

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO E ANÁLISE DE ABERRAÇÕES EM ANTENAS COM DUPLO-REFLETOR
AXIALMENTE SIMÉTRICOS**

Carlos Henrique Nogueira de Resende Barbosa

27 de Maio de 2002



GAPTEM – Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética

**Departamento de Engenharia Eletrônica
Escola de Engenharia
Universidade Federal de Minas Gerais**

Estudo e Análise de Aberrações em Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos

Carlos Henrique N. de R. Barbosa

MAIO de 2002 - CPDEE/UFMG

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Fernando José S. Moreira

Carlos Henrique Nogueira de Resende Barbosa

Estudo e Análise de Aberrações em Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos

Dissertação apresentada à Banca Examinadora, escolhida pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automática

Linha de Pesquisa: Telecomunicações - Antenas Refletoras

Orientador: Fernando José da Silva Moreira

Belo Horizonte
CPDEE – UFMG

Maio de 2002

“Um cientista descobre o que
já existe. Um engenheiro cria
aquilo que nunca existiu.”

Theodore von Karman

Agradecimentos

Agradeço a Deus, aos meus pais, Magdalena e Carlos Augusto, pelo estímulo e por serem os principais responsáveis pelo meu sucesso.

Desejo agradecer à minha irmã, Anna Luísa, pelo incentivo e paciência. À Cássia, pela compreensão e carinho.

Aos amigos Daniela Naufel e Glauco Yared, pelo companherismo durante o curso, pela troca de experiências e pelos momentos de descontração. Aos amigos Fernando Henrique, Rodrigo e Reinaldo pela amizade de longo tempo, importante nas horas difíceis.

Aos demais amigos e familiares que, de alguma forma, me apoiaram durante o período de desenvolvimento dessa dissertação.

Gostaria de agradecer também ao Prof. Fernando pela confiança e dedicação, fundamentais para o alcance dos objetivos estabelecidos para o trabalho. O seu profissionalismo e competência tornaram-me possível a conclusão deste trabalho.

Também sou grato a todas as pessoas que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização desse trabalho.

Finalmente, agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq, pelo suporte financeiro.

Resumo

O desempenho de um sistema refletor depende fundamentalmente da uniformidade do campo presente em sua abertura em termos de amplitude, fase e polarização. Essa uniformidade é sensivelmente afetada por pequenas variações da posição do alimentador em relação ao foco primário da antena refletora, que acabam causando o surgimento de aberrações, responsáveis pela redução de eficiência da antena. O tema tem sido abordado por muitos autores devido à sua relevância no projeto de antenas refletoras.

O presente trabalho tem como objetivo apresentar uma formulação de primeira ordem, baseada nos conceitos da Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), capaz de estimar as mudanças na distribuição da fase do campo na abertura de uma antena do tipo ASDRA (*Axially-Symmetric Dual-Reflector Antenna*), frente a pequenas desfocalizações (da ordem do comprimento de onda adotado, λ_o) do alimentador, fora e ao longo do eixo de simetria da antena. Através do Método da Abertura (AF - *Aperture Field Method*), integra-se o campo determinado em toda a área da abertura da antena para se calcular o campo distante radiado pela mesma. Torna-se importante estabelecer as condições geométricas para se definir os parâmetros da antena favoráveis ao alcance de ganhos otimizados, juntamente com uma estimativa, via formulação, da magnitude e da direção do máximo de radiação da antena. A precisão dos resultados obtidos é avaliada com base em comparações feitas com dois métodos usualmente aplicados em análises de antenas e conhecidamente válidos: a Ótica Física (PO - *Physical Optics*) e o Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*). Mostra-se que discrepâncias de no máximo 0,8 dB foram encontradas entre o AF e os demais métodos usados (PO e MoM) para desfocalizações de até $5\lambda_o$. A estimativa da direção de máxima radiação feita pelo AF também obtém êxito, diferindo por $0,03^\circ$ em relação à PO e ao MoM nas desfocalizações críticas.

A formulação é útil como etapa inicial no projeto de uma antena refletora de grandes dimensões elétricas, pertencente à categoria mencionada. Uma análise dos termos da aberração é feita, a partir da qual se constata a existência de termos não presentes em sistemas refletores clássicos. Logo, o estudo de aberrações desempenha um importante papel para se prever o comportamento eletromagnético da antena ASDRA frente às situações apresentadas.

Abstract

This work deals with an important problem that occurs in reflector antennas when the feed phase-center is moved away from the principal focus of the reflector system: efficiency decay caused by aberrated fields. Basically, an aberration is a disturbance over the aperture field distribution which can be produced by a non-symmetrical illumination originating from a defocused feed. Aberrated fields are not desirable because they promote the reduction of the antenna performance. When sufficiently small displacements of the feed ($\approx \lambda_o$) are admitted, the effects on the antenna performance can be accounted only by the phase variation over its aperture. So, the study of aberrations and their consequences has been evolved, since this knowledge contributes to improve the construction and adjustments of reflector antennas in applications such adaptive radiation pattern, irregular coverage and efficient beam sweeping.

The use of a first-order formulation, based on Geometrical Optics concepts, allows the analysis of a particular symmetrical dual-reflector configuration: *Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antenna (ASDRA)*. With the help of certain design equations, it is possible to generate four different configurations associated with this type of antenna. In this work, the formulation that predicts the electromagnetic behavior of such antennas in cases of off-axis and axially defocused feed is added to the former analytical equation. The far-field estimation is obtained by means of the Aperture Field Method.

The results obtained from the proposed formulation are compared to more precise methods, like the Moment Method and Physical Optics, in order to demonstrate its reliability. Due to its simplicity and non-demanding computational effort characteristics, it can be used to get a first insight into *ASDRA* design. Some important antenna specifications are highlighted such as maximum gain and half-power bandwidth.

Sumário

Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xix
1 Introdução	1
1.1 Contexto do Trabalho	1
1.2 Estudos Previamente Desenvolvidos	5
1.3 Objetivos e Metodologia	9
1.4 Organização do Trabalho	11
2 Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos	13
2.1 Uma Visão Geral sobre Antenas Refletoras	13
2.2 Alimentador	17
2.3 Sistema Refletor	21
2.4 Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos	24
2.4.1 ADC - Axially-Displaced Cassegrain	30
2.4.2 ADG - Axially-Displaced Gregorian	32
2.4.3 ADE - Axially-Displaced Ellipse	34
2.4.4 ADH - Axially-Displaced Hyperbola	34
2.5 Técnicas de Análise	37
2.5.1 Método da Abertura	38
2.5.2 Ótica Física	42
2.5.3 Método dos Momentos	44
2.5.4 Aspectos de Implementação da PO	45
3 Aberrações Causadas pela Desfocalização Axial do Alimentador	52
3.1 Introdução	52

3.2	Formulação de Primeira Ordem para o Tratamento das Aberrações	55
3.3	Aberrações Primárias	60
3.4	Caracterização dos Principais Efeitos Associados às Aberrações sobre o Desempenho da Antena	63
3.5	Cálculo do Campo Distante Radiado	66
3.6	Resultados Numéricos	66
3.6.1	Geometria ADC	68
3.6.2	Geometria ADG	81
3.6.3	Geometria ADE	93
3.6.4	Geometria ADH	107
3.7	Conclusões Parciais	118
4	Aberrações Causadas pela Desfocalização Radial do Alimentador	120
4.1	Introdução	120
4.2	Formulação de Primeira Ordem para o Tratamento das Aberrações	122
4.3	Aberrações Primárias	127
4.4	Caracterização dos Principais Efeitos Associados às Aberrações sobre o Desempenho da Antena	130
4.5	Cálculo do Campo Distante Radiado	133
4.5.1	Estimativa da Direção do Lóbulo Principal	133
4.6	Resultados Numéricos	135
4.6.1	Geometria ADC	136
4.6.2	Geometria ADG	147
4.6.3	Geometria ADE	157
4.6.4	Geometria ADH	167
4.7	Conclusões Parciais	177
5	Conclusão	180
5.1	Propostas para Trabalhos Futuros	183
	Referências Bibliográficas	184

Lista de Figuras

1.1	Definição de abertura da antena.	2
1.2	Desenho esquemático de um alimentador e seu centro de fase.	3
1.3	Exemplos de desfocalizações.	4
1.4	Geometria de uma antena <i>ASDRA</i>	6
2.1	Desenho esquemático da propagação do campo eletromagnético em uma antena refletora parabólica simétrica.	14
2.2	Desenho esquemático da propagação do campo eletromagnético em uma antena refletora parabólica <i>offset</i>	15
2.3	Exemplo de uma antena de dois refletores Cassegrain.	16
2.4	Sistemas de coordenada principal e do alimentador.	19
2.5	Definição do ângulo de borda do sub-refletor.	20
2.6	Geometrias com dois refletores clássicos.	23
2.7	Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADC.	26
2.8	Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADG.	27
2.9	Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADE.	28
2.10	Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADH.	29
2.11	Aspecto tridimensional de uma antena ADC.	31
2.12	Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADC com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$	31
2.13	Aspecto tridimensional de uma antena ADG.	33
2.14	Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADG com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = -20^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 21$	33
2.15	Aspecto tridimensional de uma antena ADE.	35

2.16	Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADE com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 120\lambda_o$, $\theta_E = 20^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 37$	35
2.17	Aspecto tridimensional de uma antena ADH.	36
2.18	Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADH com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 190\lambda_o$, $\theta_E = -8^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 134$	36
2.19	Exemplo de uma grade de integração do campo na abertura com 4 anéis.	42
2.20	Extensão da geratriz do refletor principal.	44
2.21	Comparações entre resultados obtidos pelos métodos PO e MoM para duas geometrias.	46
2.22	Opções para abordagem do problema de cálculo de campo para uma antena ASDRA feita pela PO.	49
2.23	Etapas de cálculo na múltipla PO.	50
2.24	Resultados obtidos pela múltipla PO implementada para duas geometrias.	51
3.1	Mapeamento do raio principal na abertura da antena ASDRA.	53
3.2	Trajetórias dos raios provenientes do centro de fase do alimentador numa antena ASDRA.	56
3.3	Alteração da trajetória dos raios, associada a um deslocamento z_o do alimentador ao longo do eixo de simetria da antena.	58
3.4	Aspecto das principais componentes de aberração, presentes no campo da abertura de uma antena ADC, cujo alimentador se encontra desfocalizado axialmente de $-5\lambda_o$ ($z_o = -5\lambda_o$). A abertura da antena está representada em linha tracejada.	64
3.5	Influência das principais componentes de aberração sobre o diagrama de radiação, estimado pela técnica AF, produzido por uma ADC ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), cujo alimentador se encontra desfocalizado axialmente ($z_o = +5\lambda_o$).	65
3.6	Geometria ADC analisada (em escala).	68
3.7	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H	69

3.8	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H	69
3.9	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2 \lambda_o$: Planos E e H	70
3.10	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3 \lambda_o$: Planos E e H	70
3.11	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H	71
3.12	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H	71
3.13	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H	72
3.14	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H	72
3.15	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H	73
3.16	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H	73
3.17	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H	74
3.18	Variação do ganho da antena ADC em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o	75
3.19	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADC em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H	77
3.20	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 15 \lambda_o$: Planos E e H	79
3.21	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -15 \lambda_o$: Planos E e H	79
3.22	Fase na abertura da antena ADC obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	80
3.23	Geometria ADG analisada (em escala).	81
3.24	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H	82

3.25	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H	82
3.26	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2 \lambda_o$: Planos E e H	83
3.27	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3 \lambda_o$: Planos E e H	83
3.28	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H	84
3.29	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H	84
3.30	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H	85
3.31	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H	85
3.32	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H	86
3.33	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H	86
3.34	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H	87
3.35	Variação do ganho da antena ADG em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o	88
3.36	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADG em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H	90
3.37	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H	91
3.38	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H	91
3.39	Fase na abertura da antena ADG obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	92
3.40	Geometria ADE analisada (em escala).	93
3.41	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H	94

3.42	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H	94
3.43	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2 \lambda_o$: Planos E e H	95
3.44	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3 \lambda_o$: Planos E e H	95
3.45	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H	96
3.46	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H	96
3.47	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H	97
3.48	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H	97
3.49	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H	98
3.50	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H	98
3.51	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H	99
3.52	Variação do ganho da antena ADE em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o	100
3.53	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADE em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H	102
3.54	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H	103
3.55	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H	103
3.56	Fase na abertura da antena ADE obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	104
3.57	Curvas de ganho da antena ADE, em função de z_o , gerados pelo AF para diferentes valores de θ_E	106

