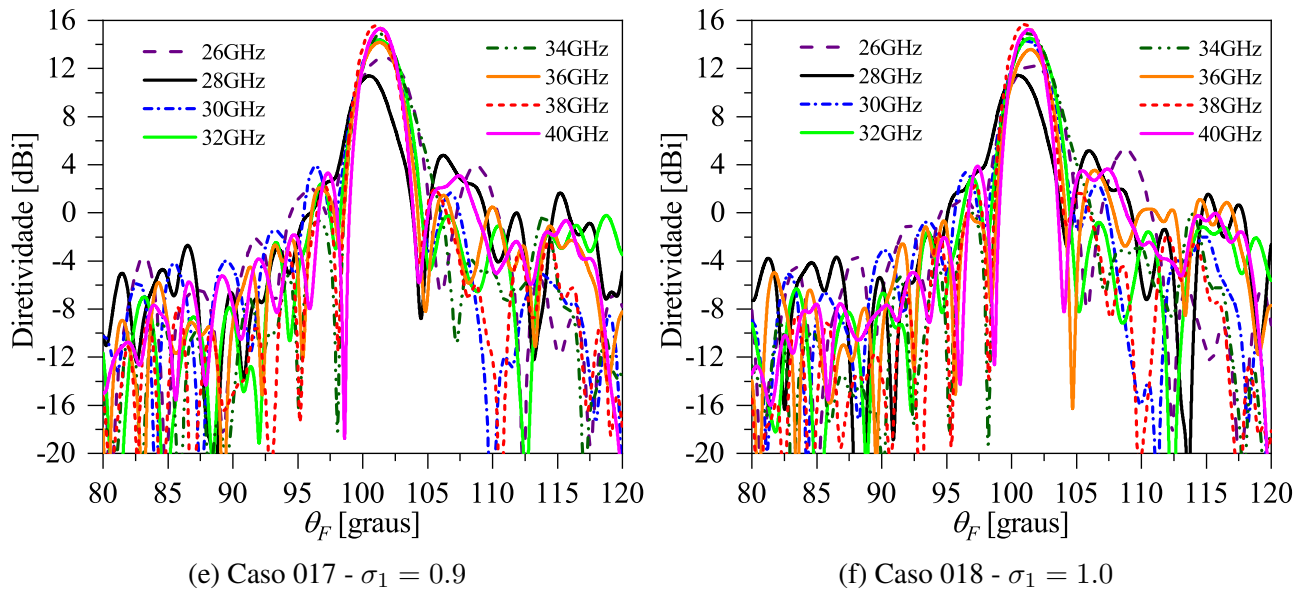


Figura 19 – Diagramas de Radiação ADC - Caso 013 a 018

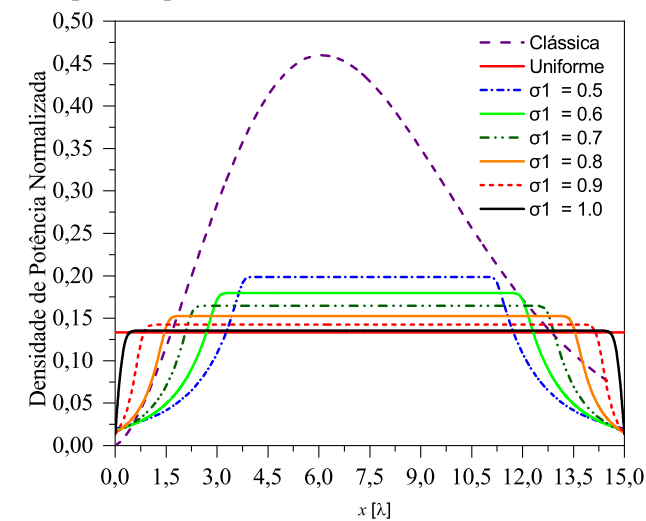
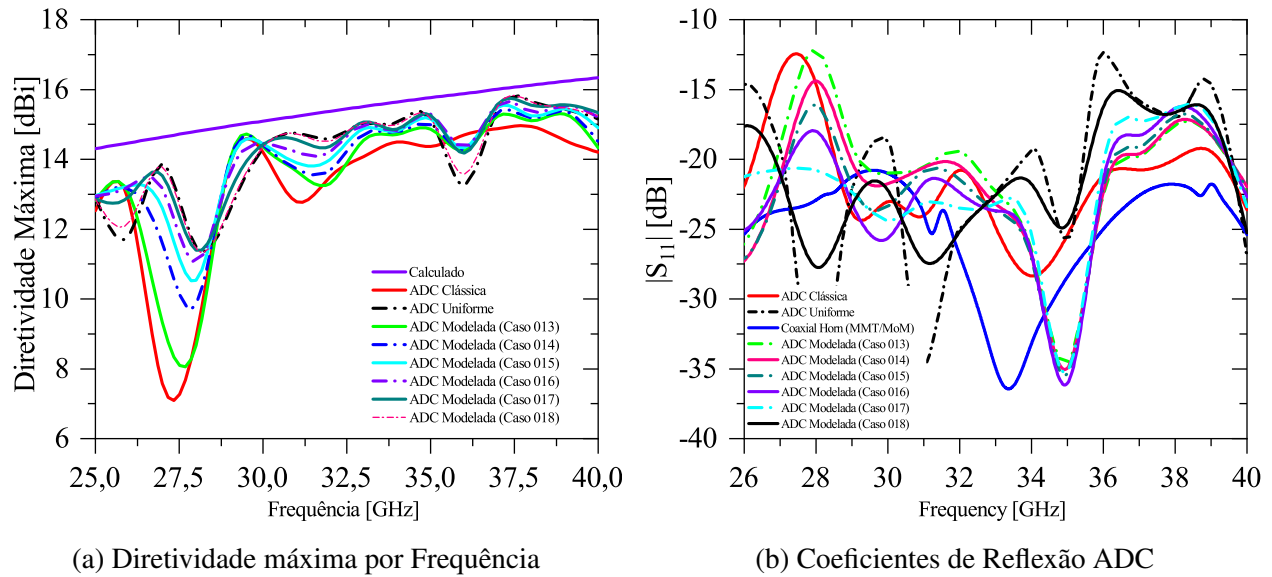


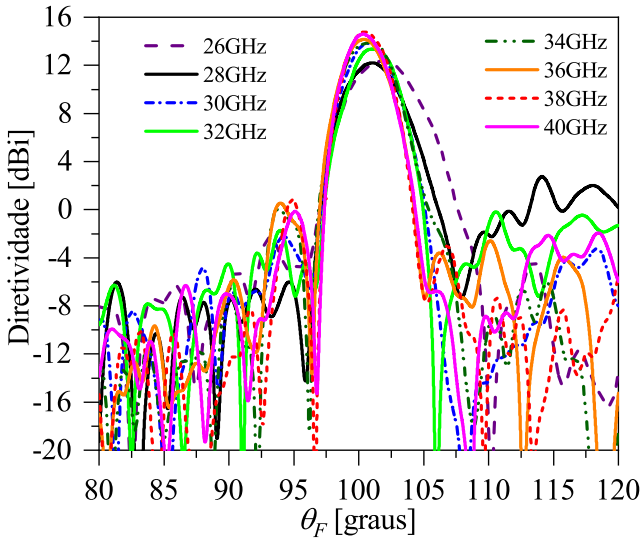
Figura 20 – Resultados ADC: Caso 013 ao 018

A Figura 20a apresenta o comportamento da diretividade máxima ao longo da banda. Similar aos casos já analisados, conforme σ_1 aumenta a diretividade também aumenta. Em relação ao coeficiente de reflexão dos casos 013 a 018 (veja Figura 20b), não é possível concluir sobre como a variação do parâmetro σ_1 influencia o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Em todos os casos o limite de -10dB não foi ultrapassado

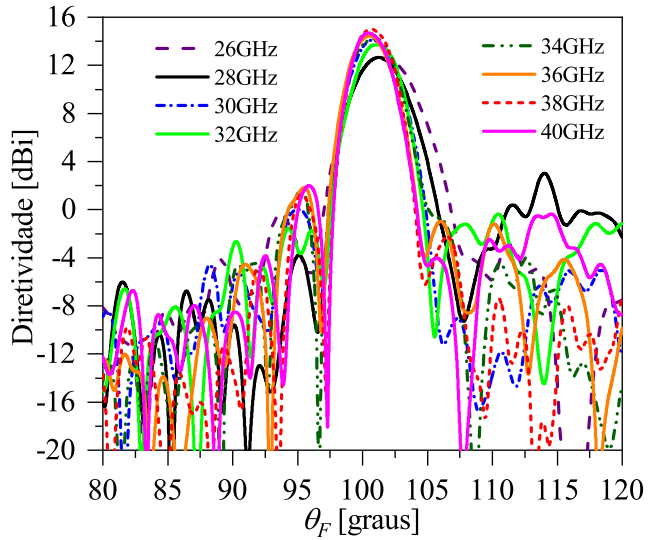
Por fim, cabe fazer um apontamento acerca do parâmetro σ_2 , pois nesses três primeiros intervalos (caso 001 a 018), o único parâmetro que variou foi σ_2 . E ao analisar os diagramas de radiação e perda de retorno, verificou-se que σ_2 não influenciou significativamente nenhum desses diagramas.

4.1.4 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 10$ dB

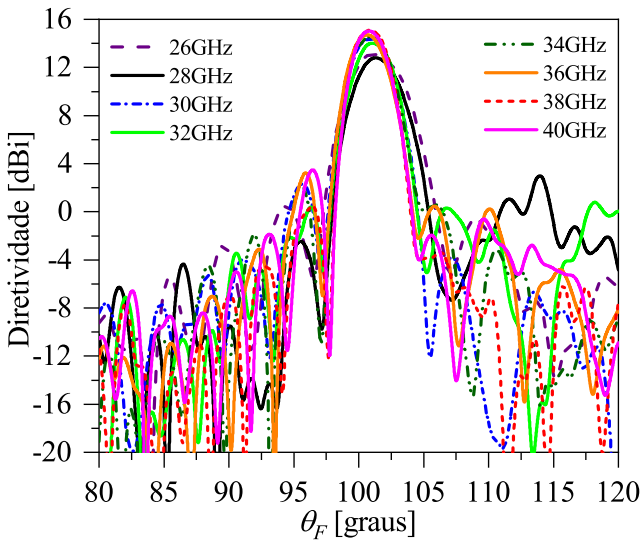
Nesta seção, são analisados os resultados da síntese considerando σ_1 entre 0.5 até 1.0, $\sigma_2 = 100$ e $\sigma_3 = 10$ dB, correspondendo aos casos 019 a 024. Os diagramas de radiação simulados são ilustrados na Figura 21. Assim como nas seções anteriores, na frequência de 28GHz a diretividade foi mais baixa. E, também, conforme σ_1 aumenta o lóbulo principal fica mais diretivo.



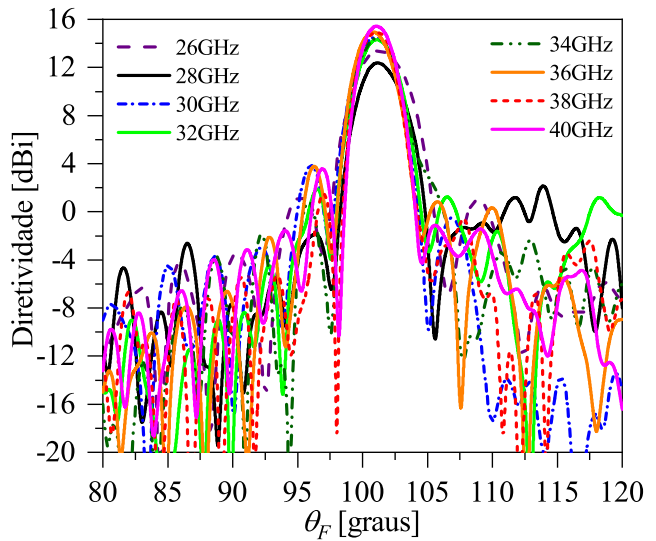
(a) Caso 019 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 020 - $\sigma_1 = 0.6$



(c) Caso 021 - $\sigma_1 = 0.7$



(d) Caso 022 - $\sigma_1 = 0.8$

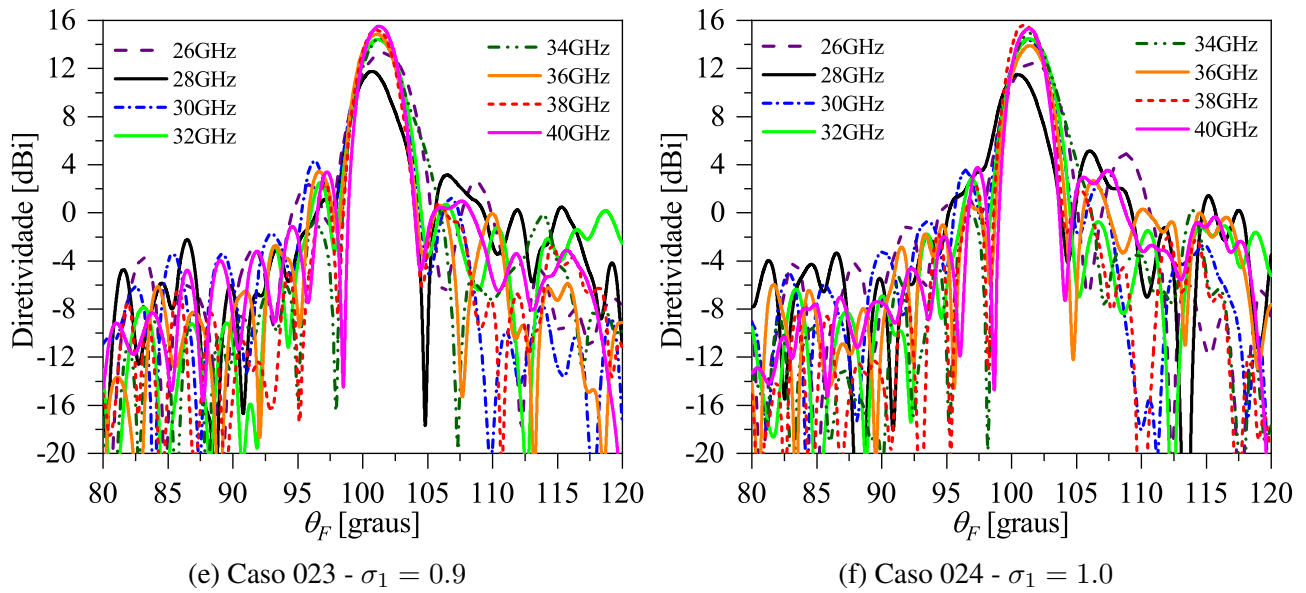


Figura 21 – Diagramas de Radiação ADC - Caso 019 a 024

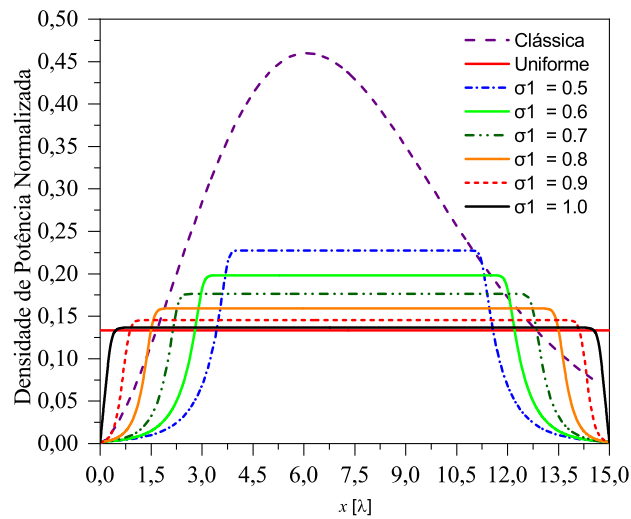
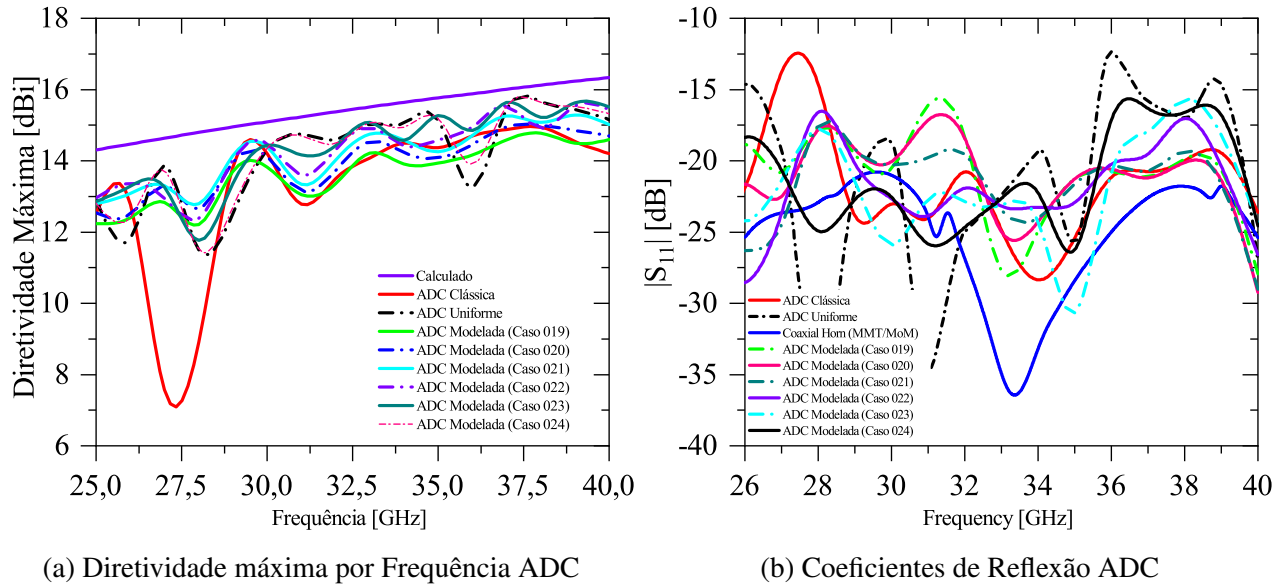


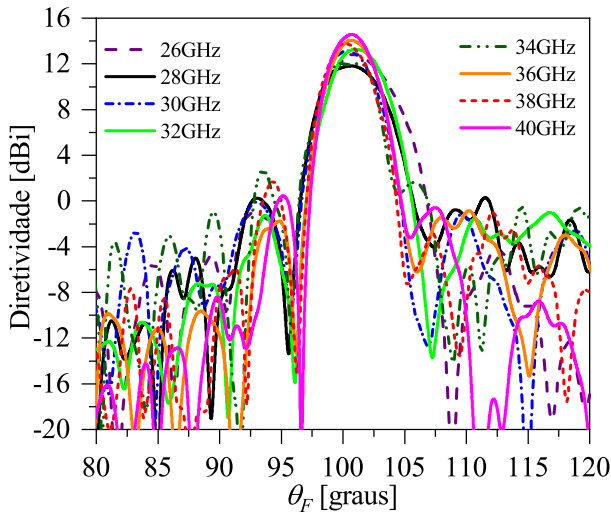
Figura 22 – Resultados ADC: Caso 019 ao 024

Da mesma forma que nos casos já analisados, utilizou-se uma abertura uniformemente iluminada como referência teórica. Analisando a Figura 22a, percebe-se que a diretividade máxima aumenta conforme o parâmetro σ_1 aumenta. Vale dizer, que diferentemente dos outros casos, a densidade de potência nas bordas da abertura foi diminuída. Isso acontece, devido ao aumento de σ_3 (dB) para 10dB. Como consequência, pode verificar que, comprado aos casos 013 a 018, o nível de lóbulo secundário foi sutilmente menor.

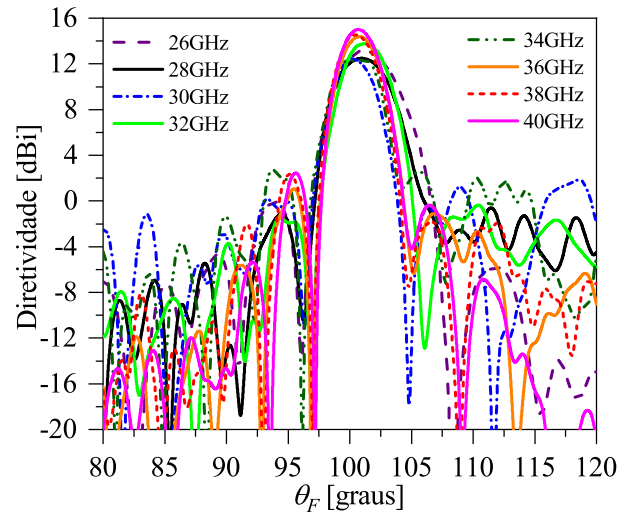
Por fim, em relação ao coeficiente de reflexão dos casos 019 a 024 (veja Figura 22b), não é possível dizer como a variação do parâmetro σ_1 influencia o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Em todos os casos verificou-se que $|S_{11}| \approx 10$.

4.1.5 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 15$ dB

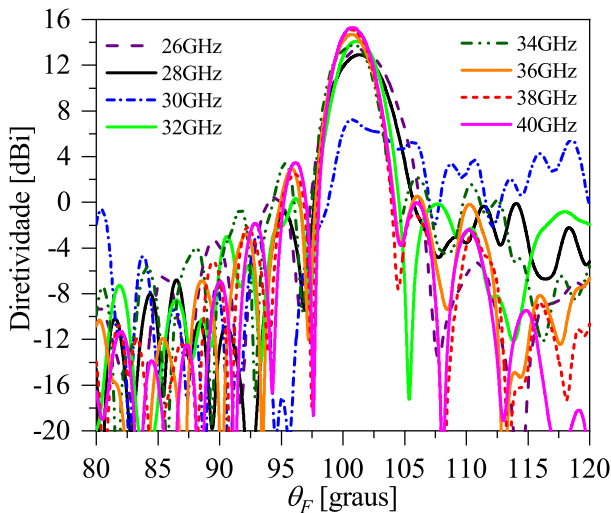
Nesta seção, serão abordados os resultados da síntese considerando σ_1 entre 0.5 até 1.0, $\sigma_2 = 100$ e $\sigma_3 = 15$ dB, correspondendo aos casos 025 a 030. Os diagramas de radiação simulados são ilustrados na Figura 23. Da mesma forma que nas seções anteriores, a frequência de 28GHz obteve valores de diretividade mais baixos. Em relação os lóbulos secundários, é possível verificar uma redução em relação aos casos onde $\sigma_3 = 5$ dB e $\sigma_3 = 10$ dB.



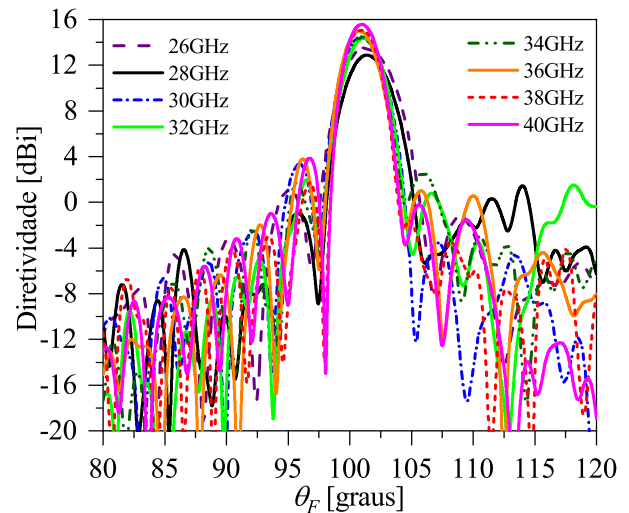
(a) Caso 025 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 026 - $\sigma_1 = 0.6$



(c) Caso 027 - $\sigma_1 = 0.7$



(d) Caso 028 - $\sigma_1 = 0.8$

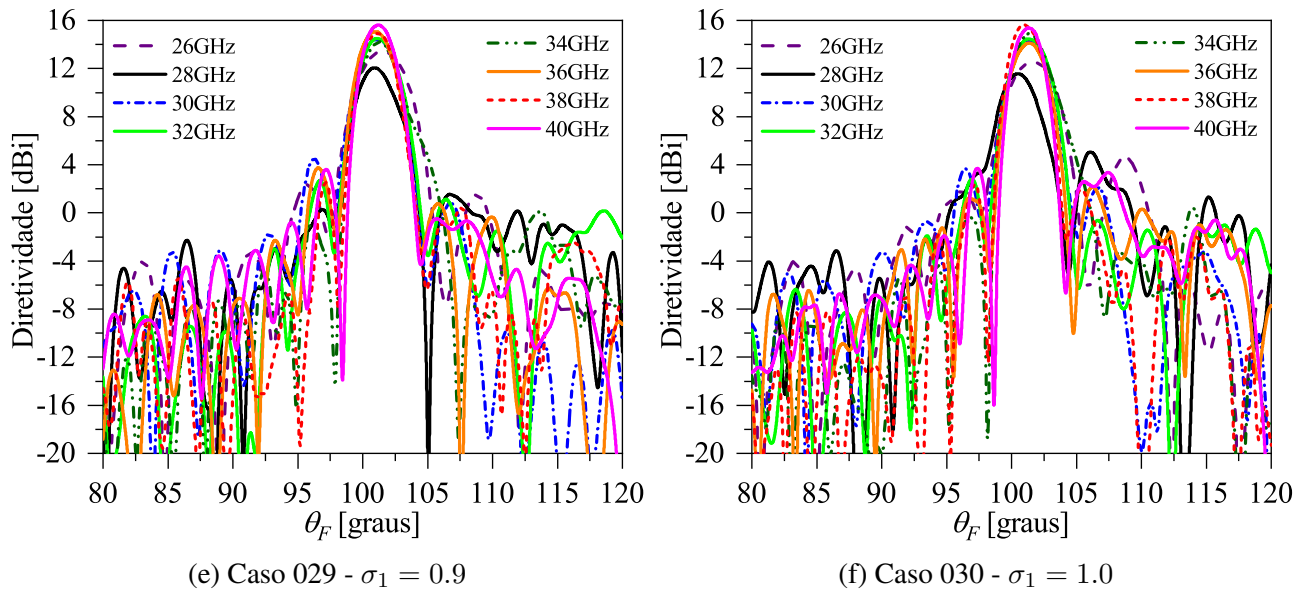


Figura 23 – Diagramas de Radiação ADC - Caso 025 ao 030

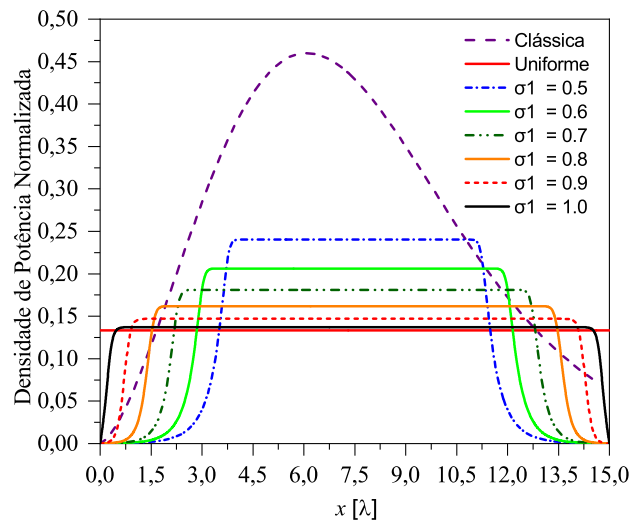
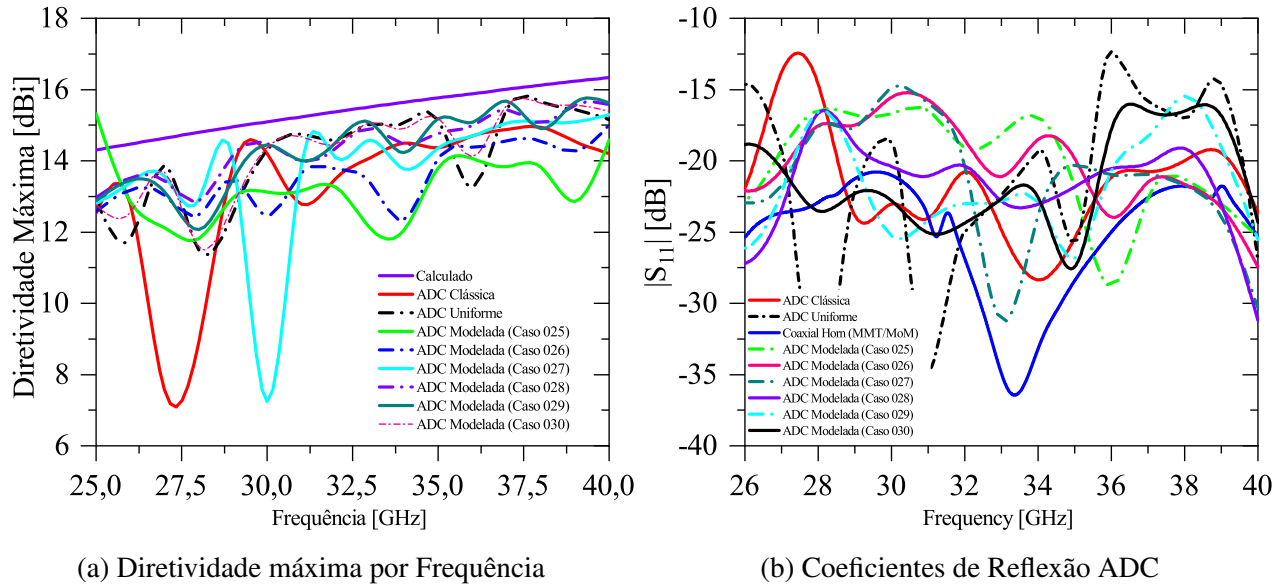


Figura 24 – Resultados ADC: Caso 025 ao 030

Novamente, que a diretividade aumenta com o valor de σ_1 (veja a Figura 24a). Um ponto a se destacar na Figura 24c é a baixa quantidade de energia nas bordas da abertura com relação aos outros casos. Isso acontece devido ao parâmetro $\sigma_3(dB)$ ter sido elevado para 15dB.