3.58	Curvas de ganho da antena ADE, em função de z_o , gerados pelo AF para diferentes valores de L_o	106
3.59	Geometria ADH analisada (em escala).	107
3.60	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H	108
3.61	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H	108
3.62	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2 \lambda_o$: Planos E e H	109
3.63	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3 \lambda_o$: Planos E e H	109
3.64	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H	110
3.65	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H	110
3.66	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H	111
3.67	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H	111
3.68	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H	112
3.69	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H	112
3.70	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H	113
3.71	Variação do ganho da antena ADH em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o	114
3.72	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADH em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H	115
3.73	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H	116
3.74	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H	116

3.75	Fase na abertura da antena ADH obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	117
4.1	Direcionamento do alimentador para as desfocalizações radiais.	121
4.2	Variação do percurso V dos raios em função da desfocalização radial do alimentador.	123
4.3	Alteração da trajetória dos raios, associada a um deslocamento x_o do alimentador em relação ao eixo de simetria da antena.	125
4.4	Aspecto das principais componentes de aberração, presentes no campo da abertura de uma antena ADC, cujo alimentador se encontra desfocalizado radialmente de $5 \lambda_o$ ($x_o = 5 \lambda_o$). A abertura da antena está representada em linha tracejada.	131
4.5	Influência das principais componentes de aberração sobre o diagrama de radiação, estimado pela técnica AF, produzido por uma ADC ($D_M = 200 \lambda_o$, $D_S = 20 \lambda_o$, $D_B = 30 \lambda_o$, $L_o = 150 \lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), cujo alimentador se encontra desfocalizado radialmente ($x_o = +5 \lambda_o$).	132
4.6	Predição da direção de máxima radiação.	135
4.7	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H	137
4.8	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	137
4.9	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	138
4.10	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	138
4.11	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	139

4.12	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	139
4.13	Variação do ganho da antena ADC em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	141
4.14	Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADC em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	142
4.15	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADC em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	144
4.16	Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADC, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	144
4.17	Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	145
4.18	Fase na abertura da antena ADC obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	146
4.19	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H	147
4.20	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	148
4.21	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	148
4.22	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	149
4.23	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	149

4.24	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	150
4.25	Variação do ganho da antena ADG em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	151
4.26	Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADG em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	152
4.27	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADG em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	154
4.28	Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADG, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	154
4.29	Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	155
4.30	Fase na abertura da antena ADG obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	156
4.31	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H	157
4.32	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	158
4.33	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	158
4.34	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	159
4.35	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	159

4.36	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	160
4.37	Variação do ganho da antena ADE em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	161
4.38	Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADE em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	162
4.39	Variação do nível do lóbulo secundário mais proeminente na antena ADE em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	164
4.40	Variação da direção do lóbulo secundário mais proeminente na antena ADE, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	164
4.41	Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	165
4.42	Fase na abertura da antena ADE obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	166
4.43	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H	167
4.44	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	168
4.45	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	168
4.46	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	169
4.47	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	169

4.48	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	170
4.49	Variação do ganho da antena ADH em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	171
4.50	Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADH em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	173
4.51	Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADH em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	174
4.52	Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADH, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	174
4.53	Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).	175
4.54	Fase na abertura da antena ADH obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).	176
4.55	Efeito do direcionamento do alimentador para o vértice do sub-refletor da antena <i>ASDRA</i>	179

Lista de Tabelas

III.I	Especificação dos cinco parâmetros para as geometrias <i>ASDRA</i> examinadas e os seus respectivos alimentadores RCF.	67
III.II	Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADC, em função de z_o	76
III.III	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADC analisada, em função de z_o	77
III.IV	Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADG em função de z_o	89
III.V	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADG analisada, em função de z_o	90
III.VI	Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADE em função de z_o	101
III.VII	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADE analisada em função de z_o	102
III.VIII	Variação da ecentricidade da geratriz do sub-refletor na geometria ADE em função do parâmetro θ_E	105
III.IX	Variação da ecentricidade da geratriz do sub-refletor na geometria ADE em função da razão L_o/D_M	105
III.X	Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADH em função de z_o	114
III.XI	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADH analisada em função de z_o	115
III.XII	Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência para as quatro geometrias, em função de z_o	119
III.XIII	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) para as quatro geometrias, em função de z_o	119

IV.I	Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADC, em função de ρ_o	141
IV.II	Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADC, em função de ρ_o	142
IV.III	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADC analisada, em função de ρ_o	143
IV.IV	Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADG, em função de ρ_o	151
IV.V	Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADG, em função de ρ_o	152
IV.VI	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADG analisada, em função de ρ_o	153
IV.VII	Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADE, em função de ρ_o	161
IV.VIII	Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADE, em função de ρ_o	162
IV.IX	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADE analisada, em função de ρ_o	163
IV.X	Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADH, em função de ρ_o	171
IV.XI	Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADH, em função de ρ_o	173
IV.XII	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADH analisada, em função de ρ_o	175
IV.XIII	Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência para as quatro geometrias, em função de ρ_o	177
IV.XIV	Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) para as quatro geometrias, em função de ρ_o	178
IV.XV	Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) para as quatro geometrias analisadas, em função de ρ_o	179

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto do Trabalho

As antenas refletoras são estruturas largamente utilizadas em telecomunicações, empregadas em diversas aplicações como comunicações terrestres, espaciais e via-satélite [CLARRICOATS, 77], [RUSCH, 84], [RUSCH, 92]. Em aplicações de alto desempenho, esses sistemas refletores são caracterizados principalmente pelo seu alto grau de eficiência. É ideal que as especificações elétricas da antena variem o menos possível com as pequenas mudanças nas condições de operação da mesma, tais como a alteração de frequência e modificações nas superfícies refletoras. A limitação dessa variação é bem sucedida quando se obtém uma linearidade de comportamento da antena a partir de um bom projeto.

Para que a eficiência de uma antena refletora seja maximizada, esta deve ser concebida de forma que a distribuição do campo eletromagnético na abertura (Figura 1.1) - contida num plano referencial próximo à antena, ortogonal às normais das frentes de onda provenientes do refletor principal - se torne a mais uniforme possível. Os limites dessa abertura ficam estabelecidos pela projeção da superfície refletora principal sobre um plano escolhido que, em geral, define uma seção circular. O campo presente em tal abertura é caracterizado pela sua amplitude, polarização e fase, dentre as quais a última influi de maneira decisiva no valor do ganho total resultante para o sistema. A distribuição da fase sobre a abertura deve ser idealmente homogênea (uniforme) e manter-se nesse estado invariavelmente, o que na prática não é simples de ser realizado, uma vez que a variabilidade das condições de operação da antena interferem negativamente na uniformidade do campo sobre essa abertura. De acordo com os princípios da Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), a distribuição uniforme pode ser obtida com o uso

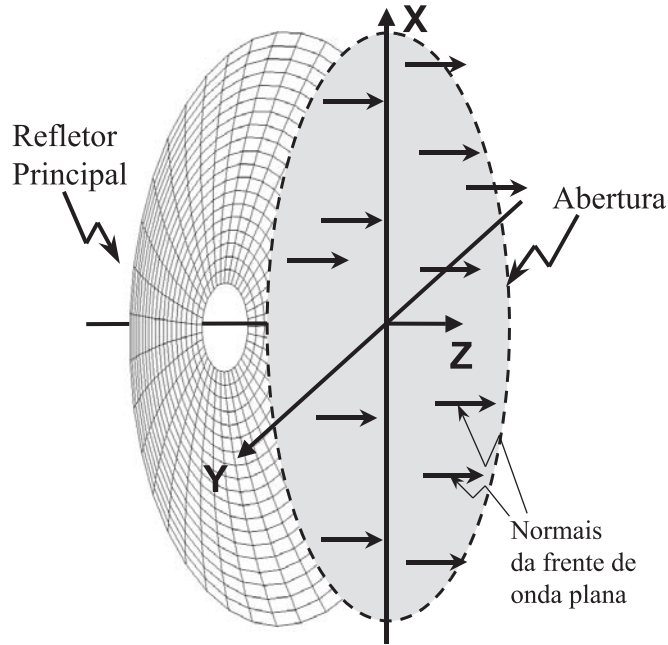


Figura 1.1: Definição de abertura da antena.

de um sistema de refletores, dispostos de forma a tornar a radiação esférica, proveniente de um alimentador, em frentes de onda plana sobre a região da abertura, onde o campo radiado pela antena pode ser admitido como localmente plano. Um sistema com essas características é denominado *sistema confocal*. Para que ocorra a mudança necessária nas frentes de onda esféricas em frentes de onda localmente planas sobre a abertura, a radiação gerada pela fonte deve possuir um padrão esférico na região de campo distante cujo centro de curvatura seja pontual. As frentes de onda, esféricas e concêntricas, devem se propagar como se estivessem afastando de um ponto, identificado como o *centro de fase* do alimentador. Nesse estudo, o centro de fase está bem definido para um comprimento de onda fixo (λ_0 , no vácuo), como ilustra a Figura 1.2. Sendo assim, o centro de fase do alimentador deve estar posicionado sobre o *foco primário* da antena que é o ponto com propriedades geométricas singulares a partir do qual a radiação esférica deve se originar, possibilitando a transformação idealizada do campo pelo sistema refletor.

Portanto, de acordo com os princípios da GO, uma condição primordial para se obter uma distribuição uniforme do campo na abertura da antena determina que o centro de fase do alimentador coincida com o foco primário do sistema refletor. Caso contrário, toda e qualquer mudança na posição desse centro de fase, em relação ao foco primário, provocará perturbações na fase do campo na abertura do sistema refletor, afetando a

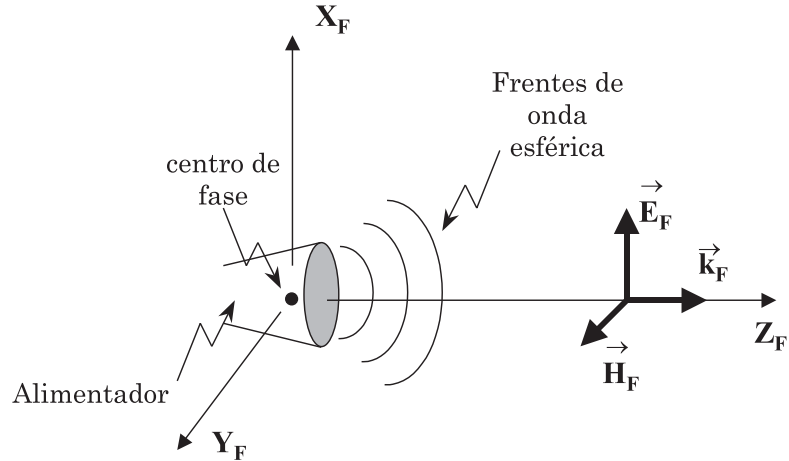
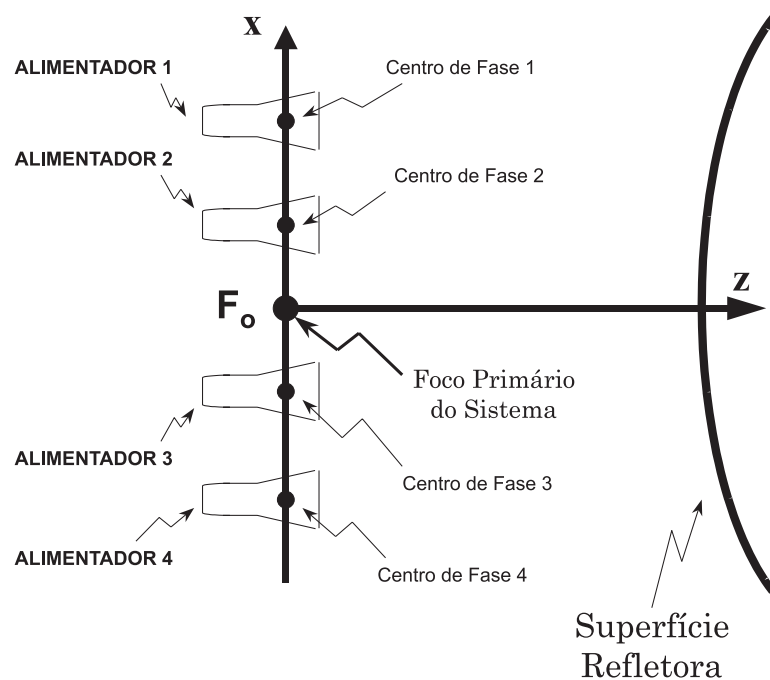


Figura 1.2: Desenho esquemático de um alimentador e seu centro de fase.