Por fim, em relação ao coeficiente de reflexão dos casos 025 a 030 (veja Figura 24b), não é possível dizer como a variação do parâmetro σ_1 influencia o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Em todos os casos verificou-se que $|S_{11}| < -10$ dB.

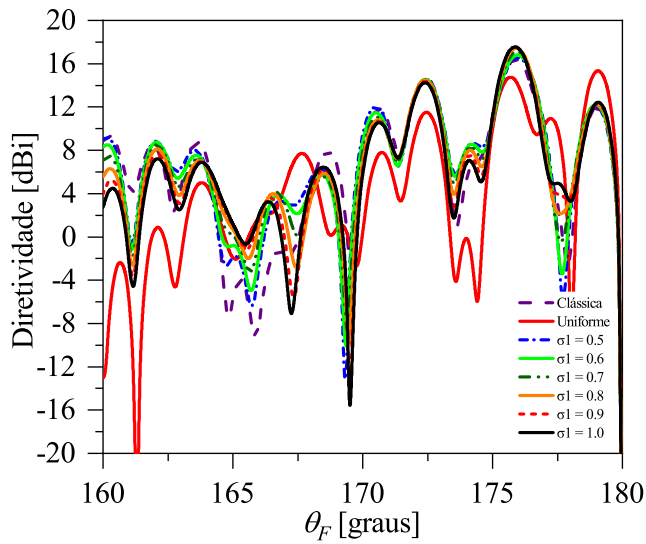
4.1.6 Análise de Lóbulos Secundários: Casos 001 a 030

Nas seções 4.1.1 a 4.1.5, foi estudada a influência do parâmetro σ_1 na diretividade das antenas refletoras com cobertura omnidirecional. Porém, não foi abordada em detalhes a relação desse parâmetro com o nível de lóbulos secundários. Observou-se que os diagramas de radiação apresentados foram inconclusivos ou pouco conclusivos acerca deste parâmetro. Nesse sentido, esta seção busca entender como os parâmetro σ_1 e σ_3 influencia no nível dos lóbulos laterais.

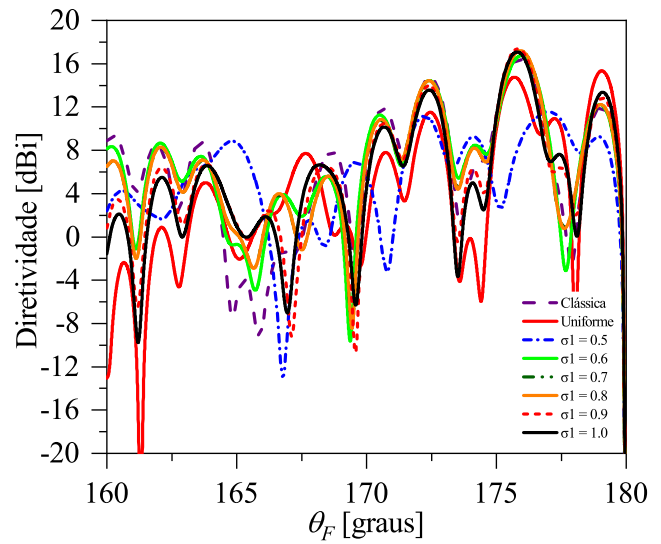
O nível dos lóbulos laterais foi analisado na faixa angular de 160° a 180° . Procedeu-se desta forma, em razão de o nível dos lóbulos secundários nessa faixa angular do diagrama de radiação é mais intenso. A frequência utilizada para fazer essa análise foi de 28GHz por ser a frequência de projeto da síntese dos refletores e da corneta coaxial. Dessa forma, é possível analisar os diagramas de radiação dos casos desta seção na Figura 25. Nessa figura, pode-se perceber que nos casos 001 a 006 (ver Figura 25a) não houve grande mudança em relação ao nível de lóbulos laterais nas variações de $\sigma_1 = 0.5$ a $\sigma_1 = 1.0$. Nos casos 007 a 012 (ver Figura 25b), começou-se a perceber uma pequena variação nos níveis dos lóbulos secundários de acordo com a variação do σ_1 . Nos casos 013 a 018 (ver Figura 25c) a variação nos níveis dos lóbulos secundários aumentou um pouco em relação aos anteriores, porém, ainda não são relevantes.

Agora, com relação aos caso 019 a 024 (ver Figura 25d), há claramente uma redução dos dos lóbulos secundários na medida em que σ_1 diminui. Isso se deve, principalmente, a atenuação de borda, que nesse caso foi de 10dB. Analisando os casos 025 a 030 (ver Figura 25e), em que a atenuação de borda ($\sigma_3(dB)$) é de 15dB o efeito é ainda mais proeminente. O nível dos lóbulos laterais é muito menor se comparado ao caso uniforme, principalmente quando se compara o caso com $\sigma_1 = 0.5$ com o uniforme.

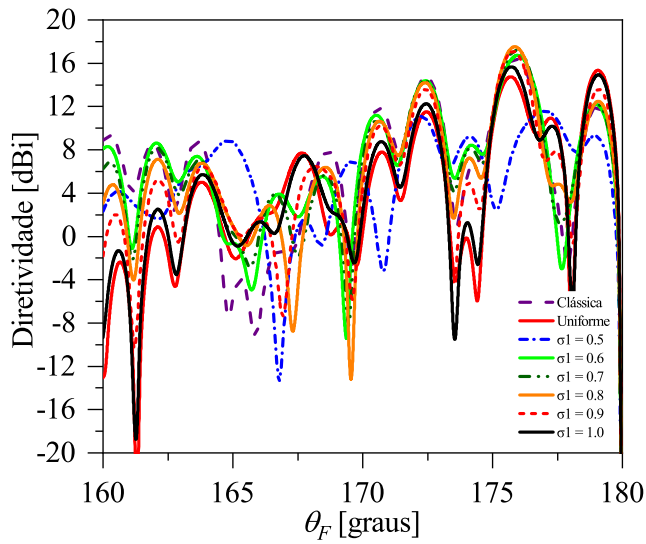
Por fim, analisando os lóbulos secundários, chega-se à seguinte conclusão acerca dos parâmetros σ_1 e $\sigma_3(dB)$: quando a atenuação de borda (σ_3) aumenta, o diagrama de radiação fica mais sensível a alterações dos lóbulos laterais, provocadas pelo parâmetro σ_1 , e, por outro lado, quando $\sigma_3(dB)$ é diminuído, essa sensibilidade é diminuída, e, portanto, variações de σ_1 não surtem grandes alterações no nível de lóbulos laterais.



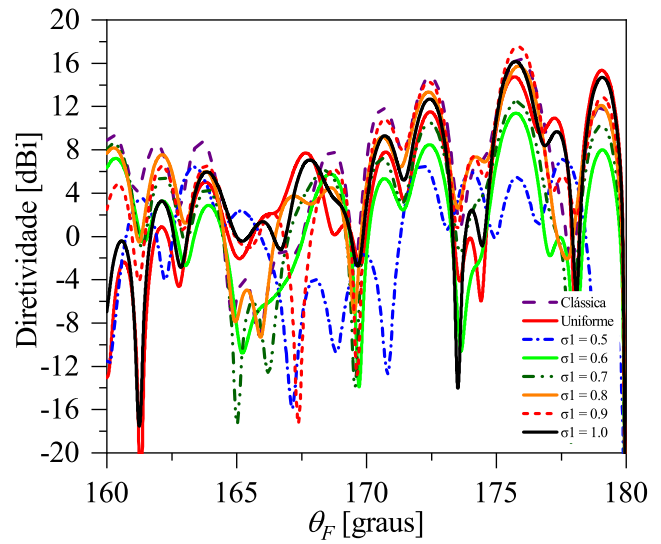
(a) Caso 001 a 006



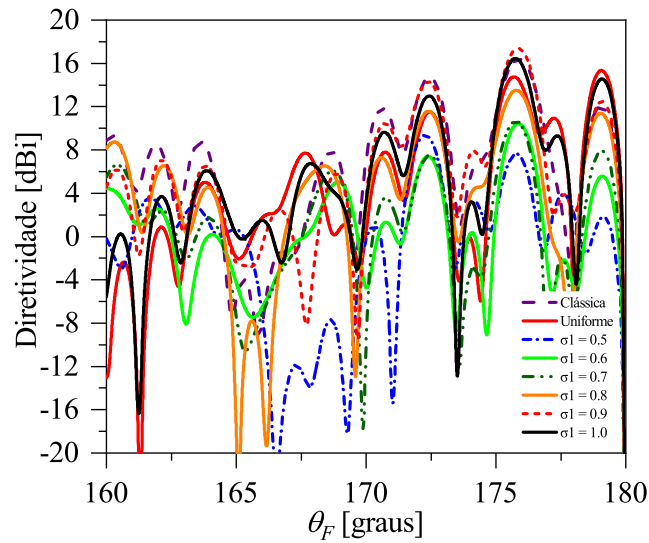
(b) Caso 007 a 012



(c) Caso 013 a 018



(d) Caso 019 a 024



(e) Caso 025 a 030

Figura 25 – Diagramas de radiação na faixa angular de 150° a 180°

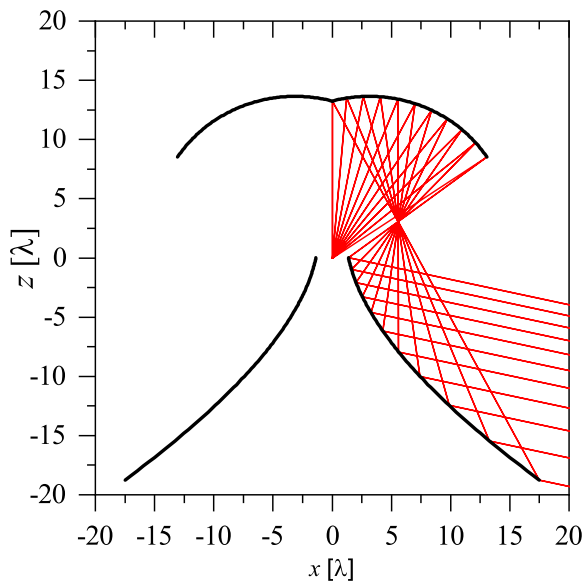
4.2 ESTUDO DE CASO PARA A CONFIGURAÇÃO ADE

Nesta seção serão analisadas as simulações eletromagnéticas, assim como foi feito na seção 4.1. Porém, nesse caso será analisada a configuração ADE, e será tomado também como parâmetro de objetivo uma diretividade igual a 15dBi.

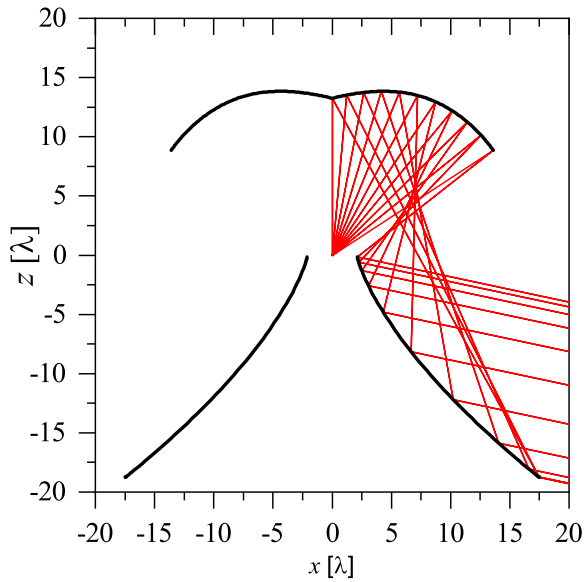
Com isso, fez-se a simulação de uma antena refletora clássica com cobertura omnidirecional na configuração ADE, de acordo com a Tabela 4. A partir dos parâmetros dessa tabela, obteve-se a geratriz, conforme a Figura 26a. Com a geratriz, fez-se a simulação eletromagnética dessa antena, e obteve-se o diagrama de radiação (ver Figura 26b) na banda de 26 a 40 GHz, bem como o coeficiente de perda de inserção (ver Figura 26e). Para fins de comparação inicial, obteve-se a geratriz descrita na Figura 26c e o seu diagrama de radiação (ver Figura 26d), bem como o coeficiente de reflexão (ver Figura 26e). Com a finalidade de se comparar as antenas clássicas ADE e a uniforme ADE, fez-se um gráfico de diretividade máxima por frequência (ver Figura 26f), tomando como base uma abertura uniformemente iluminada como referência ideal. Ao analisar a Figura 26f, observa-se que a diretividade da antena modelada, ao longo da banda, se tornou maior do que a da clássica, chegando a valores perto do que foi idealizado pela equação 4.3, além de um estreitamento do lóbulo principal conforme σ_1 se aproxima de 1. Isso corrobora com o que foi falado nas seções 2 e 3 no que diz respeito a maximização da diretividade. Porém, ao analisar a Figura 26d, é visível um aumento no nível dos lóbulos laterais (em direções não desejadas) se comparada a Figura 26b. Isso prejudica a eficiência dessas antenas em termos de direção objetivo no diagrama de radiação, visto que boa parte da energia, proveniente do alimentador, está em direções não desejadas.

Parâmetros ADE	Configuração Clássica
Wa (λ)	15.0000
Dm (λ)	35.0000
Vs (λ)	13.3500
Db (λ)	2.7500
Zb (λ)	0.0000
γ	102.0000°
θ_E	56.9139°

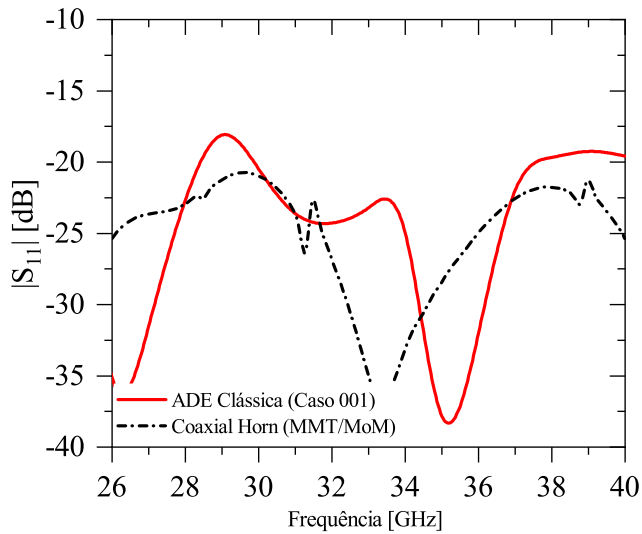
Tabela 4 – Parâmetros Clássicos para a Configuração ADE



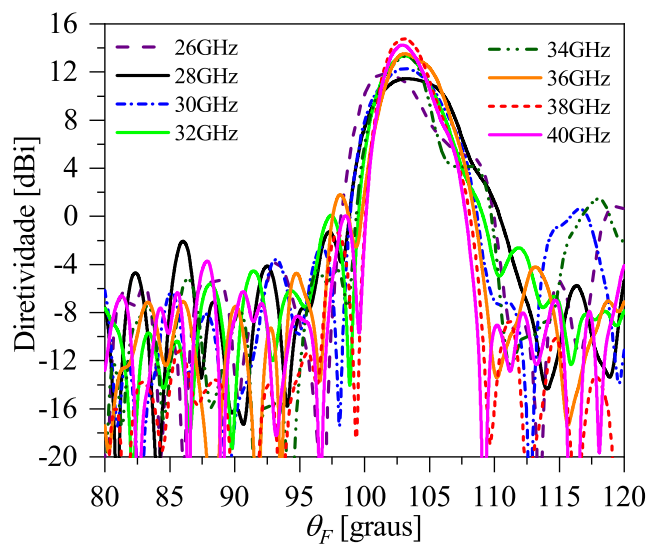
(a) Geratriz Clássica ADE Caso 001



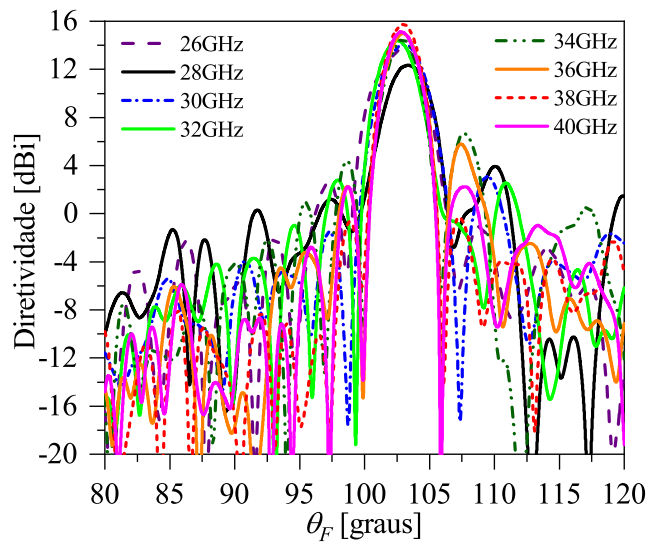
(c) Geratriz Uniforme



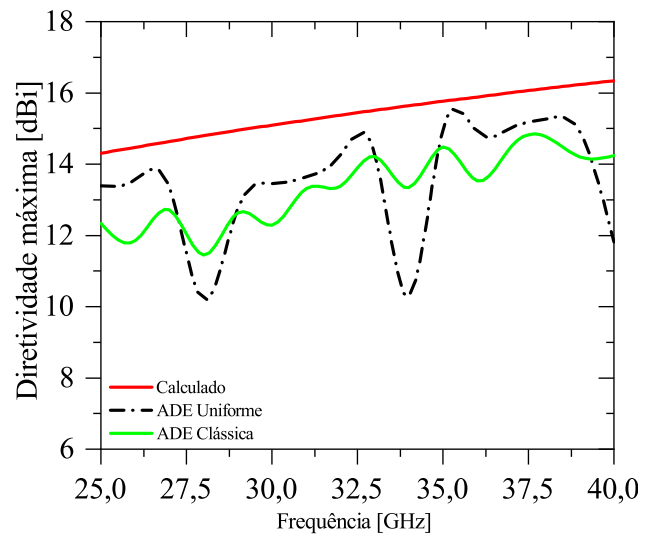
(e) Coeficiente de Reflexão para a Antena Clássica ADE Caso 001



(b) Diagrama de Radiação para a Antena Clássica ADE Caso 001



(d) Diagrama de Radiação Uniforme



(f) Diretividade Máxima por frequência

Figura 26 – Resultados Caso Clássico ADE

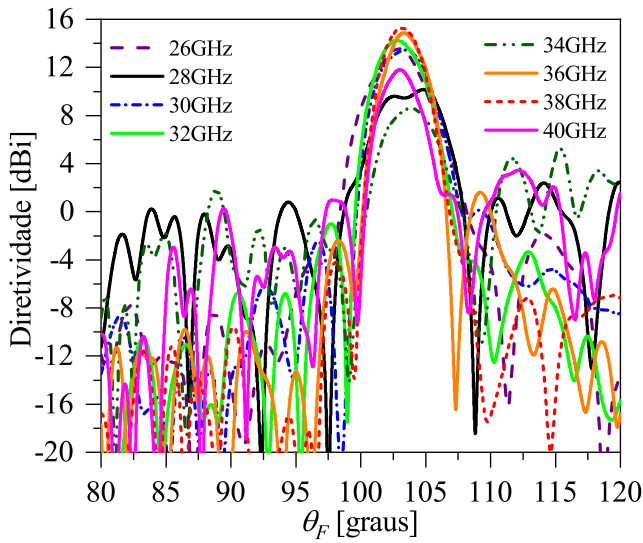
A fim de melhorar o resultado de diretividade e ganho das antenas clássicas, fez-se a simulação eletromagnética de trinta casos para a configuração ADE, variando os parâmetros σ_1 , σ_2 , σ_3 (dB). Esses resultados estão distribuídos em cinco sessões nesse trabalho: 4.2.1; 4.2.2; 4.2.3; 4.2.4 e 4.2.5. Em cada uma delas são analisados seis casos, cada um com um incremento de 0.1 no valor de σ_1 e variando σ_2 de 10 a 100 e σ_3 (dB) de 5 a 15 dB, iniciando com $\sigma_1 = 0.5$ até $\sigma_1 = 1.0$. Na tabela 5 é possível analisar todos os casos e suas respectivas variações em termos de σ_1 , σ_2 e σ_3 (dB), além de poder analisar o diâmetro do sub-refletor (Ds), a altura do refletor principal e o volume de cada antena simulada.

Número do Caso	σ_1	σ_2	σ_3	σ_3 (dB)	Ds	Vm	Vol.(λ^3)
001	0.5000	10.0000	0.1660	5.0000	27.4756	18.5615	25057.9037
002	0.6000	10.0000	0.2251	5.0000	27.4420	18.5666	25036.0445
003	0.7000	10.0000	0.3202	5.0000	27.4062	18.5720	25013.6694
004	0.8000	10.0000	0.4934	5.0000	27.3729	18.5771	24993.2892
005	0.9000	10.0000	0.8511	5.0000	27.3464	18.5811	24977.4459
006	1.0000	10.0000	1.6610	5.0000	27.3291	18.5837	24967.1984
007	0.5000	20.0000	0.0830	5.0000	27.4742	18.5618	25056.2518
008	0.6000	20.0000	0.1127	5.0000	27.4350	18.5677	25030.8583
009	0.7000	20.0000	0.1614	5.0000	27.3893	18.5746	25002.3554
010	0.8000	20.0000	0.2573	5.0000	27.3410	18.5819	24973.3294
011	0.9000	20.0000	0.5181	5.0000	27.2975	18.5885	24947.5847
012	1.0000	20.0000	1.6611	5.0000	27.2706	18.5926	24932.1573
013	0.5000	100.0000	0.0166	5.0000	27.4738	18.5618	25055.7230
014	0.6000	100.0000	0.0225	5.0000	27.4326	18.5681	25028.9814
015	0.7000	100.0000	0.0323	5.0000	27.3824	18.5757	24997.7477
016	0.8000	100.0000	0.0516	5.0000	27.3242	18.5845	24962.6870
017	0.9000	100.0000	0.1093	5.0000	27.2599	18.5942	24925.0908
018	1.0000	100.0000	1.6610	5.0000	27.2063	18.6023	24895.3945
019	0.5000	100.0000	0.0332	10.0000	27.5787	18.5460	25094.6819
020	0.6000	100.0000	0.0451	10.0000	27.5082	18.5567	25054.1990
021	0.7000	100.0000	0.0646	10.0000	27.4330	18.5680	25012.4596
022	0.8000	100.0000	0.1032	10.0000	27.3542	18.5800	24969.8413
023	0.9000	100.0000	0.2185	10.0000	27.2745	18.5920	24928.0380
024	1.0000	100.0000	3.3219	10.0000	27.2126	18.6014	24897.7813
025	0.5000	100.0000	0.0498	15.0000	27.5728	18.5469	25062.4606
026	0.6000	100.0000	0.0676	15.0000	27.5028	18.5575	25029.1514
027	0.7000	100.0000	0.0968	15.0000	27.4292	18.5686	24994.6367
028	0.8000	100.0000	0.1548	15.0000	35.4243	18.9773	33245.1814
029	0.9000	100.0000	0.3278	15.0000	35.3365	18.9586	32977.3520
030	1.0000	100.0000	4.9829	15.0000	35.2373	18.9374	32679.5894

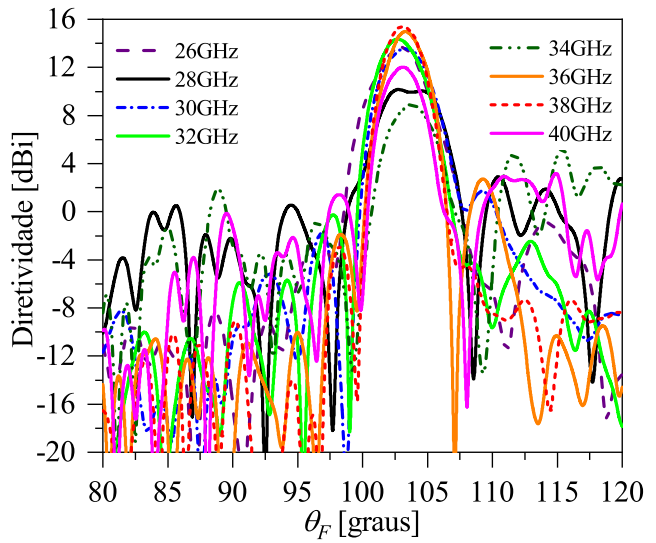
Tabela 5 – Parâmetros de modelagem para os casos de 000 a 020 na Configuração ADE

4.2.1 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 10$, $\sigma_3 = 5$ dB

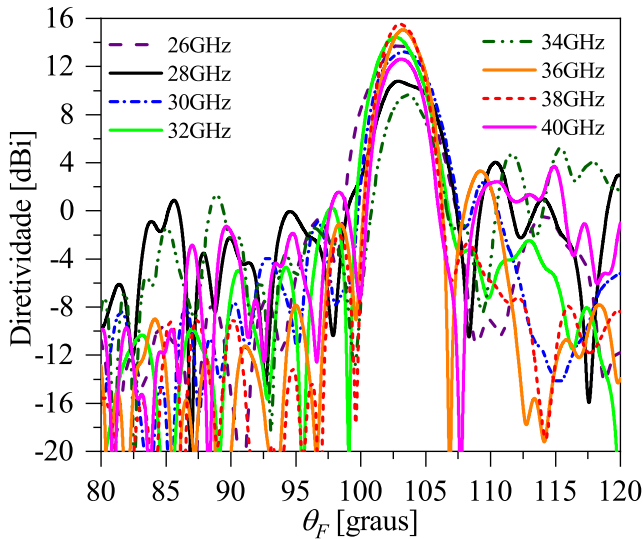
Nesta seção são analisados os casos (001 a 006) da simulação eletromagnética, considerando: $\sigma_1 = 0.5$ até 1.0 ; $\sigma_2 = 10$ e $\sigma_3(dB) = 5dB$ na configuração ADE. Com isso, busca-se encontrar a influências dos parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 no diagrama de radiação e de perda de retorno. Sendo assim, ao analisar os diagramas de radiação (veja [Figura 27](#)), vê-se que há um estreitamento do lóbulo principal em 102° conforme o parâmetro σ_1 se aproxima de 1. Esse estreitamento, está intimamente ligado a diretividade da antena, pois ao se tornar mais diretivo, a uniformidade da distribuição de densidade de potência é maior. Em relação aos níveis de lóbulos secundários, a [Figura 31](#) é pouco conclusiva acerca disso, e, portanto, em outra seção será abordado esse tema.



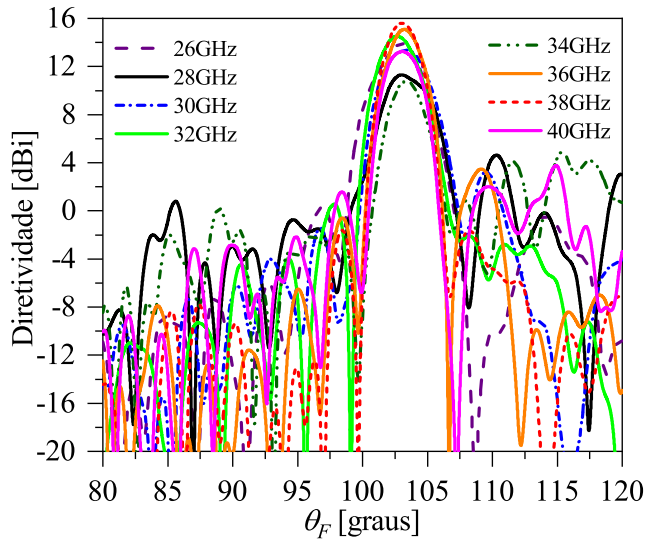
(a) Caso 001 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 002 - $\sigma_1 = 0.6$