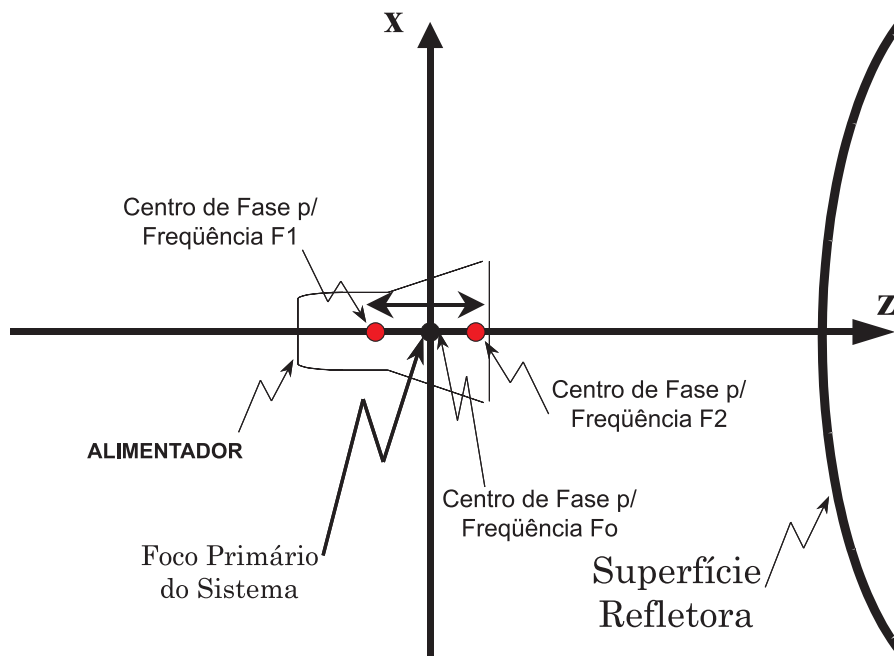
sua uniformidade. Essas perturbações, que acabam trazendo reduções no desempenho da antena, são conhecidas por *aberrações*.

Os deslocamentos do centro de fase do alimentador em relação ao foco primário do sistema refletor (intitulados de *desfocalizações*) podem ocorrer por motivações elétricas ou mecânicas, gerando diagramas de campos ineficientes ou não condizentes com o planejado. Por exemplo, quando existe a necessidade de se produzir diagramas de radiação modelados, pode-se empregar um conjunto de alimentadores (*feed-array*) dispostos em posições determinadas [CLARRICOATS, 94], como ilustrado na Fig. 1.3(a). Através desses arranjos de alimentadores, também torna-se possível a execução de varreduras (*steering*) por meio da variação eletrônica dos excitadores, usual em comunicações feitas entre um satélite e diversas estações terrestres. O posicionamento ordenado dos alimentadores em torno do foco primário da antena refletora faz que, na melhor das hipóteses, apenas o centro de fase de um dos alimentadores possa coincidir com o referido foco. Desse modo, os demais alimentadores contribuem para o surgimento de aberrações, uma vez que se encontram desfocalizados.

Outro caso típico, que envolve a desfocalização e não implica necessariamente em deslocamentos mecânicos do alimentador, é a variação da posição do centro de fase do alimentador ao longo da faixa de operação da antena [CLARRICOATS, 94], como ilustrado na Fig. 1.3(b). A localização do centro de fase depende diretamente do sinal irradiado pelo alimentador e, conseqüentemente, da frequência de operação do sistema. Portanto, o centro de fase não se manterá fixo caso a frequência de operação varie, pois



(a) Desfocalização provocada pelo posicionamento de um conjunto de alimentadores em torno do foco primário de uma antena refletora.



(b) Desfocalização provocada pela variação da posição do centro de fase do alimentador ao longo da faixa de operação.

Figura 1.3: Exemplos de desfocalizações.

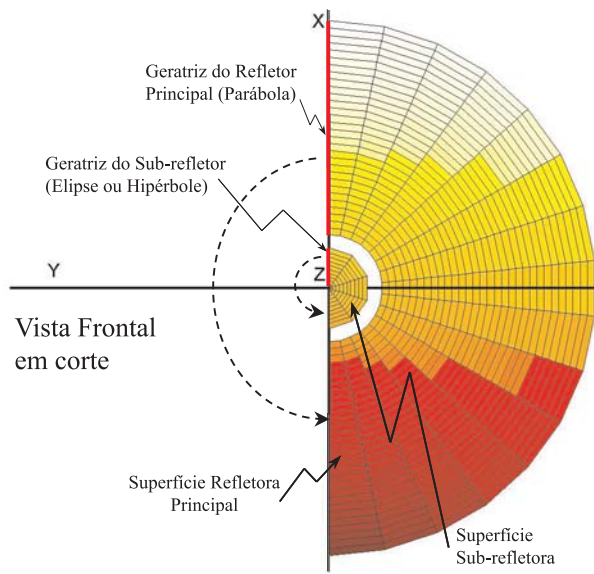
juntamente com ela estarão sendo alteradas as dimensões elétricas do alimentador. Daí, pode-se concluir antecipadamente que, para uma dada frequência, o sistema refletor pode não apresentar nenhum tipo de aberração em seu campo irradiado; mas ao ocorrer uma ligeira variação dessa frequência, tais distorções podem surgir, gerando campos aberrados que causam deficiências no desempenho da antena. Ambos os exemplos, ilustrados pelas Figs. 1.3(a) e (b), motivam a análise dos efeitos provocados pelas aberrações associadas às desfocalizações em sistemas refletores.

O estudo da origem e dos efeitos da aberração é de extrema valia, visto que uma estimativa do seu comportamento pode ajudar na especificação de geometrias menos susceptíveis a esse fenômeno indesejável. Por outro lado, antenas já construídas podem ter seu desempenho melhorado, a partir de ações corretivas na sua estrutura, como o re-dimensionamento de um ou mais de seus parâmetros, promovendo-se a anulação de componentes de aberrações que afetem o seu ganho.

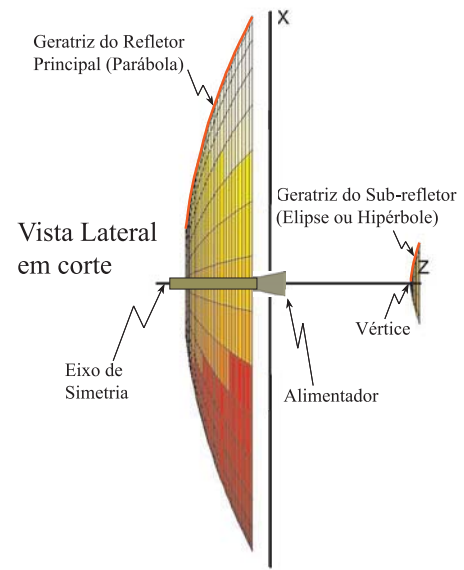
Sendo assim, este trabalho busca identificar a influência das alterações na distribuição de fase do campo na abertura, provocadas por desfocalizações de um único alimentador, em antenas com dois refletores clássicos axialmente simétricos do tipo eixo deslocado, geometrias estas apresentadas em [MOREIRA, 97] e [MOREIRA, 01]. Com o intuito de simplificar referências a tal classe de antena, será adotado o termo *ASDRA* (*Axially-Symmetric Dual-Reflector Antenna*), que aqui se refere aos sistemas com dois refletores, cujas superfícies de revolução são obtidas a partir da rotação, em torno de um eixo de simetria comum, de geratrizes clássicas como as cônicas (parábola, elipse, hipérbole), como exemplificado pela Fig. 1.4. A disposição adequada de tais curvas possibilita a existência de quatro famílias distintas de antenas do tipo *ASDRA*, denominadas ADC (*Axially-Displaced Cassegrain*), ADE (*Ellipse*), ADG (*Gregorian*) e ADH (*Hyperbola*) [MOREIRA, 01].

1.2 Estudos Previamente Desenvolvidos

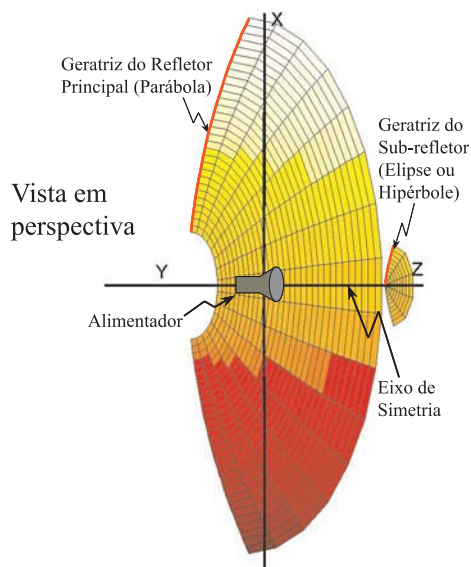
Alguns estudos foram realizados com o intuito de se pesquisar as alterações promovidas por desfocalizações nas características de radiação de antenas refletoras com geometrias específicas. Uma abordagem teórica sobre o comportamento de refletores parabólicos diante de desfocalizações axiais foi desenvolvida em [RUZE, 65] e



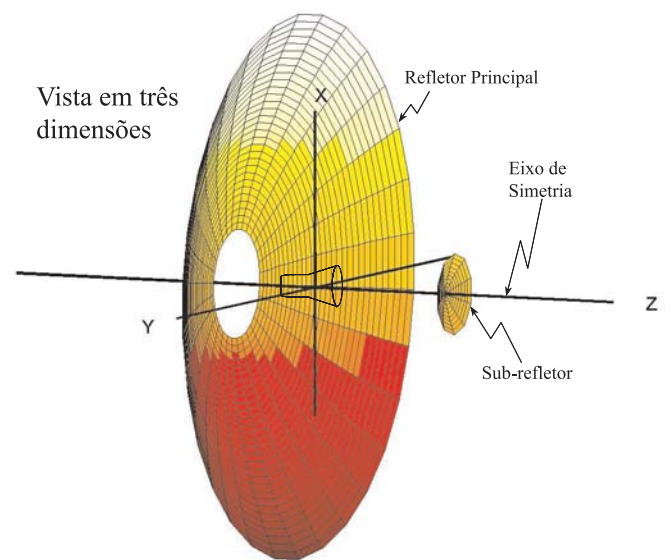
(a) Visão frontal de uma antena *ASDRA* em corte.



(b) Visão lateral de uma antena *ASDRA* em corte.



(c) Perspectiva em corte de uma antena *ASDRA*.



(d) Perspectiva em três dimensões de uma antena *ASDRA*.

Figura 1.4: Geometria de uma antena *ASDRA*.

[RUSCH, 73]. Nessa mesma época, expressões analíticas propostas em [WONG, 73] tratavam as conseqüências de uma desfocalização genérica sobre o campo radiado por uma antena refletora Cassegrain. Componentes de aberrações específicas, relacionadas com desfocalizações em sistemas refletores parabólicos de grandes dimensões, foram caracterizadas em trabalhos como o de [COGDELL, 73]. Posteriormente, sistemas Cassegrain foram novamente investigados por [EILHARDT, 94], cujo propósito era mensurar os efeitos provocados por desfocalizações laterais sobre o posicionamento do lóbulo principal, motivadas pelo emprego de conjuntos de alimentadores.

Do ponto de vista da GO, a radiação eletromagnética que se propaga do alimentador, passando pelos refletores e conduzida à abertura da antena, pode ser representada por um conjunto de raios que correspondem na verdade às direções normais das frentes de onda. Essa propagação obedece a princípios da GO, tais como a Lei de Reflexão, o Princípio de Fermat e o Teorema de Malus [BORN, 64]. Tal consideração se torna cada vez mais adequada à medida que as dimensões elétricas da antena analisada tornam-se maiores.

Através dos princípios da GO e com a intenção de se verificar, de uma forma relativamente simples, a intensidade das aberrações provenientes da desfocalização do alimentador, em antenas com geometrias clássicas de dois ou mais refletores, Corrado Dragone propôs uma formulação capaz de mapear na abertura os raios provenientes de um alimentador posicionado no foco primário da antena [DRAGONE, 82]. A partir dessa formulação, Dragone desenvolveu um tratamento de primeira ordem capaz de quantificar as perturbações impostas à distribuição de fase na abertura, causadas por uma desfocalização genérica do alimentador, contanto que essa fosse inferior ao comprimento de onda no vácuo (λ_0) [DRAGONE, 82]. É importante ressaltar que os sistemas multi-refletores, tratados por Dragone, possuem obrigatoriamente um refletor parabólico como refletor principal, uma vez que um parabolóide equivalente é definido e utilizado. Diante disso, torna-se possível uma estimativa simples e direta da distribuição da fase na abertura e, assim, pode-se determinar aproximadamente o perfil do campo distante radiado pela antena e os efeitos de tais aberrações [DRAGONE, 82], [DRAGONE, 86]. Entretanto, tal formulação está centrada numa transformação biunívoca, onde cada raio, proveniente do centro de fase do alimentador e propagado numa dada direção, corresponde unicamente a um ponto situado na abertura da antena. Desse modo, essa formulação não pode ser

diretamente aplicada à geometria *ASDRA*, visto que tal configuração apresenta uma descontinuidade no vértice do sub-refletor [MOREIRA, 01]. A descontinuidade faz que o raio proveniente do alimentador e dirigido àquele ponto se desdobre em vários outros, criando um mapeamento não-conforme na abertura [MOREIRA, 01].

Objetivando o estudo analítico da geometria *ASDRA*, um conjunto de equações foi elaborado em [MOREIRA, 97] para se contornar o problema da não-conformidade no mapeamento dos raios. Tais equações, compatíveis com qualquer uma das quatro configurações *ASDRA* (ADC, ADG, ADE e ADH), determinam exclusivamente uma única antena através da especificação de cinco parâmetros físicos relacionados à conformação dos seus refletores. A partir daí, um tratamento de primeira ordem para quantificar as perturbações na fase do campo da abertura, causadas por desfocalizações axiais em antenas do tipo *ASDRA*, foi apresentado em [MOREIRA, 99]. A investigação do comportamento eletromagnético de tais antenas submetidas a desfocalizações radiais (fora do eixo de simetria da antena) do alimentador foi feita em [MOREIRA, 00a]. Posteriormente, uma análise de primeira ordem das aberrações geradas por desfocalizações radiais e axiais foi realizada em [MOREIRA, 00b].

O presente trabalho tem o propósito de dar continuidade ao estudo da desfocalização do alimentador e seus efeitos sobre as características de radiação em sistemas refletores *ASDRA*, modificadas por inúmeras componentes de aberração com intensidades distintas. Essas características, presentes no campo distante radiado pela antena refletora, dependem do levantamento da distribuição do campo da abertura através de uma formulação aproximada, baseada nos princípios contidos nos trabalhos de Dragone [DRAGONE, 82]. Capaz de tratar uma desfocalização genérica (axial ou radial), tal formulação determina as perturbações na fase do campo na abertura da antena, que são obtidas via conceitos da GO com rapidez. Apesar de inúmeras aproximações serem feitas, tal como a desconsideração dos efeitos da difração, avaliações da eficiência do sistema podem ser conduzidas com relativa eficácia, obtendo-se dessas análises percepções válidas para o dimensionamento da antena.

1.3 Objetivos e Metodologia

O principal objetivo do presente trabalho é o desenvolvimento de uma formulação de primeira ordem, aplicável às quatro configurações *ASDRA* [MOREIRA, 01], apta a estimar as perturbações na distribuição da fase do campo na abertura da antena, motivadas por pequenos deslocamentos do centro de fase do alimentador em relação ao foco primário do sistema refletor.

Essa formulação, associada ao Método da Abertura (*AF - Aperture Field Method*) [BALANIS, 97], permite estimar o campo distante radiado por uma antena do tipo *ASDRA* com sensível rapidez, comparando-se à aplicação de métodos mais precisos como o Método dos Momentos (*MoM - Moment Method*) e a Ótica Física (*PO - Physical Optics*). Sua relativa simplicidade de implementação é um fator determinante para a utilização em programas interativos, como aquele documentado em [SILVA, 00]. Desse modo, a associação da formulação ao *AF* apresenta-se como alternativa adequada para a obtenção de uma visão qualitativa da antena *ASDRA* e do seu comportamento frente às aberrações, aspectos fundamentais à inicialização de um bom projeto. Contudo, para que avaliações corretas sejam feitas a respeito de uma antena *ASDRA* com base no método proposto, é imperativo se conhecer o seu domínio de validade e o grau de precisão dos resultados obtidos através dele, por se tratar de uma aproximação. Portanto, diagramas de radiação fornecidos por essa aproximação para as quatro configurações possíveis foram comparados aos resultados obtidos por métodos já conhecidos, testados e mais precisos, como o *MoM* [MAUTZ, 80] e a *PO* [MOLDSVOR, 92]. As razões para tal escolha são claras na medida em que o *MoM*, por tratar o acoplamento mútuo entre as partes metálicas da antena, apresenta resultados extremamente acurados, e a *PO*, além de ser um método rápido e relativamente simples para implementação, oferece resultados próximos aos do *MoM*. A avaliação torna-se necessária, principalmente no que se refere à predição acertada do ganho e do posicionamento do lóbulo principal, presente no diagrama de radiação da antena, características essas bastante relevantes à determinação do desempenho da mesma. É esperado que os resultados do *AF* não coincidam exatamente com os valores corretos, mas esbocem de modo acertado a tendência de comportamento de todos os lóbulos, principalmente do lóbulo principal, diante de uma desfocalização.

Ao ser exposta a aplicabilidade direta da formulação na concepção de antenas do

tipo *ASDRA*, pode-se empregá-la em programas que calculem os parâmetros dessas antenas e exibam seus respectivos perfis e diagramas, tornando-os minimamente complexos e rápidos do ponto de vista computacional. Essas ferramentas, construídas a partir das informações contidas nesse estudo, podem ser utilizadas - num desenvolvimento inicial - em projetos de antenas de grandes dimensões elétricas que possuam uma das geometrias analisadas aqui, permitindo-se o esboço de protótipos bastante úteis para se atingir o resultado desejado num refinamento posterior.

Considerado como referência deste estudo, o MoM foi empregado também para se avaliar o algoritmo da PO implementado especificamente para se analisar as antenas de geometria *ASDRA*. Buscando as diversas situações possíveis ao longo das análises feitas, o programa da PO foi exaustivamente testado. Assim, conclusões mais precisas e seguras poderiam ser tiradas a respeito da formulação de primeira ordem, implementada para o tratamento da aberração, ao se garantir a confiabilidade dos dois métodos (PO e MoM).

Para que os resultados obtidos pelos métodos empregados (MoM, PO e AF) fossem justamente comparados quando se realizasse o exame de um determinado sistema refletor, condições de análise foram impostas de forma que discrepâncias existentes entre tais resultados pudessem ser justificadas, provavelmente, pela precisão numérica distinta de cada método. Logo, definido o modelo de alimentador a ser utilizado para se gerar o campo eletromagnético incidente sobre os sistemas refletores verificados, foram realizadas comparações entre os padrões de radiação produzidos pelo modelo em cada um dos métodos, devendo ser tais padrões o mais coincidente possível. Do mesmo modo, se deu a comparação das superfícies dos refletores analisados em cada método, sendo estas admitidas como condutoras elétricas perfeitas.

É importante salientar que todas as equações utilizadas no cálculo dos campos têm a dependência temporal usual descrita por $e^{j\omega t}$, não explicitamente apresentada ao longo do texto, por não ser necessária à solução do problema. Nesse estudo, um valor fixo de frequência ω será utilizado nas análises e as dimensões físicas das antenas expressas em função do comprimento de onda (λ_o), que é mantido unitário para a velocidade de propagação da luz ($c \approx 2,998 \times 10^8$ m/s, no vácuo).

Definidas as limitações da análise e as geometrias a serem examinadas, os diagramas de radiação calculados pelos três métodos foram comparados em três situações: o alimentador foi posicionado no foco, deslocado axialmente e radialmente,

sendo que nesse último tipo de movimento foram adotadas, em momentos distintos, as duas direções ortogonais possíveis. Com relação à especificação das dimensões das antenas analisadas, testes foram previamente realizados para se determinar uma faixa adequada de valores de forma que não fossem superiores a $200\lambda_o$, tornando o processo computacional demasiadamente custoso, e nem inferiores a $50\lambda_o$, tornando a formulação de primeira ordem ineficiente.

Alcançados os resultados planejados, o grau de acurácia da formulação foi avaliado em relação aos aspectos mais relevantes considerados num diagrama de radiação: a magnitude do ganho máximo, a direção do lóbulo principal, o nível relativo do primeiro lóbulo secundário e a largura de meia potência do lóbulo principal.

1.4 Organização do Trabalho

O trabalho está dividido em cinco capítulos. No presente capítulo o tema do trabalho é introduzido, que é o estudo dos efeitos das aberrações produzidas por desfocalizações do alimentador em antenas do tipo *ASDRA*. Também são resumidas as idéias contidas no texto, frisando-se alguns pontos importantes deste trabalho.

No Capítulo 2 são descritos os aspectos relevantes às antenas refletoras em geral, onde os motivos para a concepção da geometria *ASDRA* são apresentados, a partir de uma gradativa modificação da disposição dos refletores em busca de uma configuração com a melhor relação custo-benefício. Nesse capítulo, são detalhadas as quatro configurações que compõem o grupo das antenas de dois refletores clássicos axialmente simétricos com eixo deslocado (*ASDRA*) e são mostradas as equações das geratrizes e dos parâmetros geométricos relevantes, referentes a cada uma das geometrias. Breves descrições dos três métodos adotados (AF, PO e MoM) na obtenção dos campos radiados pelas antenas examinadas são apresentadas, destacando-se os pontos positivos e negativos de cada um desses métodos. Finalmente, são enumerados alguns aspectos relacionados à implementação dos programas utilizados nas análises.

No Capítulo 3, são abordados os efeitos causados pelos deslocamentos axiais do centro de fase do alimentador às antenas analisadas. Parte da formulação de primeira ordem que trata as desfocalizações supracitadas é explicitada, buscando-se evidenciar a presença de componentes de aberração decisivas na queda de eficiência da antena,

devido às suas contribuições para a fase do campo na abertura. Os diagramas de radiação referentes a pequenos deslocamentos do alimentador ao longo do eixo de simetria da antena são apresentados para as quatro famílias *ASDRA* existentes. A partir daí, uma análise dos resultados é feita fundamentada nas mudanças de comportamento da antena, que são caracterizadas basicamente pelas variações do ganho e do nível de potência dos lóbulos secundários. Com base nas conclusões expostas em [MOREIRA, 99], [MOREIRA, 00a] e [MOREIRA, 00b], tendências da variação de intensidade das aberrações são mencionadas com o intuito de orientar o projeto de uma configuração menos sujeita aos efeitos negativos que essas perturbações provocam sobre o desempenho de uma antena.

Ao longo do Capítulo 4, o tratamento de primeira ordem para as aberrações geradas por desfocalizações radiais (fora do eixo de simetria da antena) do alimentador é apresentado, bem como as análises relativas a essas perturbações. Deslocamentos do alimentador ao longo dos planos elétrico (Plano - E) e magnético (Plano - H), cujas orientações dependem do modelo adotado para a fonte, são realizados. Casos atípicos surgem, como por exemplo, a redução acentuada do nível de potência do lóbulo principal quando ocorrem determinados deslocamentos da fonte para certas geometrias, fazendo com que lóbulos, anteriormente secundários, superem o dito principal em intensidade.

O trabalho é concluído no Capítulo 5 ao serem agrupadas as observações relevantes associadas às aberrações e à minimização de seus efeitos. Propostas para futuros trabalhos são sugeridas, por ser o assunto bastante vasto e merecedor de diversos outros tipos de abordagem.