(c) Caso 003 - $\sigma_1 = 0.7$



(d) Caso 004 - $\sigma_1 = 0.8$

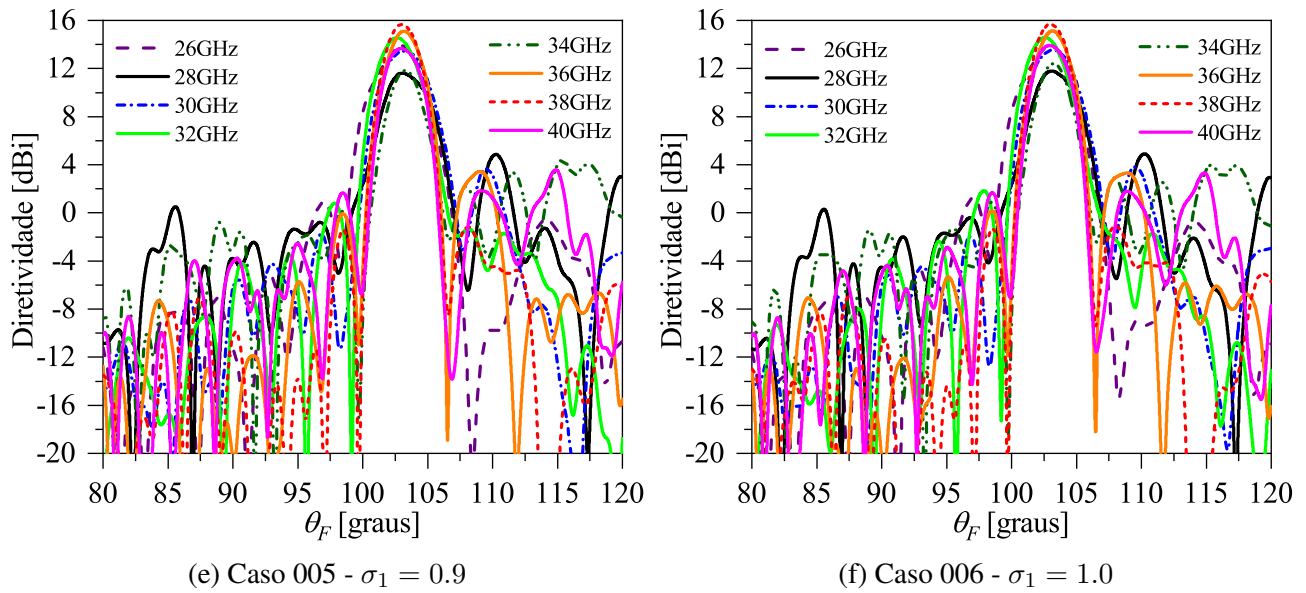


Figura 27 – Diagramas de Radiação ADE - Caso 001 a 006

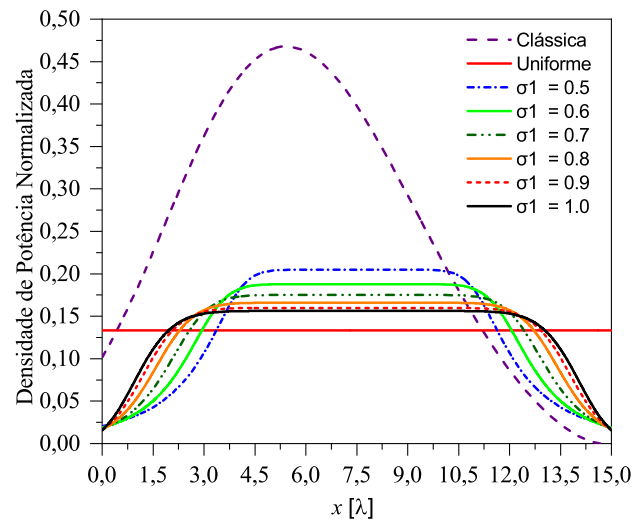
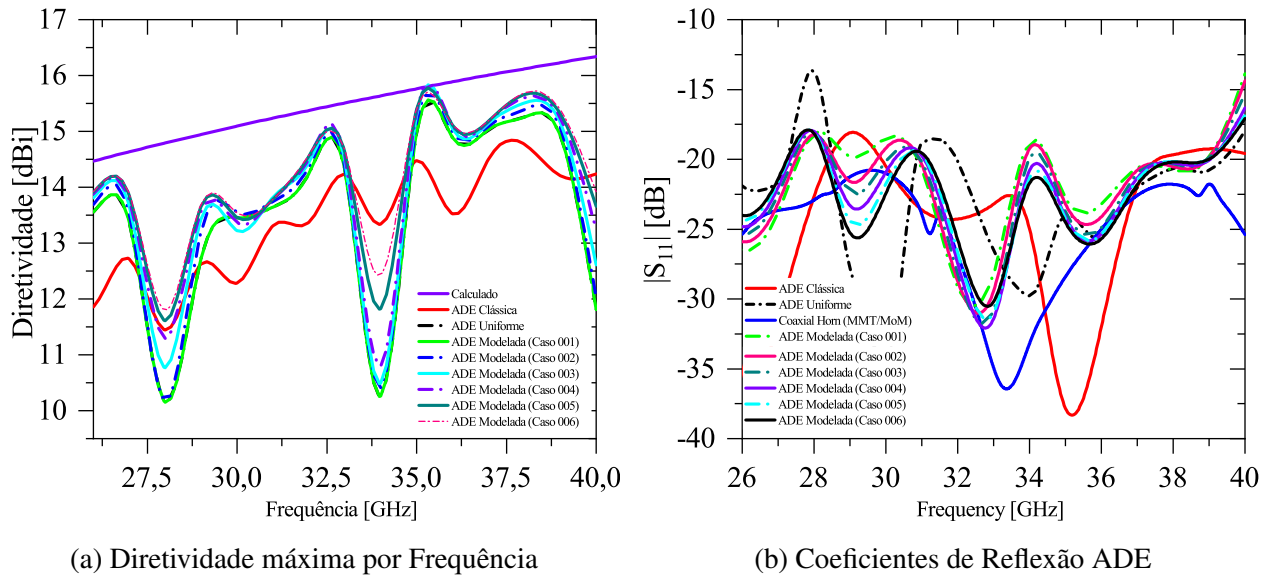


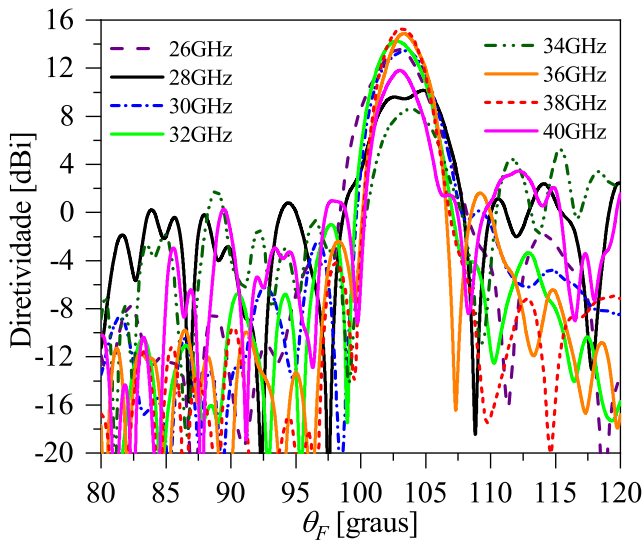
Figura 28 – Resultados ADE: Caso 001 ao 006

No que diz respeito a análise da diretividade máxima, utilizou-se como um parâmetro teórico uma abertura uniformemente iluminada. Essa abertura tem comprimento igual a 15λ na frequência de operação de 28GHz. Sendo assim, pode-se agora analisar de que forma essa diretividade máxima foi afetada pela variação de σ_1 . Na Figura 28a, é possível concluir que quanto maior for σ_1 , maior será a diretividade. Isso, pois a abertura está mais uniformemente iluminada, como pode ser visto na Figura 28c

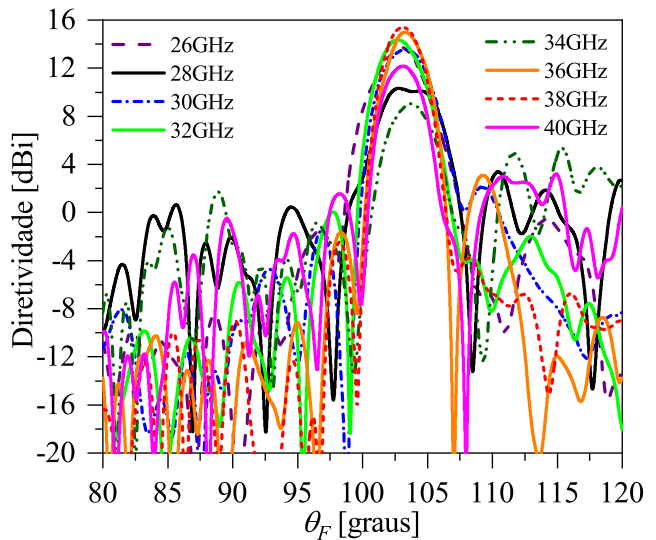
Por último, cabe analisar o coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$). A partir da Figura 28b, nota-se que não há uma relação entre a variação dos parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 com o parâmetro $|S_{11}|$. Porém, durante toda a banda S_{11} se manteve abaixo de -10dB. Isso mostra que essas antenas estão em condições

4.2.2 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 20$, $\sigma_3 = 5$ dB

De forma análoga a seção anterior, são analisados os diagramas de radiação e perda de retorno dos casos 007 a 012, levando em conta a variação de $\sigma_1 = 0.5$ a $\sigma_1 = 1.0$, $\sigma_2 = 20$ e $\sigma_3(dB) = 5dB$. A partir disso, com relação aos diagramas de radiação da Figura 29 nota-se que o lóbulo principal fica mais estreito conforme a iluminação na abertura se torna mais uniforme (σ_1 se aproxima de 1).



(a) Caso 007 - $\sigma_1 = 0.5$



(b) Caso 008 - $\sigma_1 = 0.6$

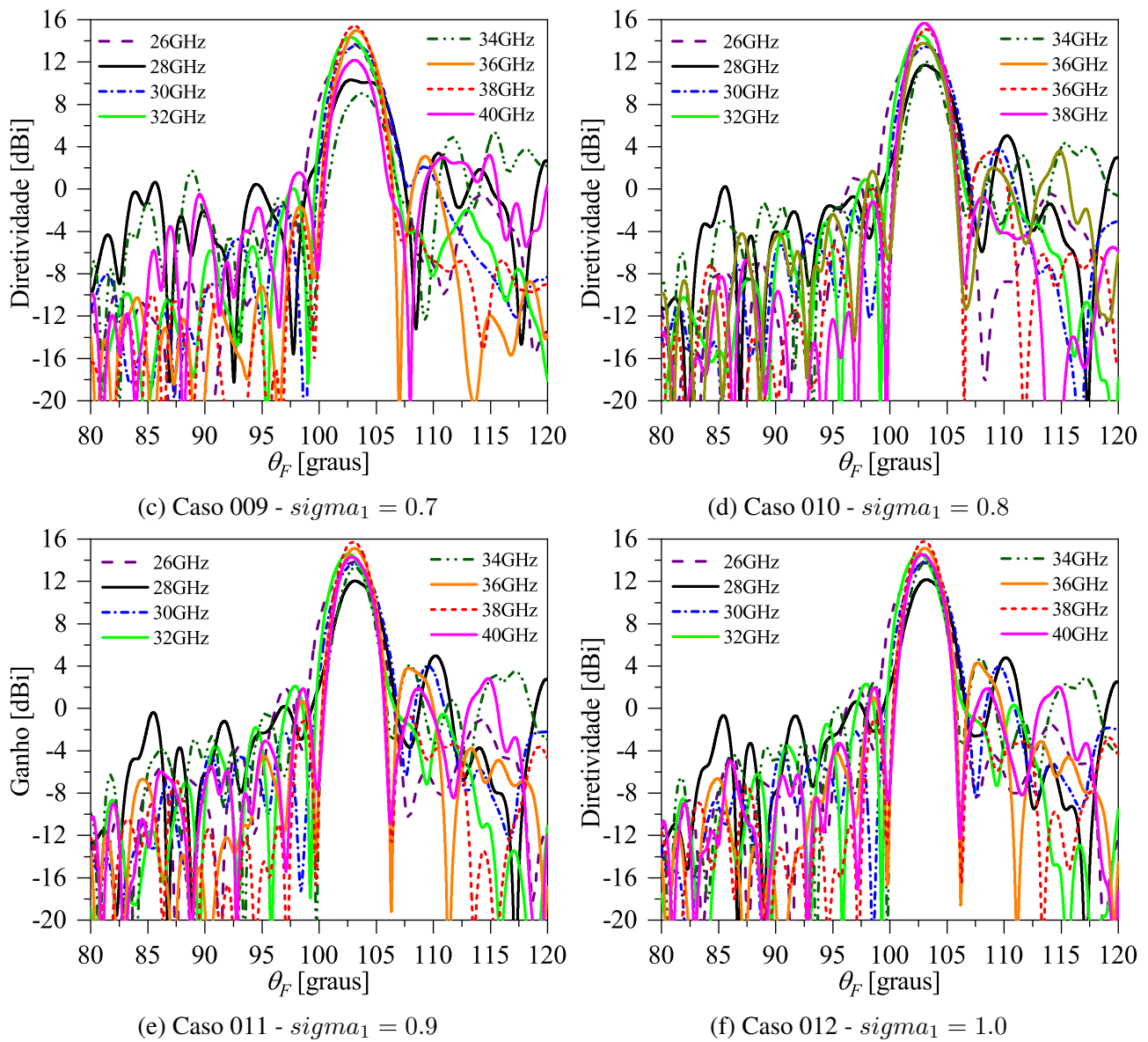
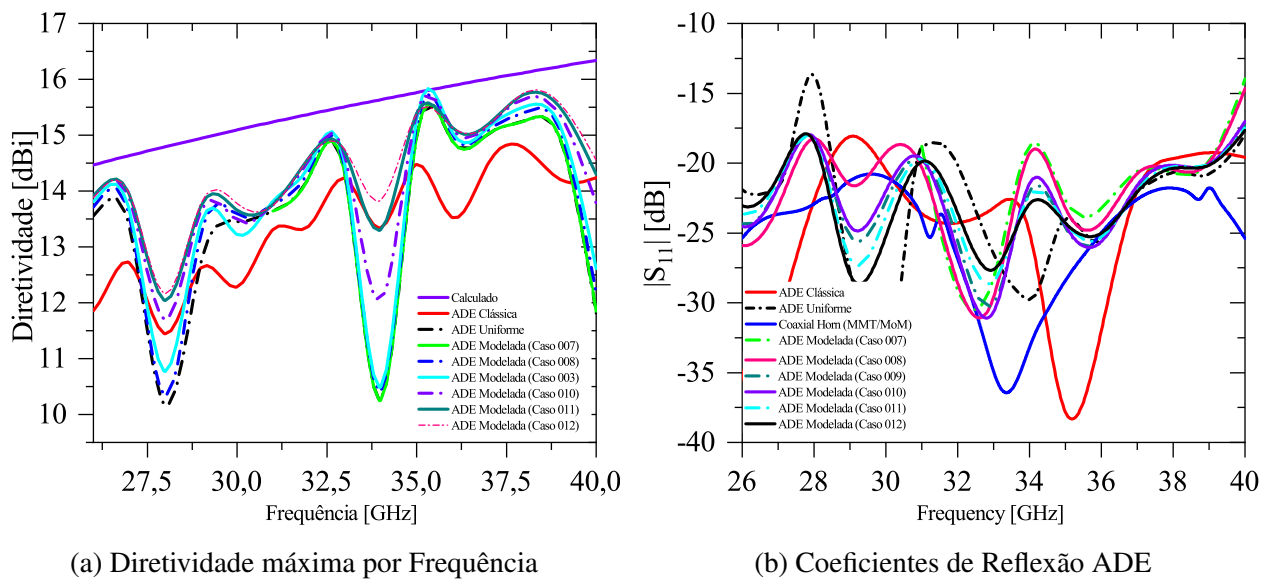
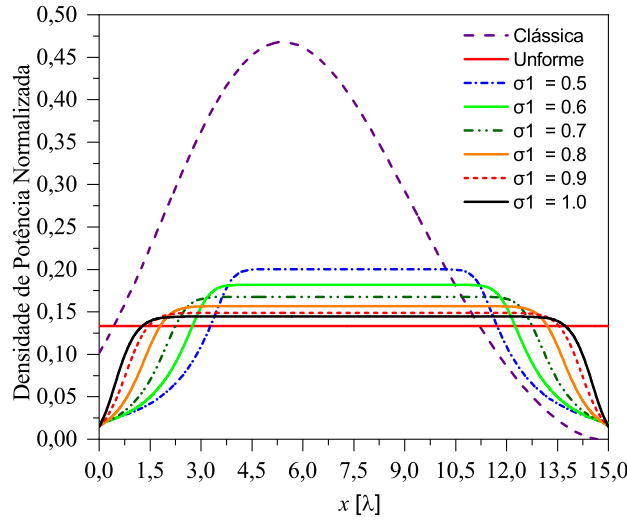