Capítulo 2

Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos

2.1 Uma Visão Geral sobre Antenas Refletoras

Uma antena pode ser definida como uma estrutura destinada a captar ou transmitir sinais, através de um campo eletromagnético propagante pela atmosfera. Existem formas variadas de antenas para o emprego em distintas aplicações, que vão desde simples monopolos a antenas refletoras compostas por diversas superfícies [BALANIS, 97].

As antenas refletoras produzem uma espécie de magnificação de abertura ao adequar o campo, inicialmente limitado pelo diâmetro da abertura do alimentador, de forma a fazê-lo radiar por uma área dezenas ou centenas de vezes maior, possibilitando o alcance de maiores diretividades através do emprego de alimentadores menos diretivos. O funcionamento de uma antena refletora se baseia na conversão de uma distribuição de energia, usualmente esférica e produzida por algum tipo de irradiador posicionado no foco primário da antena, numa distribuição planar na sua abertura, por meio de sucessivas reflexões ocorridas nas superfícies constituintes do sistema, de acordo com os princípios da Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*). Na Fig. 2.1 essa conversão é ilustrada.

Com isso, a obtenção de uma antena capaz de alcançar um desempenho superior a muitos outros modelos, através de dispositivos mecânicos e eletrônicos não muito complexos, torna-se possível. Os níveis de eficiência atingidos com o uso de modelos adequados tornam as antenas refletoras aptas à recepção e transmissão de sinais em enlaces de longa distância, como no caso da comunicação via-satélite. Basicamente, um sistema refletor pode ser descrito como a composição de um elemento irradiador (ou captador de energia eletromagnética), um conjunto de superfícies refletoras metálicas e a própria

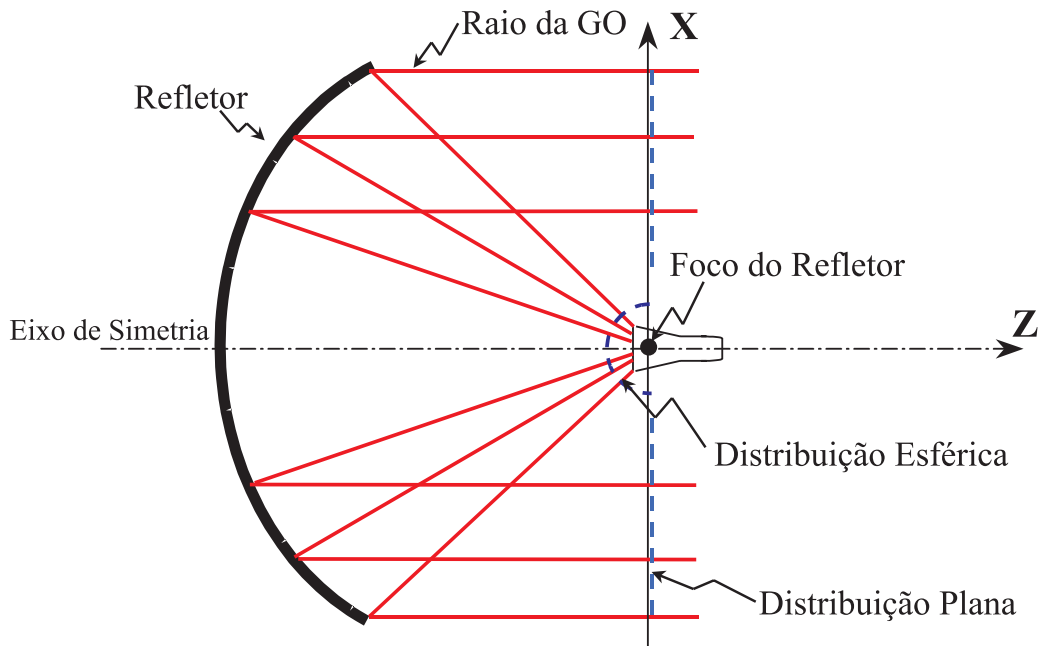


Figura 2.1: Desenho esquemático da propagação do campo eletromagnético em uma antena refletora parabólica simétrica.

estrutura de sustentação do sistema. A presença dessas superfícies refletoras permite a colimação da energia, desde o elemento irradiador até a abertura da antena, quando esta opera como transmissora.

As antenas mais comuns utilizadas na maioria dos sistemas de comunicação por microondas são as parabólicas convencionais: simétricas (Fig. 2.1) ou *offset* (Fig. 2.2). O modelo simétrico, denominado *front-fed*, é composto de apenas um parabolóide e um alimentador, localizado no foco do refletor e sustentado por um ou mais estais. Por ser mais simples, a estrutura é de fácil fabricação e, conseqüentemente, mais barata. A antena parabólica vem sendo usada largamente em aplicações domésticas, onde a sua eficiência não precisa alcançar níveis tão elevados para que o sinal, que contém a informação, tenha uma relação sinal-ruído aceitável [BALANIS, 97].

Outras categorias de antenas refletoras empregadas em sistemas de comunicações são as Cassegrain e Gregorian, configurações clássicas de dois refletores axialmente simétricos bastante conhecidas [HANNAN, 61].

Motivada essencialmente por aplicações militares, grande parte da teoria relativa à análise e construção de antenas refletoras se desenvolveu na década de 1940 [SILVER, 49]. Novas geometrias de antena com vários padrões de radiação (*pencil beam*, *shaped beam*,

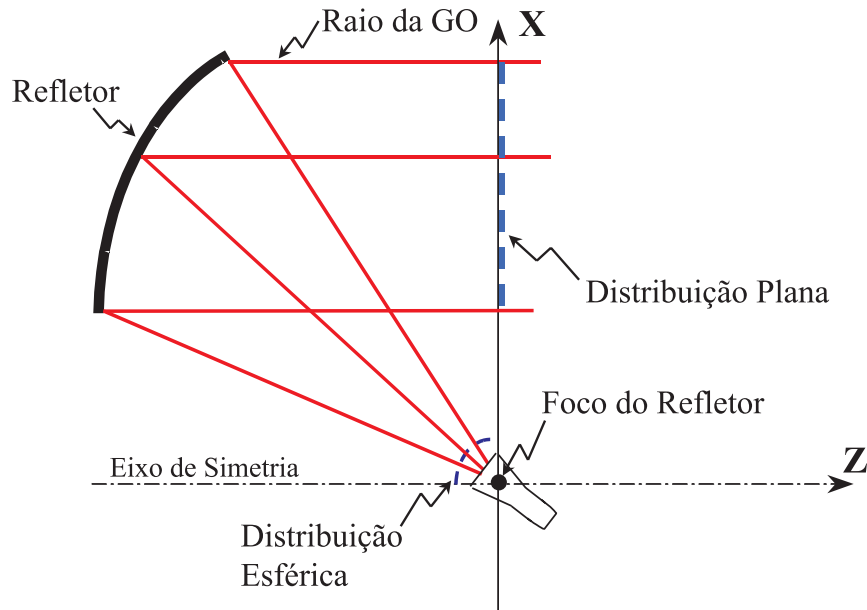


Figura 2.2: Desenho esquemático da propagação do campo eletromagnético em uma antena refletora parabólica *offset*.

etc.) foram estudadas com o objetivo de serem alcançadas, por exemplo, formas eficientes de varredura numa área investigada por um radar [CLARRICOATS, 94]. Posteriormente, a necessidade de se explorar o espaço estimulou a pesquisa por configurações de antena mais eficientes para aplicações em radioastronomia [SILVER, 49]. Nos anos que se sucederam, antenas refletoras passaram a ser largamente usadas, porém ainda na forma de modelos com um refletor e um alimentador centrado no foco desse refletor.

Antenas refletoras, quando possuem uma distância focal elevada, possibilitam uma menor susceptibilidade do campo distante radiado por elas às perturbações provocadas por pequenas variações da posição do centro de fase do alimentador. Tais variações podem ser causadas por vibrações mecânicas do alimentador devido à ação de agentes externos (e.g., vento), ao efeito da gravidade ou à própria alteração da frequência de operação da antena. Num sistema de único refletor, a distância focal corresponde à real distância compreendida entre o alimentador e a superfície refletora e, portanto, um valor elevado desse parâmetro obriga ao posicionamento afastado do alimentador em relação a essa superfície. Sendo cada vez maior tal afastamento, a amplitude das vibrações mecânicas do alimentador pode se tornar proibidamente alta, provocando sensíveis quedas na eficiência da antena. Desse modo, existe um compromisso entre a distância focal elevada e as inconveniências associadas à fixação do alimentador.

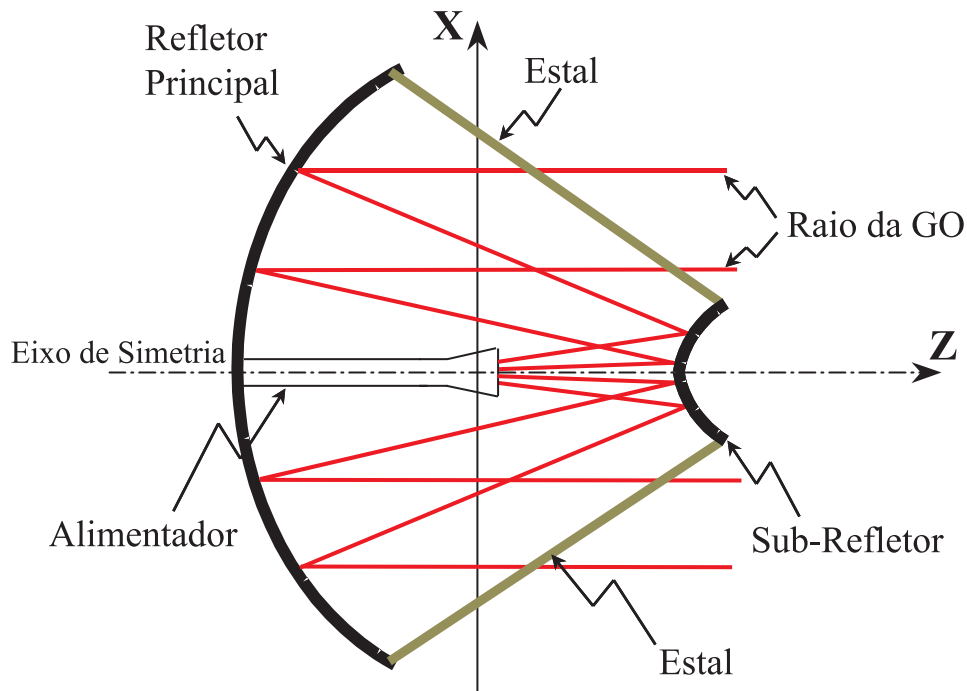


Figura 2.3: Exemplo de uma antena de dois refletores Cassegrain.

A viabilidade de uso de antenas com dois refletores, como aquela exemplificada pela Figura 2.3, foi verificada logo no início da década de 1960 [CLARRICOATS, 94]. Imediatamente, duas vantagens associadas a esse modelo são identificadas: o acesso facilitado ao alimentador promovido pelo seu novo posicionamento e a obtenção de uma distância focal equivalente superior à distância física entre os refletores [BALANIS, 97]. Esses benefícios implicam na compactação da estrutura, tornando-a mais rígida devido à maior proximidade dos componentes do sistema refletor, sem impossibilitar a obtenção de configurações mais estáveis aos efeitos da desfocalização. Diferentemente das antenas de único refletor, as antenas de duplo-refletor permitem o controle simultâneo da distribuição da amplitude e da fase do campo no plano de abertura, através de modelagens do refletor principal e do sub-refletor, tornando sistemas altamente eficientes realizáveis [MITTRA, 80].

A modelagem, ao possibilitar a otimização do desempenho da antena, permite o alcance de índices de eficiência superiores aos apresentados pelas superfícies clássicas com mesmas dimensões de abertura. Sendo assim, dado um valor mínimo de ganho, requisitado para uma determinada aplicação, pode-se promover uma redução na abertura da antena,

visto que a queda da diretividade máxima relativa à menor área disponível na abertura é imediatamente compensada pelo aumento da eficiência proporcionado pela modelagem. Nesse sentido, a redução da abertura implica diretamente em menores diâmetros para os refletores, o que é vantajoso em situações como o envio de satélites ao espaço, uma vez que a estrutura se torna mais leve.