Figura 29 – Diagramas de Radiação ADE - Caso 007 a 012





(c) Densidade de potência na abertura - casos 007 a 012

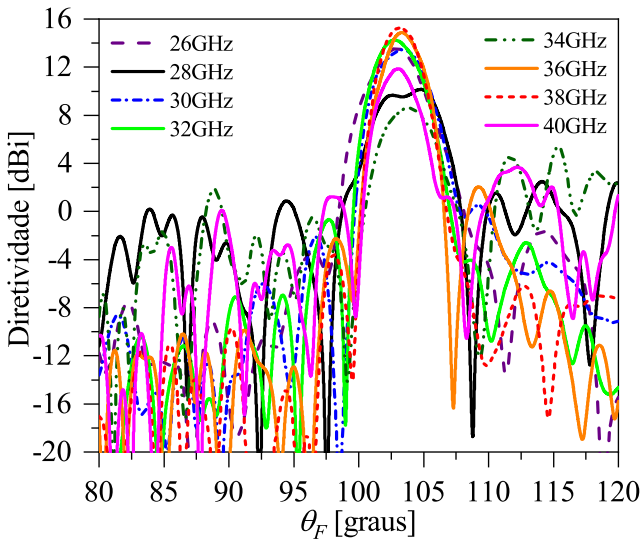
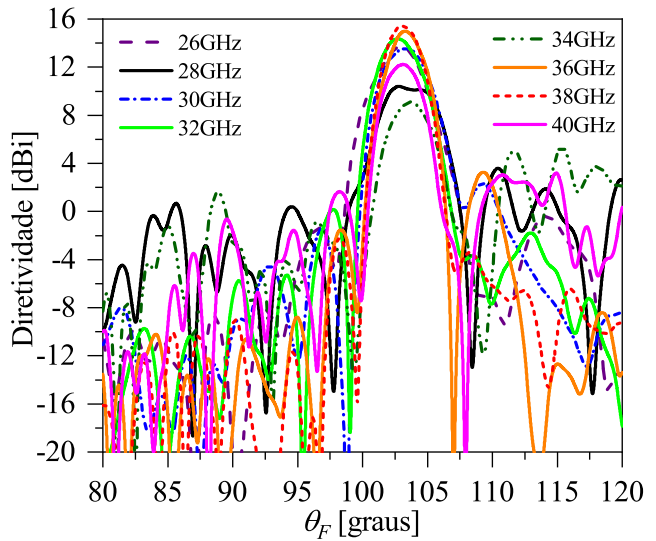
Figura 30 – Resultados ADE: Caso 007 ao 012

No que diz respeito a diretividade, vê-se que conforme σ_1 aumenta a diretividade também aumenta (ver Figura 30a e Figura 30c).

Em relação ao coeficiente de reflexão, não há, novamente, uma relação entre os parâmetros de controle e S_{11} . Somente é possível dizer que durante toda a banda o coeficiente de reflexão manteve-se abaixo de -10dB.

4.2.3 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 5$ dB

Nesta seção, são abordados os casos 013 a 018, que levam em conta a variação de $\sigma_1 = 0.5$ a 1.0 , $\sigma_2 = 100$ e $\sigma_3(dB) = 5$. Os diagramas de radiação estão ilustrados na Figura 31. Nota-se, novamente, um estreitamento do diagrama de radiação, e, por consequência, um aumento de diretividade (ver Figura 31).

(a) Caso 013 - $\sigma_1 = 0.5$ (b) Caso 014 - $\sigma_1 = 0.6$

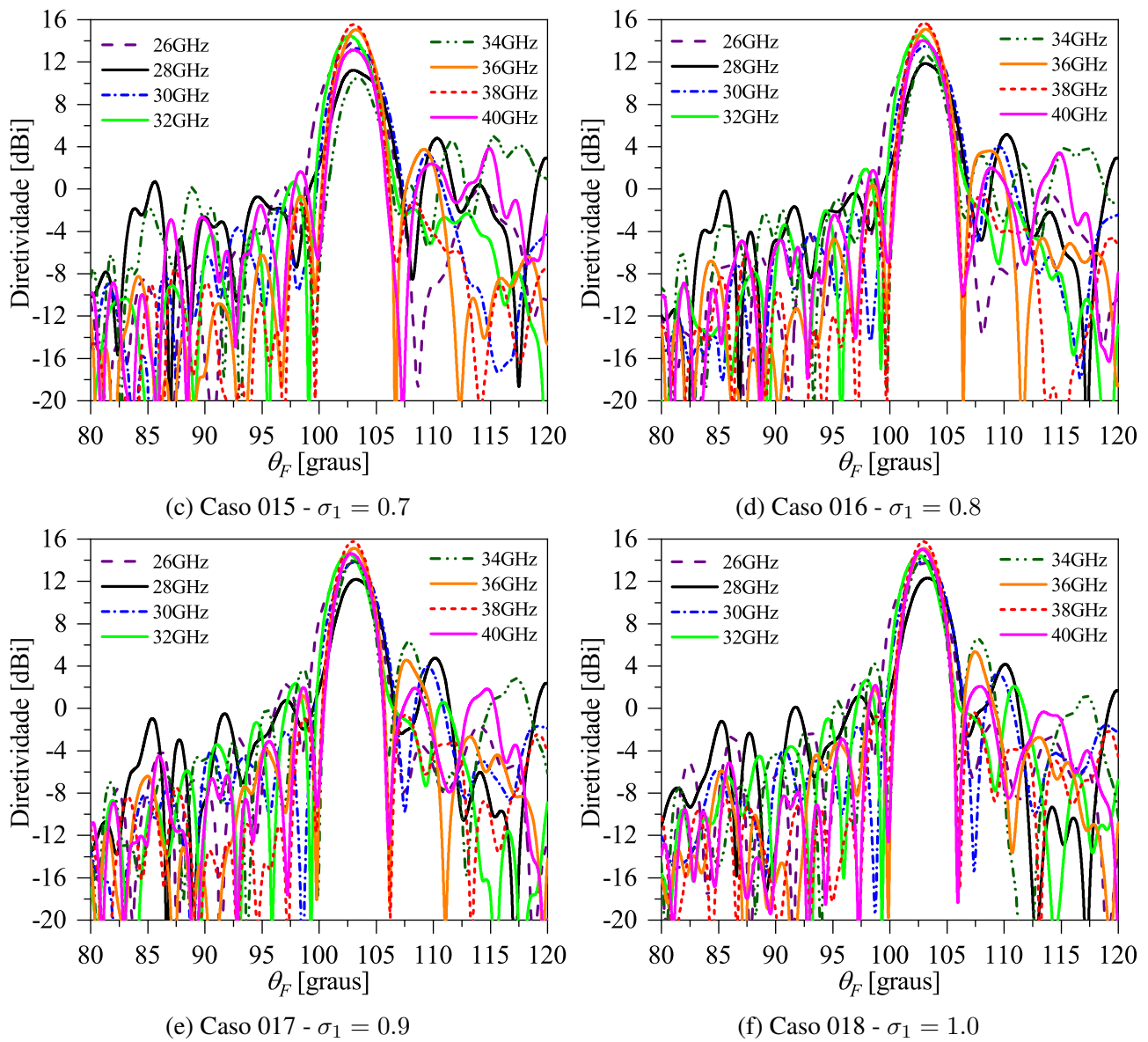
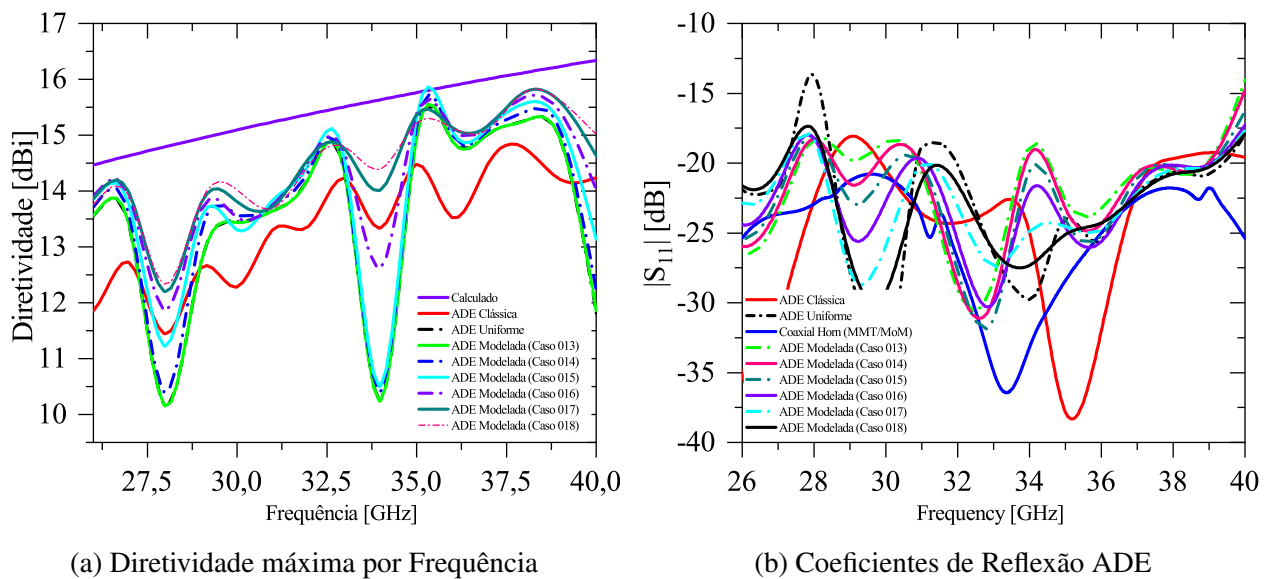
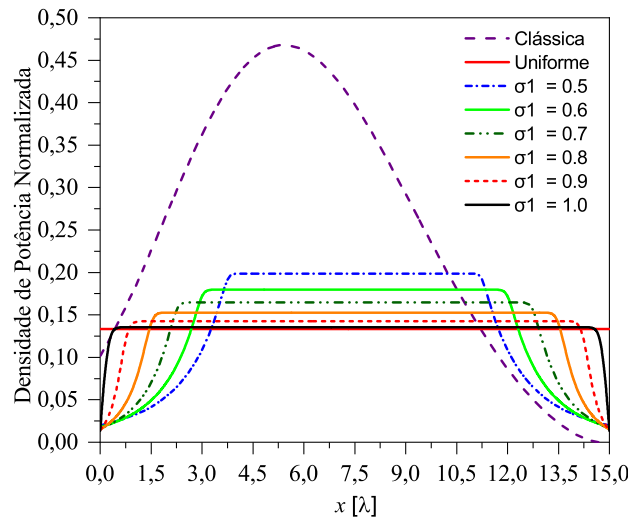


Figura 31 – Diagramas de Radiação ADE - Caso 013 ao 018





(c) Densidade de potência na abertura - casos 013 a 018

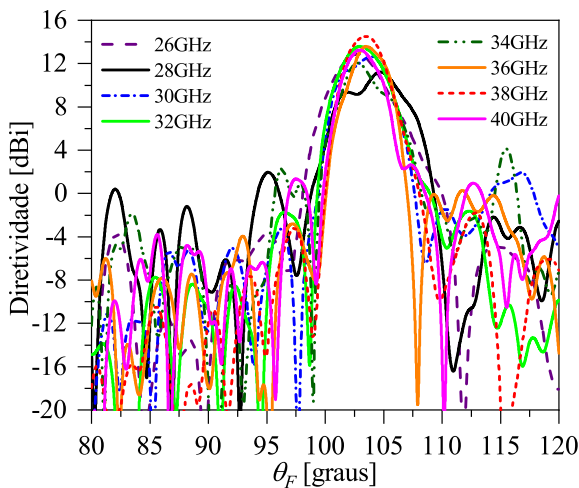
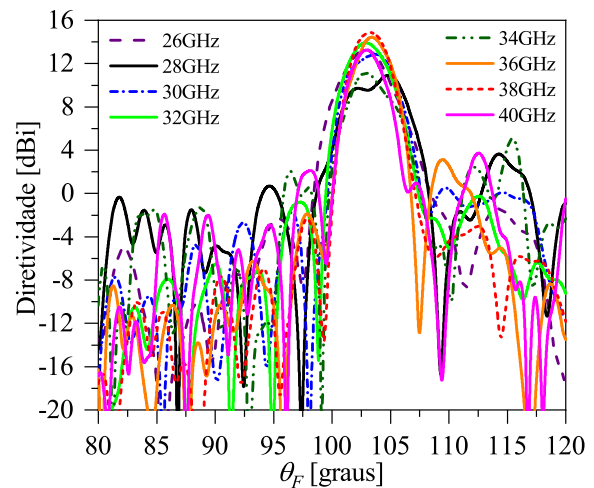
Figura 32 – Resultados ADE: Caso 013 ao 018

A diretividade máxima é ilustrada na Figura 32a. E da mesma forma que os casos anteriores, há um aumento da diretividade conforme o valor de σ_1 aumenta (ver Figura 32c). Com relação ao coeficiente de reflexão, nota-se, de forma similar aos casos anteriores, que $|S_{11}|$ fica abaixo de -10dB, sem grandes influências dos parâmetros de controle.

Por fim, cabe ressaltar uma característica ao longo dos casos 001 a 018. Em todos esses casos o parâmetro σ_2 foi o único que se alterou, e, ao comparar os diagramas de radiação, chega-se a conclusão de que esse parâmetro não influencia significativamente os diagramas de radiação.

4.2.4 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 10$ dB

Nesta seção, são analisados os casos 019 a 024, os quais diferem dos casos da seção anterior, em relação a atenuação de borda (σ_3 (dB)) que neste caso passa a ser igual a 10 dB. Com relação a Figura 33, nota-se, novamente, que conforme a iluminação se torna mais uniforme (σ_1 mais perto de 1) a diretividade aumenta, e, portanto, lóbulo principal fica mais estreito.

(a) Caso 019 - $\sigma_1 = 0.5$ (b) Caso 020 - $\sigma_1 = 0.6$

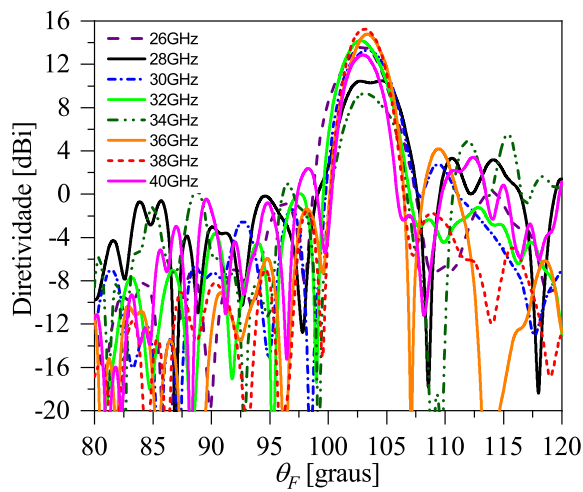
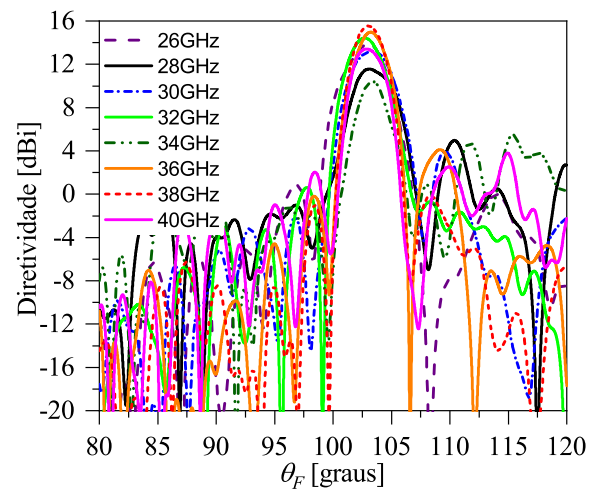
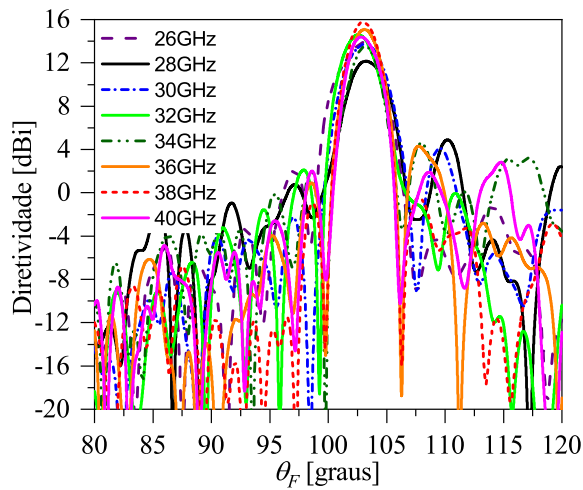
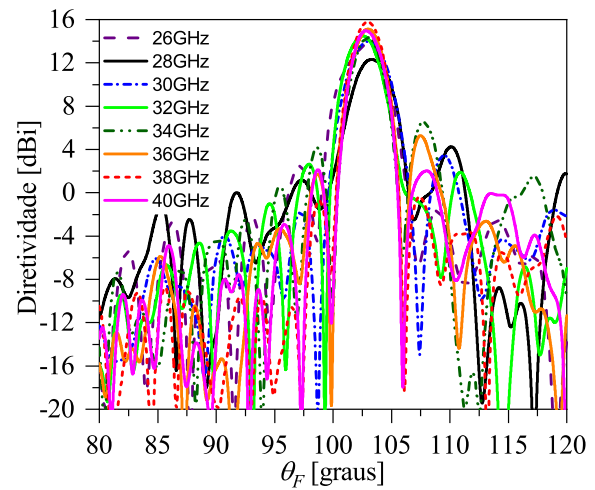
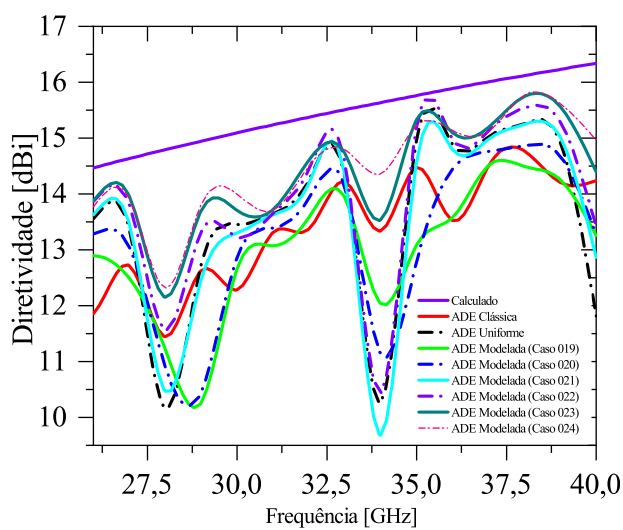
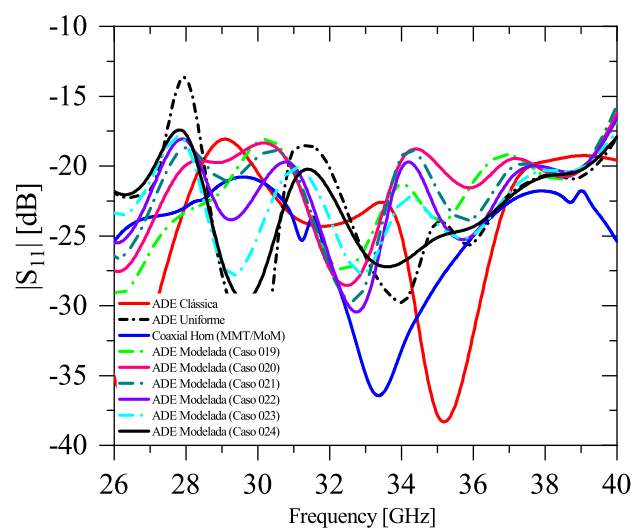
(c) Caso 021 - $\sigma_1 = 0.7$ (d) Caso 022 - $\sigma_1 = 0.8$ (e) Caso 023 - $\sigma_1 = 0.9$ (f) Caso 024 - $\sigma_1 = 1.0$

Figura 33 – Diagramas de Radiação ADE - Caso 019 ao 024

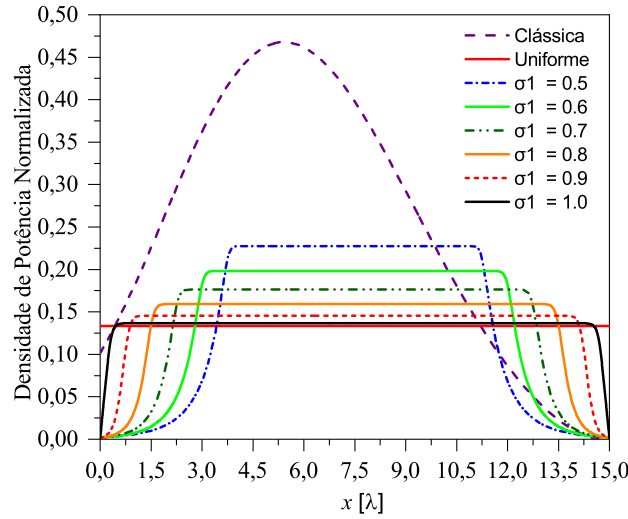


(a) Diretividade máxima por Frequência



(b) Coeficientes de Reflexão ADE

No que diz respeito a diretividade máxima das antenas (ver Figura 34a), pode-se dizer que houve um comportamento similar aos casos anteriores, pois a diretividade aumentou conforme a iluminação



(c) Densidade de potência na abertura - casos 013 a 018

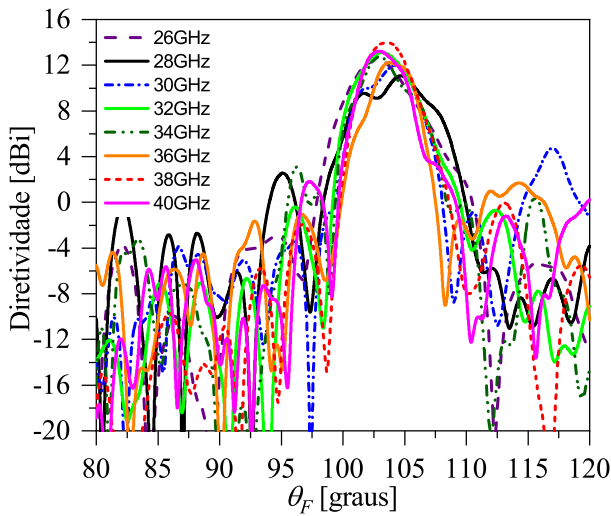
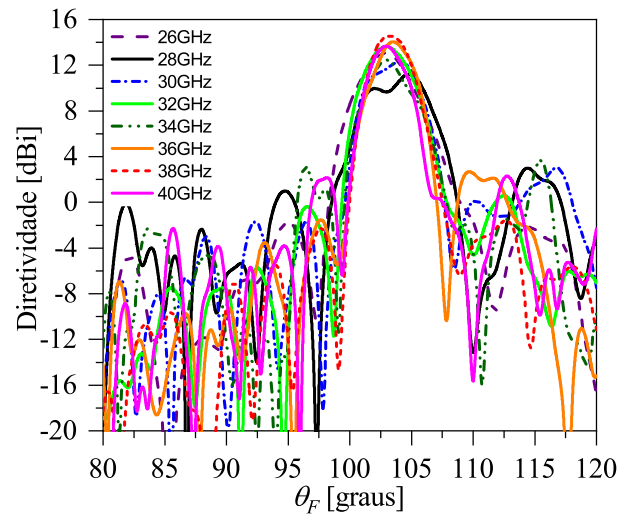
Figura 34 – Resultados ADE: Caso 019 ao 024

da abertura se tornou mais uniforme (ver Figura 34c). Uma diferença que ocorreu em relação aos outros casos foi a baixa iluminação nas bordas dos refletores devido ao aumento de $\sigma_3(dB)$ para 10dB.

Em relação ao coeficiente de reflexão, houve um comportamento similar aos anteriores. Ao longo de toda a banda $|S_{11}|$ manteve-se abaixo de -10dB.

4.2.5 Distribuição do Campo na Abertura: $0.5 \leq \sigma_1 \leq 1.0$, $\sigma_2 = 100$, $\sigma_3 = 15$ dB

Nestes últimos seis casos (025 a 030), serão abordadas as análises eletromagnéticas para $\sigma_1 = 0.5$ a $\sigma_1 = 1.0$, $\sigma_2 = 100$ e $\sigma_3(dB) = 15dB$. Em relação ao diagrama de radiação, o comportamento é similar aos casos anteriores, há um estreitamento do lóbulo principal conforme σ_1 aumenta (ver Figura 35).

(a) Caso 025 - $\sigma_1 = 0.5$ (b) Caso 026 - $\sigma_1 = 0.6$

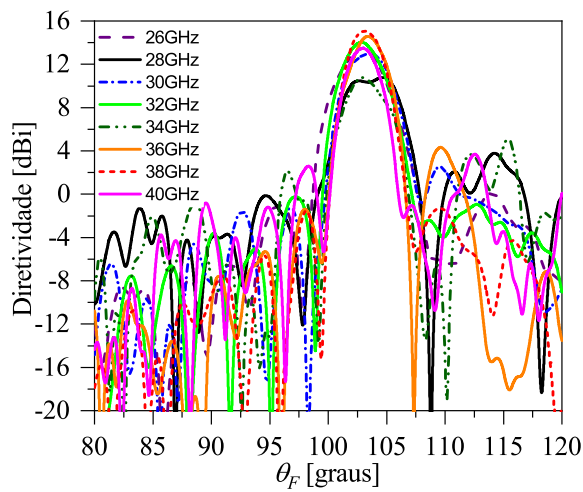
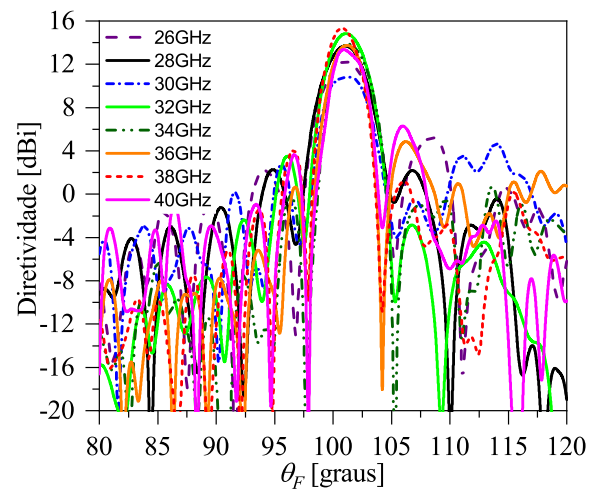
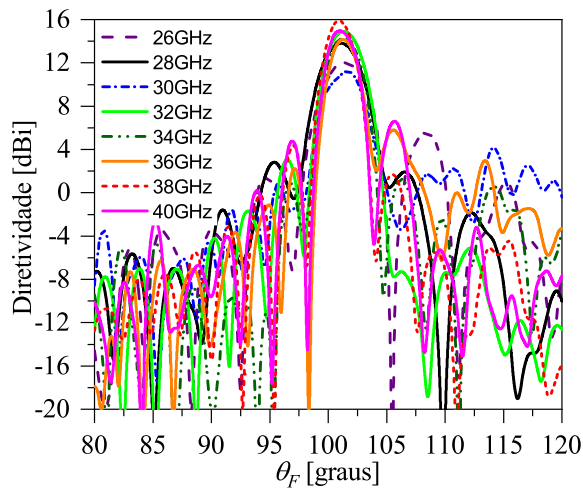
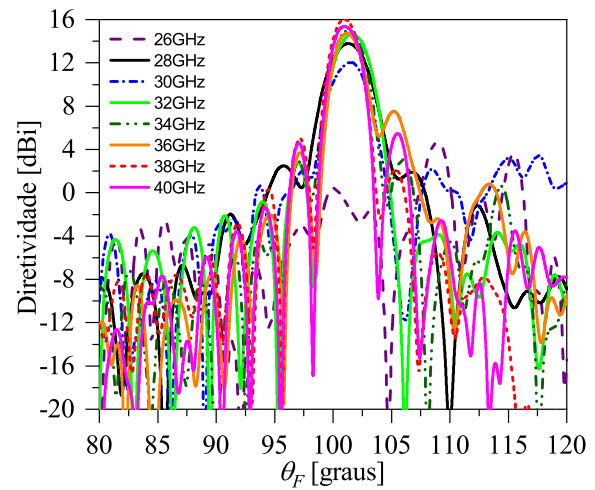
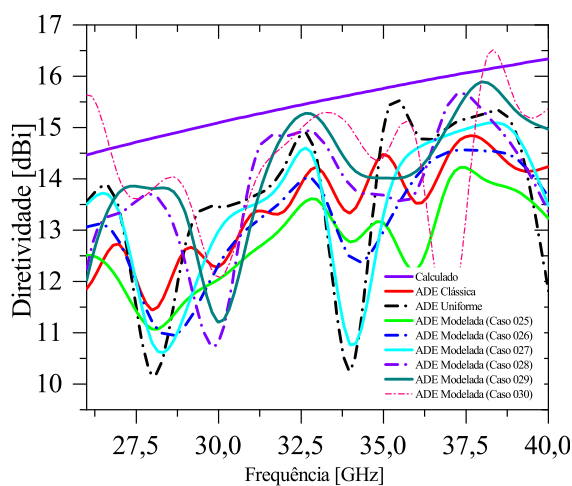
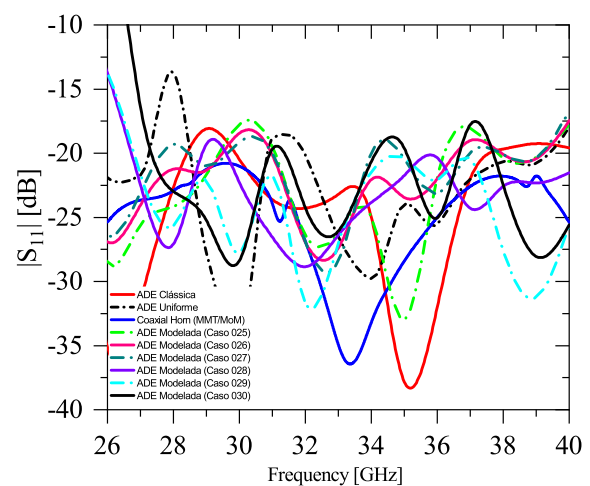
(c) Caso 027 - $\sigma_1 = 0.7$ (d) Caso 028 - $\sigma_1 = 0.8$ (e) Caso 029 - $\sigma_1 = 0.9$ (f) Caso 030 - $\sigma_1 = 1.0$

Figura 35 – Diagramas de Radiação ADE - Caso 025 ao 030

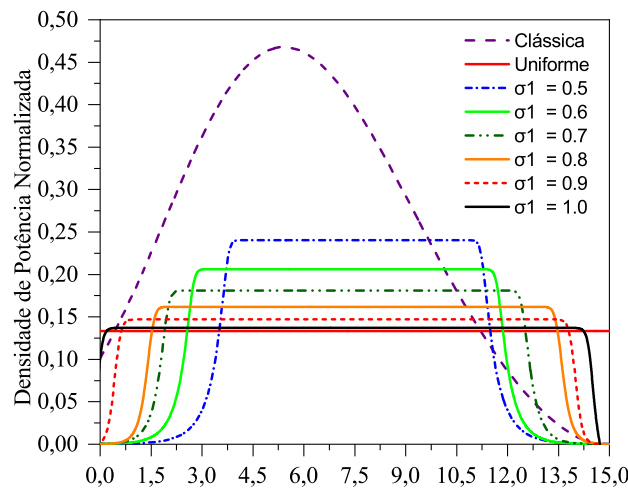


(a) Diretividade máxima por Frequência



(b) Coeficientes de Reflexão ADE

Por fim, a diretividade máxima teve comportamento similar aos anteriores, com seu valor maximizado quando a abertura é mais uniformemente iluminada (ver Figura 36a e 36c). Em relação ao parâmetro S_{11} , ao longo de toda a banda S_{11} foi menor que -10dB.