2.2 Alimentador

O elemento irradiador, mais conhecido por alimentador, é a fonte de excitação do sistema, sendo composto basicamente de dois estágios: o guia e a corneta. O papel da corneta é possibilitar uma propagação do campo, na região de transição entre o guia e o meio externo, a mais suave possível, diminuindo a parcela de energia que retorna para o interior do guia. Com o intuito de serem produzidas melhores características de radiação para a obtenção de maiores eficiências de iluminação na abertura da antena, *corrugações* são acrescentadas à superfície interna da corneta. Através delas, consegue-se a simetria circular no diagrama de radiação do alimentador, ocasionando baixos níveis de polarização cruzada e, com isso, uma uniformidade maior na iluminação do sistema refletor [CLARRICOATS, 94]. As corrugações podem ser estendidas até a região da junção da corneta com o guia, denominada *garganta*, sendo projetadas para minimizar a reflexão do campo nessa junção, por meio de modificações na impedância intrínseca de tais superfícies [CLARRICOATS, 94].

Por sua vez, o campo eletromagnético produzido por qualquer elemento irradiador pode ser dividido em dois tipos, de acordo com a distância em que o mesmo se encontra em relação à fonte. O primeiro tipo é denominado campo de indução e está concentrado nas proximidades desse elemento, de maneira homogênea [SILVER, 49]. A energia associada a esse campo é pulsátil, ou seja, ela flui do espaço para o elemento irradiador e deste para o espaço, numa taxa temporal proporcional à frequência de operação. Quando se está relativamente distante da fonte irradiadora, o campo de indução se torna desprezível e um outro tipo de campo se torna dominante: o campo radiado. Diferente do primeiro, o campo radiado se caracteriza por um fluxo de energia com uma densidade de potência inversamente proporcional ao quadrado da distância do ponto observado à fonte irradiadora. É importante destacar que somente o campo radiado será aqui

considerado, pois ele é quem contribui de maneira decisiva na iluminação do sistema refletor. No presente trabalho, o alimentador será posicionado de forma a ficar sempre suficientemente afastado da superfície iluminada por ele. Dessa maneira, a iluminação poderá ser representada por frentes de onda esférica transverso elétrico e magnético (radiação TEM) [HARRINGTON, 61], geradas por uma fonte admitida como pontual e localizada no centro de fase do alimentador.

Sabe-se que em aplicações de alto desempenho, cornetas corrugadas são comumente empregadas pelos motivos já explicitados. Projetadas para irradiar uma distribuição circularmente simétrica de densidade de potência, essas cornetas podem ser adequadamente representadas por um modelo de alimentador denominado Co-seno-Elevado (RCF - *Raised-Cosine Feed*) [SILVER, 49]. Dentre os vários, o modelo de alimentador escolhido para o estudo das configurações *ASDRA* foi o RCF por permitir a representação matemática da maioria dos alimentadores linearmente polarizados existentes na prática, apesar de seu padrão de radiação ser uma representação aproximada para a região do campo distante, possibilitando em certas ocasiões problemas de precisão [JOHNS, 94]. Além disso, esse modelo é extremamente conveniente por ser simples, totalmente definido por um único parâmetro e por possuir um diagrama facilmente reproduzível em termos práticos, ou seja, o seu padrão de radiação pode ser obtido através de alimentadores não muito complexos. Admitida uma polarização linear na direção \hat{X} , de acordo com a *terceira definição de Ludwig* [LUDWIG, 73], os fasores campo elétrico e magnético do modelo RCF são descritos por:

$$\begin{aligned} \vec{E}_F(\vec{r}_F) &= \begin{cases} \cos^h \theta_F [\cos \phi_F \hat{\theta}_F - \sin \phi_F \hat{\phi}_F] \exp(-j\kappa_o r_F) / r_F, & \text{para } \theta_F \leq \pi/2, \\ 0 & , \text{ para } \theta_F > \pi/2, \end{cases} \\ \vec{H}_F(\vec{r}_F) &= \frac{1}{\eta_o} \hat{r}_F \times \vec{E}_F(\vec{r}_F) \quad , \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde r_F , θ_F e ϕ_F são as coordenadas esféricas usuais associadas ao sistema de coordenadas fixo ao alimentador (Fig. 2.4), η_o é a impedância intrínseca do meio ($\eta_o \approx 120\pi \Omega$, no vácuo) e κ_o é a constante de propagação ($2\pi/\lambda_o$). O parâmetro h controla o formato do diagrama de radiação do alimentador e é ajustado para representar, adequadamente, uma determinada corneta corrugada.

É fundamental para uma boa análise do comportamento das antenas refletoras aqui tratadas, que o alimentador, representado na Fig. 2.4 por uma corneta cônica, possa ser deslocado e orientado arbitrariamente. O sistema de coordenadas principal, usado

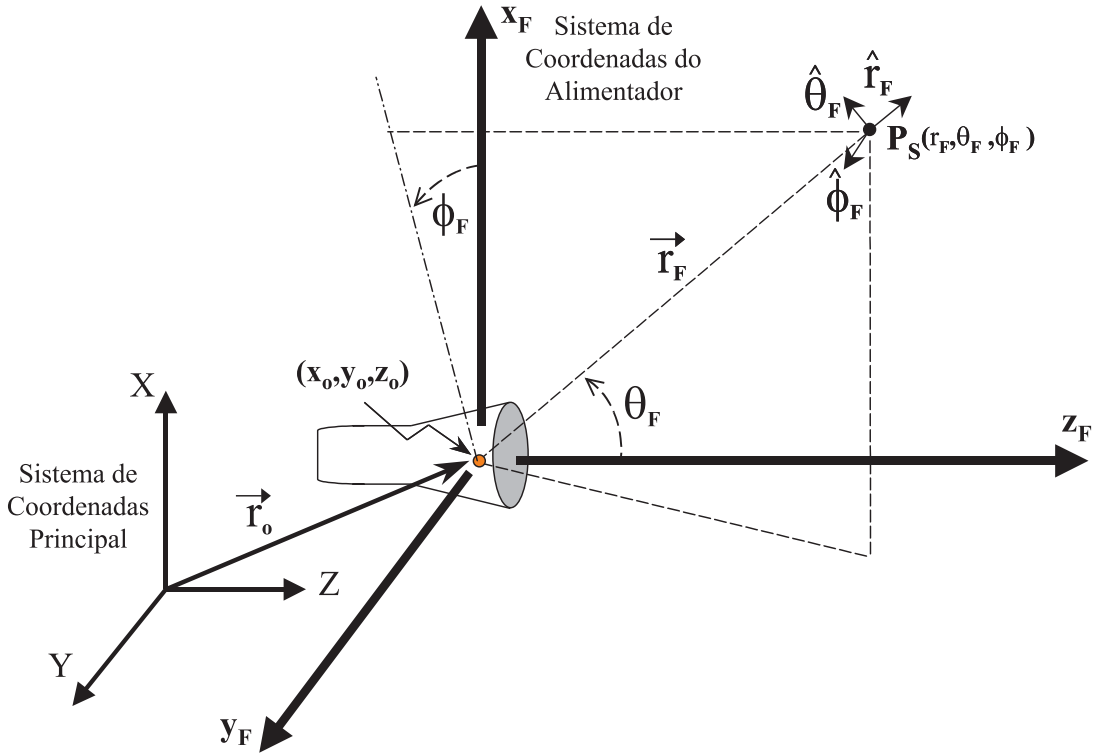


Figura 2.4: Sistemas de coordenada principal e do alimentador.

para posicionar os refletores, é compreendido pelos três eixos cartesianos X , Y e Z . O sistema de coordenadas do alimentador, representado na Fig. 2.4 pelos eixos x_F , y_F e z_F , tem a sua origem no centro de fase do alimentador. Observa-se que o eixo z_F se encontra sempre orientado de forma que coincida com o eixo de simetria da suposta corneta corrugada, implementada pelo modelo RCF. A desfocalização, a ser tratada nos Capítulos 3 e 4, depende essencialmente do vetor translação \vec{r}_o , definido graficamente na Fig. 2.4 e matematicamente por:

$$\vec{r}_o = x_o \hat{X} + y_o \hat{Y} + z_o \hat{Z} . \quad (2.2)$$

Com relação ao parâmetro h que aparece na Eq. 2.1, pode-se ajustá-lo de acordo com uma atenuação desejada para o diagrama do alimentador na direção da borda do sub-refletor (F_{taper}), a qual é definida por:

$$F_{taper} = 20h \log_{10}(\cos \theta_E) , \quad (2.3)$$

em que θ_E é o ângulo de borda do sub-refletor (veja Fig. 2.5).

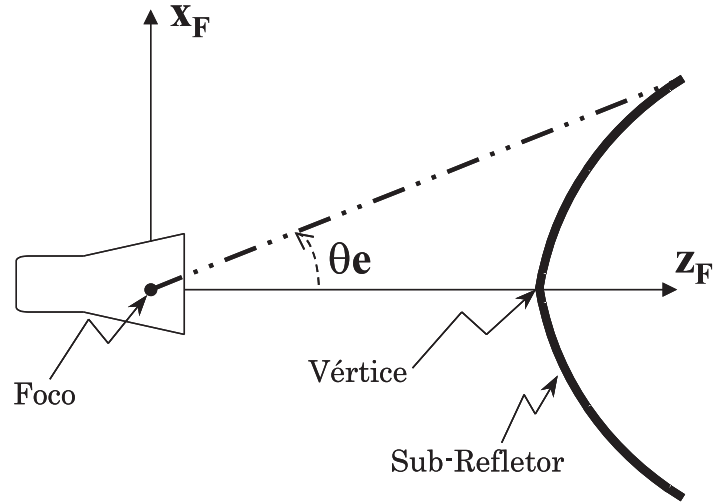


Figura 2.5: Definição do ângulo de borda do sub-refletor.

Para se determinar o ganho associado ao diagrama de campo distante gerado pela antena, é necessário conhecer a energia total entregue ao sistema. Essa energia é representada pela potência total radiada pelo alimentador P_{in} que é quantificada por meio da integração do campo na região $|\theta_F| \leq \pi/2$, onde o mesmo se encontra definido, de acordo com o modelo RCF adotado (Eq. 2.1). De [SILVER, 49], a potência P_{in} é dada por:

$$P_{in} = \frac{\pi}{\eta_o (2h + 1)} . \quad (2.4)$$

Apesar de bastante referenciado pela literatura e empregado em simulações, algumas restrições existem quanto à aplicação do modelo RCF nas análises das antenas aqui examinadas. Tal modelo não retrata corretamente a região de campo próximo de uma fonte real geradora de radiação eletromagnética esférica. Portanto, a não ser que o ponto de observação esteja localizado na região do campo distante ($|\vec{r}_F| \rightarrow \infty$), o RCF não pode ser utilizado. Conseqüentemente, cuidados devem ser tomados para aplicá-lo a situações em que a geometria da antena proporcione uma distância suficientemente grande entre o foco primário da antena e o sub-refletor, superfície mais próxima do alimentador a ser diretamente iluminada por ele. O estudo das aberrações se dará a partir do posicionamento inicial do centro de fase do alimentador no foco primário e posteriores deslocamentos, necessariamente pequenos para que uma proximidade inadvertida do sub-refletor não ocorra e prejudique a confiabilidade dos resultados obtidos.

2.3 Sistema Refletor

O sistema refletor tem como papel direcionar (colimar) a energia proveniente do alimentador até a abertura da antena. Esse sistema pode ser composto por um ou mais refletores. Em todos os casos, o refletor parabólico é comumente usado como refletor principal. Sistemas multi-refletores práticos não costumam ter mais de dois refletores.

Para se obter antenas com ganhos elevados, apropriadas às aplicações de alto desempenho, torna-se fundamental buscar uma distribuição uniforme do campo presente na abertura, principalmente no que se refere à fase. Tanto a distribuição uniforme da amplitude quanto da polarização no campo da abertura contribuem para o alcance da máxima eficiência da antena, embora, na prática, essas duas características exerçam uma menor influência se comparadas à fase. Um desempenho otimizado num sistema refletor só é alcançado se o centro de fase do alimentador e o foco de cada refletor integrante à estrutura estejam sucessivamente superpostos; isto é, o sistema deve ser confocal. Portanto, antenas com mais de um refletor demandam alinhamentos mais cautelosos e custosos.