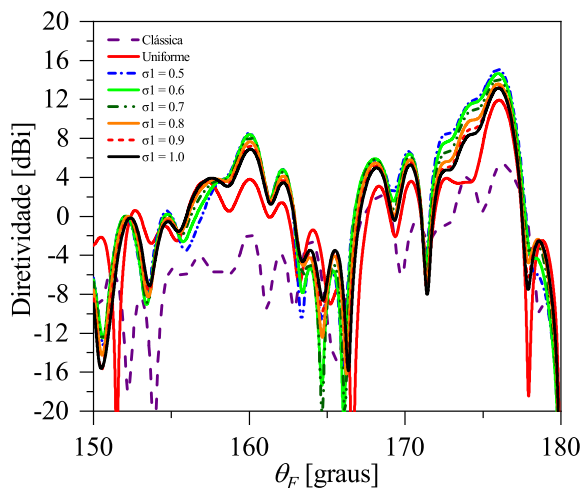
(c) Densidade de potência na abertura - casos 025 a 030

Figura 36 – Resultados ADE: Caso 025 ao 030

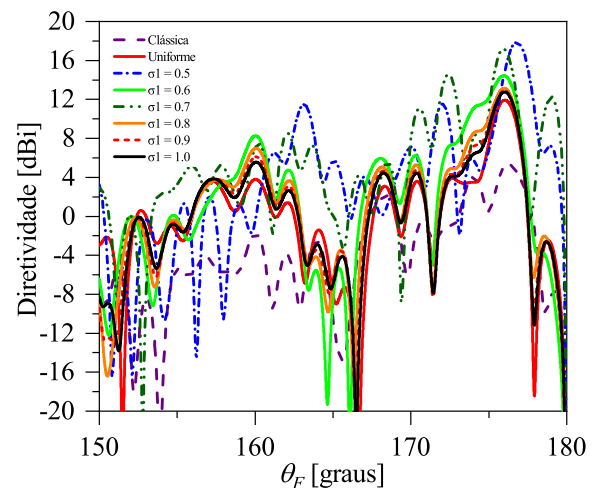
4.2.6 Análise de Lóbulos Secundários: Casos 001 a 030

. Em seções anteriores (4.2.1 a 4.2.5) foi estudada a influência do parâmetro σ_1 no aumento da diretividade e na perda de retorno. Entretanto, não foi possível determinar uma influência desses parâmetros sobre os lóbulos secundários. Dessa forma, busca-se, por meio desta seção, analisar sobre outra faixa angular a influência de σ_1 no nível de lóbulos laterais.

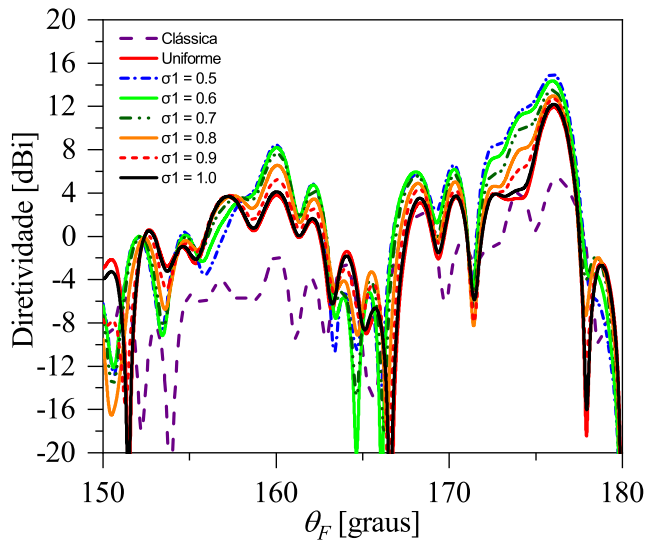
Na [Figura 37](#), é possível analisar os diagramas de radiação na faixa angular de 150° a 180° para a frequência de 28GHz. Essa faixa angular é utilizada, pois nesses ângulos do diagrama de radiação o nível de lóbulos laterais é mais elevado. Porém, ao se comparar desde a [Figura 37a](#) até a [Figura 37e](#), não se percebe grande diferença em relação ao nível dos lóbulos secundários. Isso acontece devido ao mapeamento dos raios fornecidos pela configuração ADE, em que não há um controle sobre a energia na borda inferior (do refletor principal) dessas antenas, e sim na borda superior (do refletor principal). E dessa forma, o aumento ou diminuição de σ_1 não altera significativamente os lóbulos secundários, mas sim a perda de retorno, como foi visto nas seções 4.2.1 a 4.2.5.



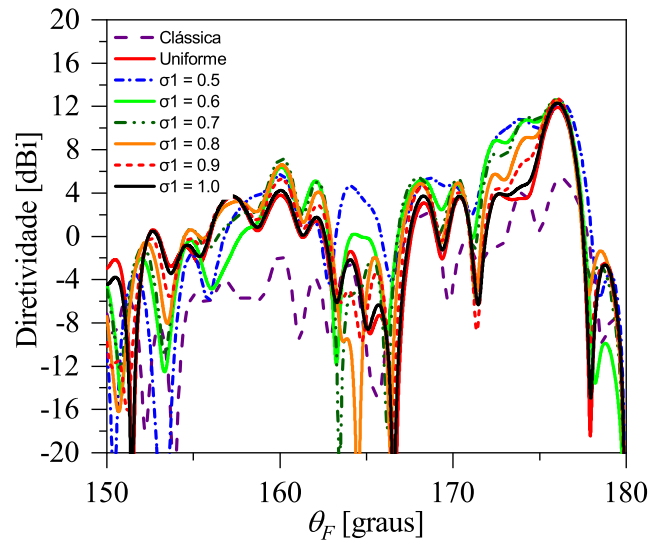
(a) Caso 001 a 006



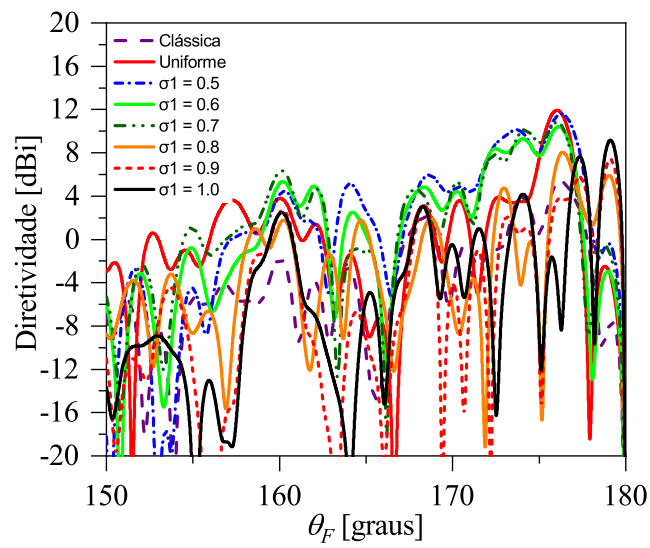
(b) Caso 007 a 012



(c) Caso 013 a 018



(d) Caso 019 a 024



(e) Caso 025 a 030

Figura 37 – Diagramas de radiação na faixa angular de 150° a 180°

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou os resultados das simulações eletromagnéticas através de gráficos de diretividade, coeficientes de reflexão, comparativos de diretividade para casos específicos e variações de variações de distribuições de densidade de potência na abertura de diversas antenas em função dos parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 . Com isso, foi possível dizer, no que diz respeito as antenas ADE e ADC modeladas, que conforme os parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 variam o diagrama de radiação se altera de alguma forma.

No que diz respeito a melhorias, este trabalho propôs e comprovou ganhos de diretividade e eficiência das antenas duplo-refletoras com refletores modelados em comparação as antenas clássicas. Foi possível, também, propor novas soluções de controle de densidade de potência na abertura das antenas, a partir de variações dos parâmetros σ_1 , σ_2 e σ_3 . Isso, pois o controle proporcionado pelos parâmetros de controle resulta em uma variação de quantidade de energia nas bordas, e consequentemente influencia a diretividade, e chega-se ao entendimento de que quanto mais perto de 1 for o parâmetro σ_1 , maior é a diretividade, porém o nível de lóbulos secundário (para os casos ADC) aumenta. Por outro lado, caso o parâmetro σ_1 diminui, então os lóbulos secundários diminuem (para os casos ADC), e, por consequência, a diretividade sofre pequenas diminuições. Viu-se, também, outra solução para o controle de densidade de potência na abertura, no que diz respeito a atenuação de bora. Pois, a sensibilidade de σ_1 é maior quando σ_3 aumenta, para os casos ADC, e, consequentemente, a densidade de potência na abertura é controlada com maior precisão. No entanto, para os casos ADE, essa característica não se aplica, já que o controle de atenuação de borda nessa configuração está na parte superior do refletor principal, onde o nível de lóbulos laterais não é alto.

Dessa forma, ao analisar o conjunto de todos os resultados, propõe-se novas soluções para alcançar um ponto ótimo entre os parâmetros σ_1 , σ_2 , σ_3 , diretividade e nível de lóbulos laterais. Esse ponto ótimo, leva em conta duas métricas: eficiência no diagrama de radiação (em termos de direção objetivo); e alta diretividade (em termos de diretividade máxima). Dessa forma, cada projeto (ou solução) pode levar em conta a eficiência no diagrama de radiação, e a alta diretividade. Porém, pode-se buscar, também, a utilização dessas duas métricas.

REFERÊNCIAS

- Balanis, C. **Advanced Engineering Electromagnetics**. [S.l.]: Wiley, 2012. (CourseSmart Series). ISBN 9780470589489.
- Balanis, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. [S.l.]: Wiley, 2016. ISBN 9781118642061.
- Bergmann, J. R.; Moreira, F. J. S. Omnidirectional antenna with a go-shaped main reflector for an arbitrary far-field pattern in the elevation plane. **IET Microwaves, Antennas Propagation**, v. 3, n. 7, p. 1028–1035, October 2009. ISSN 1751-8725.
- CHU, L. J. Microwave beam-shaping antennas,. **Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology**, n. 40, Jun. 1947.
- CLARRICOATS, G. P. P. High-efficiency microwave reflector antennas – a review. **Proceedings of the IEEE**, v. 65, p. 1470 – 1504, Oct 1977.
- HANNAN, P. Microwave antennas derived from the cassegrain telescope. **IRE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 9, n. 2, p. 140 – 153, 1961.
- ITU-R. **IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond**. 2015. Disponível em: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf.
- ITU-R. **Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s)**. 2017. Disponível em: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2410-2017-PDF-E.pdf.
- JR, W. et al. Síntese e análise de antenas de duplo-refletores clássicos para cobertura omnidirecional. 01 2004.
- KINBER, B. Y. On two reflector antennas. **Radio Engineering and Electronic Physics**, v. 6, p. 914–921, June 1962.
- MOREIRA, F.; BERGMANN, J. Axis-displaced dual-reflector antennas for omnidirectional coverage with arbitrary main-beam direction in the elevation plane. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 54, p. 2854 – 2861, 11 2006.
- Moreira, F. J. da S.; Prata, A.; Bergmann, J. R. Go shaping of omnidirectional dual-reflector antennas for a prescribed equi-phase aperture field distribution. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 55, n. 1, p. 99–106, Jan 2007. ISSN 0018-926X.
- Moreira, F. J. S.; Bergmann, J. R. Axis-displaced dual-reflector antennas for omnidirectional coverage with arbitrary main-beam direction in the elevation plane. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 54, n. 10, p. 2854–2861, Oct 2006. ISSN 0018-926X.
- MOREIRA, F. J. S.; JR., A. P. Generalized classical axially symmetric dual-reflector antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 49, p. 547–554, Abril 2001.
- MORGAN, S. Some examples of generalized cassegrainian and gregorian antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 12, n. 6, p. 685–691, 1964.
- Orefice, M.; Pirinoli, P. Dual reflector antenna with narrow broadside beam for omnidirectional coverage. **Electronics Letters**, v. 29, n. 25, p. 2158–2159, 1993. ISSN 0013-5194.

PENCHEL, R. A. **Modelagem Geométrica de Antenas Duplo-Reletores para Cobertura Omnidirecional**. Belo Horizonte, MG - Brasil: [s.n.], 2009.

PENCHEL, R. A. Go shaping of omnidirectional dual-reflector antennas with arbitrary main-beam direction in elevation plane by connecting conic sections. In: **International Journal of Antennas and Propagation**. [S.l.: s.n.], 2018. v. 2018.

Penchel, R. A.; Bergmann, J. R.; Moreira, F. J. S. Main-reflector shaping of omnidirectional dual reflectors using local conic sections. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 61, n. 8, p. 4379–4383, Aug 2013. ISSN 0018-926X.

Penchel, R. A. et al. Design of wideband omnidirectional dual-reflector antennas in millimeter waves. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 18, n. 5, p. 906–910, May 2019. ISSN 1536-1225.

RAFAELA, N. B. C. **Análise no domínio do tempo de antenas duplo-refletores para cobertura omnidirecional**. Belo Horizonte, MG - Brasil: [s.n.], 2018.

Silver, S. **Microwave Antenna Theory and Design**. [S.l.]: P. Peregrinus, 1949. (Electromagnetics and Radar Series). ISBN 9780863410178.