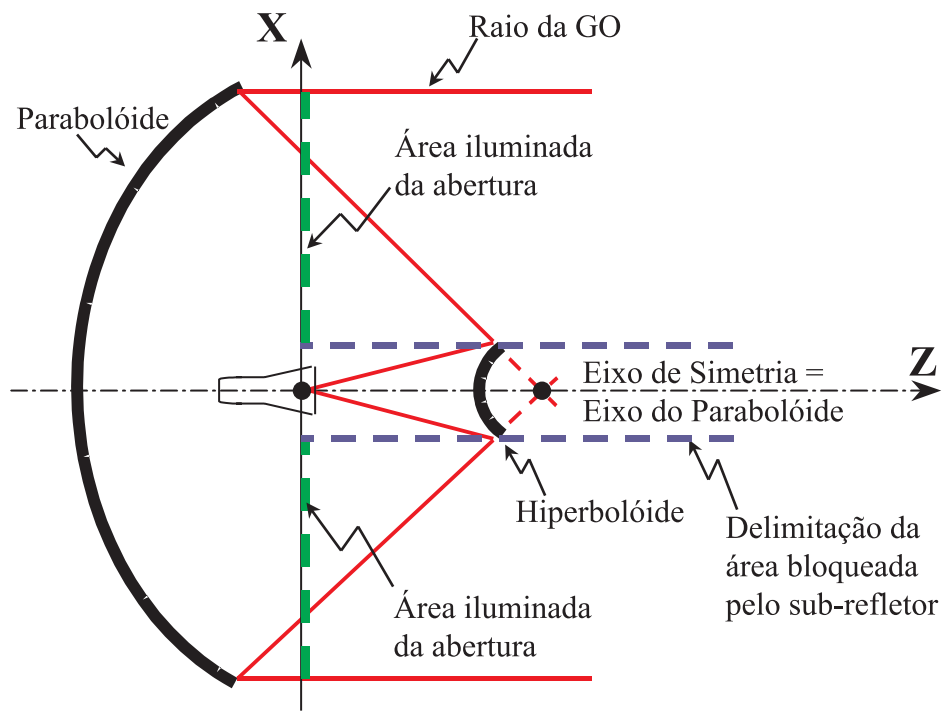
A configuração mais simples de antena refletora é a parabólica, apresentada na Seção 2.1. A geometria desse modelo permite alcançar uma distribuição de fase uniforme na abertura da antena sem maiores problemas, de acordo com a GO, desde que o centro de fase do alimentador se encontre no foco primário. Entretanto, o mesmo não pode ser dito da amplitude. Uma modelagem na superfície do parabolóide pode alterar a densidade de energia no plano da abertura em busca de uma amplitude do campo mais uniformizada. Porém tal ação afeta a distribuição homogênea da fase já obtida pelo próprio uso do refletor parabólico. Assim, a modelagem dessa antena possibilita o controle da amplitude ou da fase em sua abertura, mas não de ambas simultaneamente. Quanto à uniformidade da polarização na abertura, esta depende estritamente do posicionamento relativo do alimentador em relação ao refletor do sistema e do seu diagrama de radiação [CLARRICATS, 77]. Existem basicamente dois modelos de único refletor: o simétrico e o *offset*. A configuração simétrica, denominada *front-fed*, apresenta bloqueios oferecidos pelo alimentador e pelos estais que o fixam diante do refletor. A geometria *offset*, por sua vez, consegue atingir níveis de eficiência mais elevados pois elimina os bloqueios apresentados pela versão simétrica [RUSCH, 92]. No

entanto, a fabricação de uma superfície assimétrica não é tão simples, o que torna uma antena do tipo *offset* mais cara do que antenas com refletor simétrico. A opção por um dos modelos implica num estudo da relação custo-benefício, já que ambas possuem vantagens e aspectos inconvenientes.

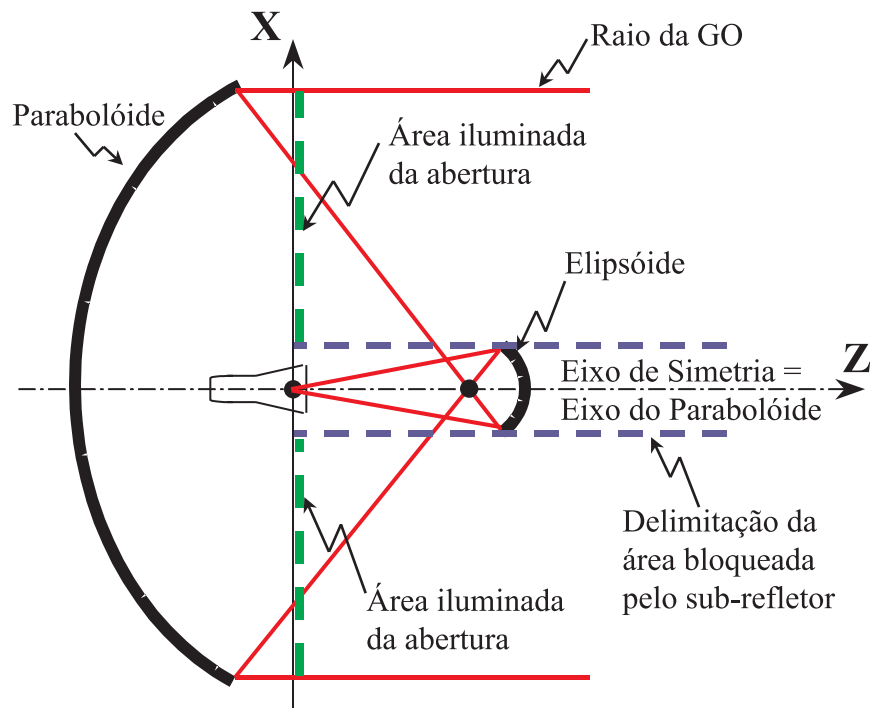
A geometria da antena, estudada ao longo desse trabalho, deriva originalmente de telescópios de dois refletores, concebidos por grandes estudiosos como Isaac Newton. Sendo um dos pioneiros, Newton acabou alterando a arquitetura do seu telescópio óptico para um sistema com dois espelhos refletores, no intuito de corrigir aberrações cromáticas existentes [NUSSBAUM, 68]. Denominando-o de Refletor Newtoniano em 1672, ele usou um espelho côncavo esférico como refletor principal, apesar de tê-lo projetado parabólico, e um espelho plano secundário para concentrar os raios em um único ponto focal, onde estaria localizada a peça de observação [CLARRICOATS, 94]. No decorrer do século XVII surgiram mais duas novas estruturas de dois espelhos refletores aplicáveis à telescopia óptica: a Cassegrain e a Gregorian, propostas pelos astrônomos Cassegrain e James Gregory [BUCCI, 99]. Esses dois modelos foram as primeiras antenas com dois refletores, construídas e usadas em aplicações de telecomunicações, sendo profundamente estudadas por [HANNAN, 61].

As configurações duplo-refletor Cassegrain [Fig. 2.6(a)] e Gregorian [Fig. 2.6(b)] apresentam algumas vantagens que justificam o seu emprego na prática, sendo que as principais já foram destacadas na Seção 2.1. Entretanto, estas antenas apresentam um bloqueio de energia considerável, criado pela presença do sub-refletor e de sua estrutura de sustentação diante do refletor principal, que obstrui uma porção da área efetiva da abertura da antena. O bloqueio oferecido pelo sub-refletor, sendo o mais relevante, impede a obtenção de ganhos mais elevados e acaba promovendo um aumento nos níveis dos lóbulos secundários. De maneira semelhante aos sistemas de único refletor, o problema do bloqueio pode ser contornado por meio de configurações *offset* que, do ponto de vista de ganho, são as melhores [RUSCH, 92]. Porém, toda geometria *offset*, por ser assimétrica, não é simples de ser confeccionada e, portanto, o seu preço se torna uma desvantagem a ser levada em conta.

Em configurações de dois refletores axialmente simétricos, os efeitos do bloqueio, oferecido pelo sub-refletor, podem também ser minimizados através da modelagem das superfícies refletoras [GALINDO, 64], [COLLINS, 73], [BUCHMEYER, 77] ou por meio



(a) Modelo Cassegrain.



(b) Modelo Gregorian.

Figura 2.6: Geometrias com dois refletores clássicos.

de geometrias alternativas definidas por geratrizes clássicas (cônicas) deslocadas do eixo de simetria - *ASDRA* [YERUKHIMOVICH, 75], [MOREIRA, 01]. O grande mérito da geometria *ASDRA* reside no fato de que uma redução considerável da parcela de energia, que provém do refletor principal e intercepta indesejadamente o sub-refletor, é conseguida por intermédio de geratrizes clássicas e sem a perda de simetria do sistema refletor. A investigação desses modelos, capazes de reduzir os efeitos deletérios causados pelo bloqueio do sub-refletor e ao mesmo tempo úteis ao início de uma síntese de antenas modeladas, se dará nas próximas seções, onde os detalhes necessários serão apresentados.

2.4 Antenas com Dois Refletores Clássicos Axialmente Simétricos

A evolução apresentada pela geometria *ASDRA* (*Axially-Symmetric Dual-Reflector Antenna*), em relação às suas antecessoras clássicas, consiste na redução considerável dos efeitos dos bloqueios oferecidos pelo sub-refletor e pelo alimentador, inerentes às configurações simétricas. Obviamente, pode-se então atingir ganhos mais elevados através de alterações acertadas na disposição e forma das superfícies refletoras. Sendo axialmente simétricas e com seções geradas por cônicas, as superfícies refletoras tornam-se menos complexas de ser fabricadas, e fórmulas analíticas fechadas para o projeto são possíveis [MOREIRA, 01].

A característica primordial associada à geometria *ASDRA* é o deslocamento dos eixos das geratrizes de cada superfície, em relação a um eixo de simetria comum [MOREIRA, 01]. Conseqüentemente, devido à conformação dos refletores pode-se projetar antenas de forma que nenhum dos raios emanados pelo refletor principal tenha sua trajetória, até a abertura, bloqueada pelo sub-refletor ou alimentador, segundo os conceitos da GO. Essa particularidade geométrica faz com que todos os raios, que partem do foco primário da antena, atinjam o plano de abertura paralelos entre si. Com isso, obtém-se uma distribuição uniforme para a fase na porção iluminada da abertura e, assim, níveis de ganho mais elevados podem ser alcançados.

Concebidas a partir da imposição de uma distribuição uniforme da fase do campo na abertura, fundamentada nos conceitos da GO, e tomando-se como premissa a existência de uma fonte de radiação esférica posicionada no foco primário

da antena, as antenas *ASDRA* formam quatro famílias: a ADC (*Axially-Displaced Cassegrain*), a ADG (*Gregorian*), a ADE (*Ellipse*) e a ADH (*Hyperbola*) [MOREIRA, 01]. As geometrias ADC e ADE foram inicialmente abordadas por [YERUKHIMOVICH, 72], [YERUKHIMOVICH, 75]. Os parâmetros geométricos mais relevantes e a conformação das geratrizes que dão origem às superfícies refletoras de todas as geometrias *ASDRA* estão explicitados nas Figs. 2.7 – 2.10. Para se ter uma visão mais clara do mecanismo de reflexão (trajetória dos raios), presente em cada uma das geometrias, não estão sendo mostradas, no plano escolhido dessas figuras ($Y = 0$), as partes complementares do refletor principal e do sub-refletor. Portanto, o perfil completo dessas antenas pode ser obtido ao se realizar um espelhamento das geratrizes em relação ao eixo de simetria Z da antena.

Faz-se necessário explicitar, nesse momento, qual foi a convenção de sinais adotada, para todos os ângulos definidos em tais figuras. Considerar-se-á um ângulo positivo (negativo) quando o mesmo estiver sendo tomado no sentido anti-horário (horário), no plano em questão ($Y = 0$).

Nas antenas ADC (Fig. 2.7) e ADH (Fig. 2.10), a curva geratriz que origina a superfície sub-refletora é uma hipérbole, enquanto que nas geometrias ADG (Fig. 2.8) e ADE (Fig. 2.9) a geratriz é uma elipse. Nas quatro possíveis geometrias *ASDRA*, a parábola é a geratriz do refletor principal, deslocada do eixo de simetria para se obter a uniformidade de fase na abertura.

As quatro famílias de antenas, abordadas no presente trabalho, podem ser definidas, de forma única, através de cinco parâmetros que se relacionam diretamente com o aspecto físico da antena [MOREIRA, 01]. Quatro deles se associam às superfícies de revolução que desempenham o papel de refletores e definem o diâmetro do refletor principal (D_M), o diâmetro do sub-refletor (D_S), o diâmetro da área de bloqueio (D_B) e o ângulo de borda do sub-refletor em relação ao eixo de simetria da antena (θ_E). O quinto parâmetro determina o afastamento entre as duas superfícies refletoras, através da distância total (L_o), definida pela trajetória de um raio proveniente do foco primário da antena até a abertura, localizada no plano $Z = 0$. Todos os parâmetros pertinentes às configurações podem ser vistos também nas Figs. 2.7 – 2.10. A partir desses parâmetros, equações de projeto são utilizadas para se dar continuidade à etapa de determinação completa da geometria, incluindo-se o cálculo das especificações diretamente relacionadas

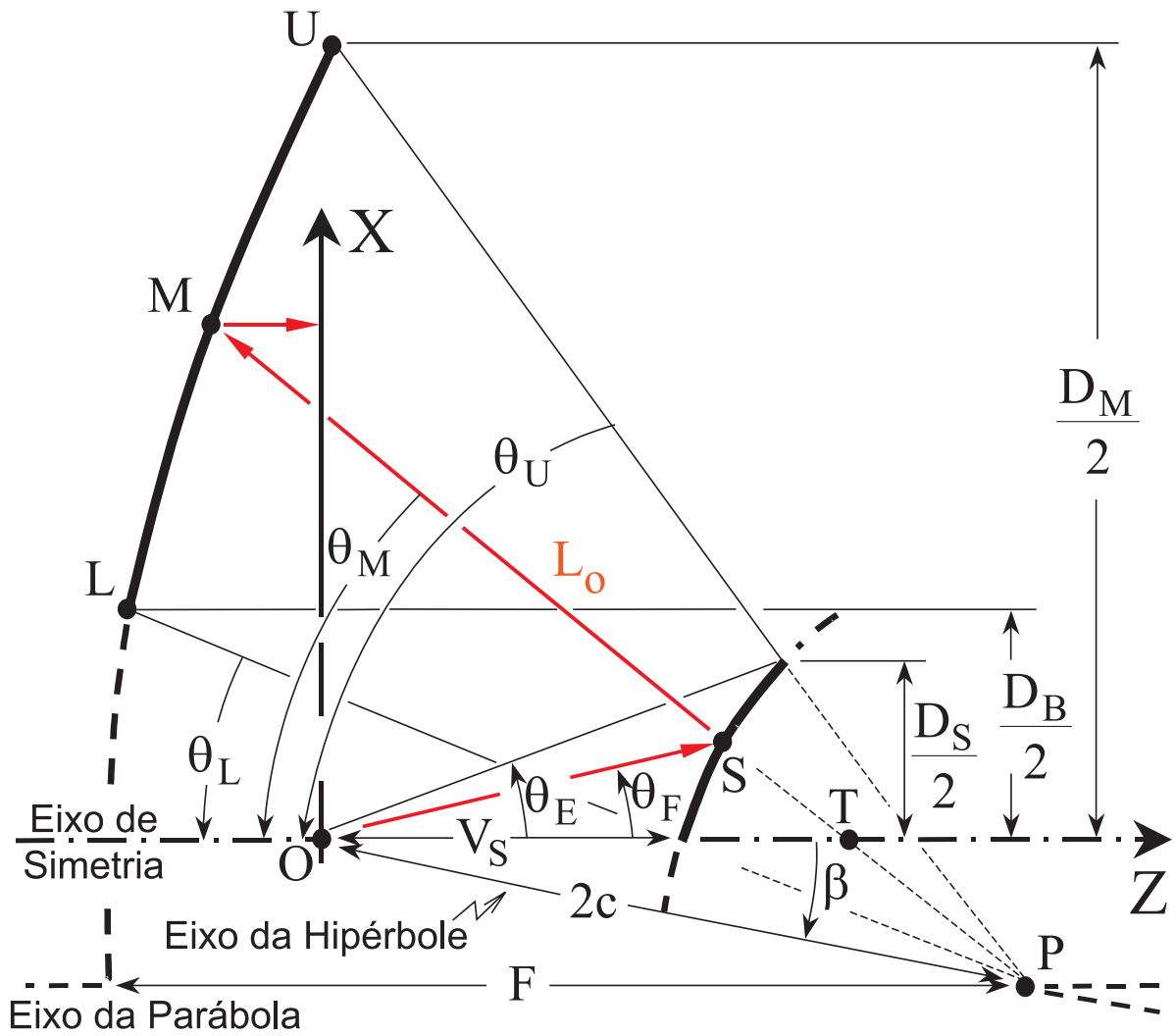


Figura 2.7: Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADC.

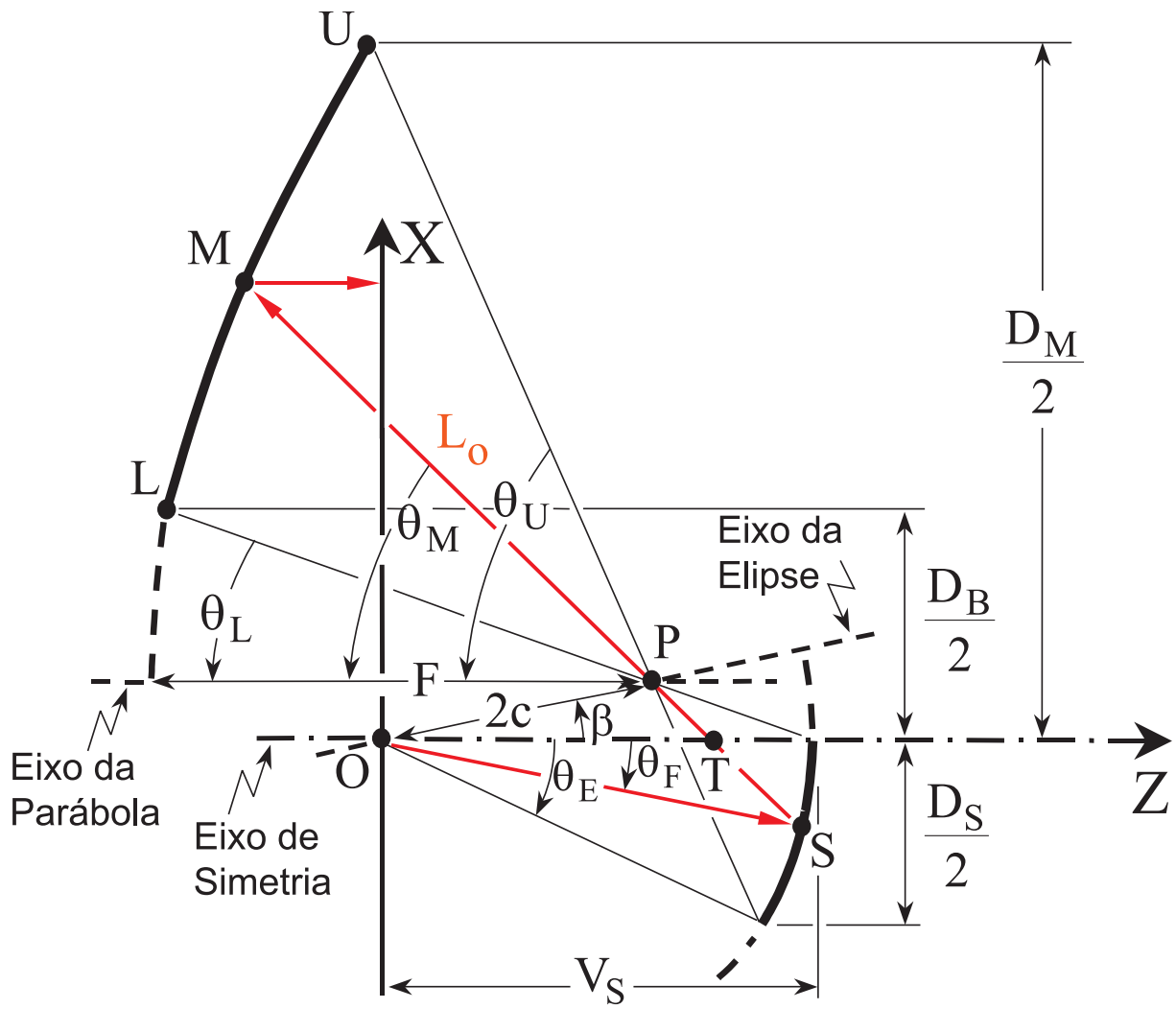


Figura 2.8: Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADG.

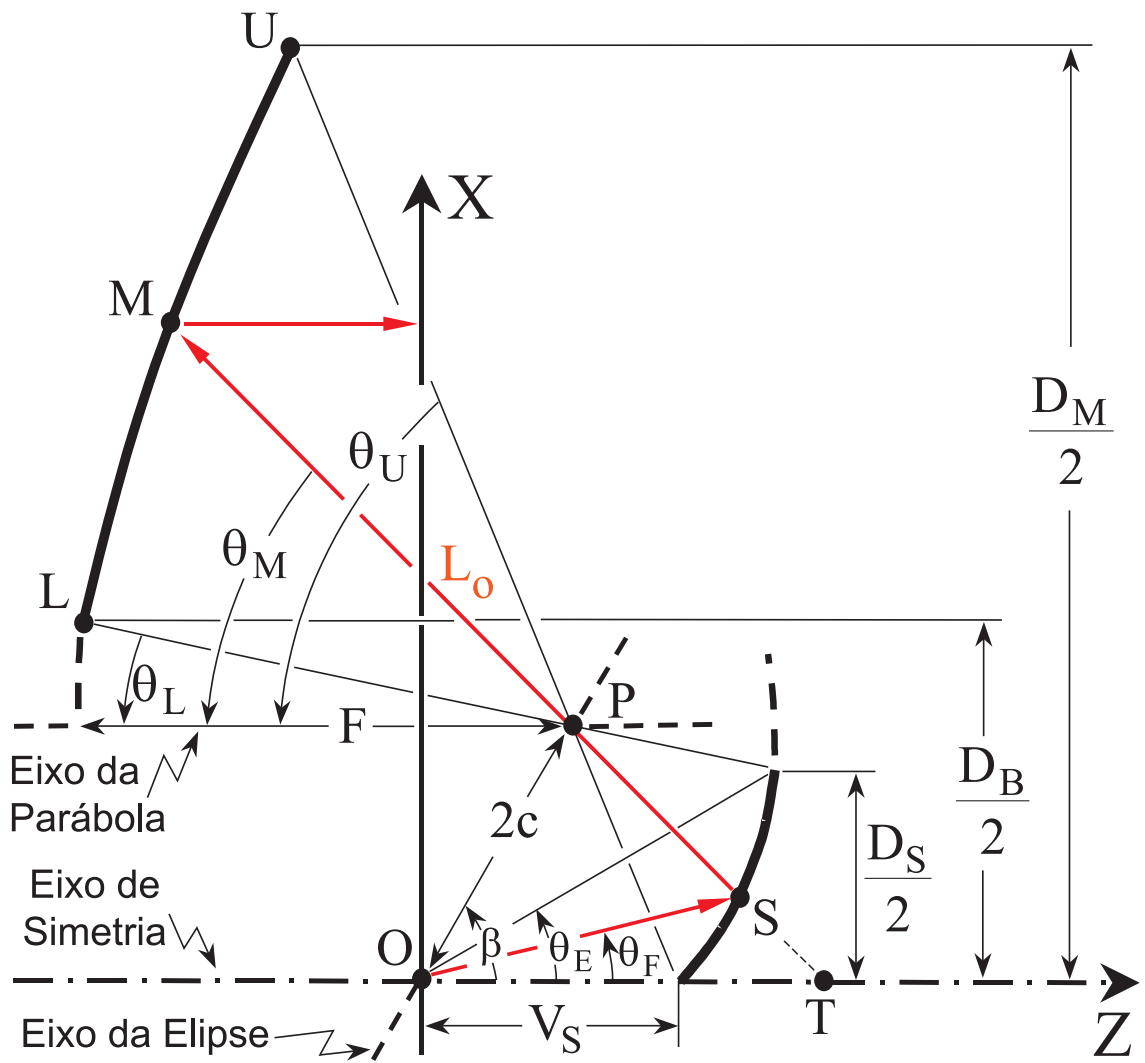


Figura 2.9: Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADE.

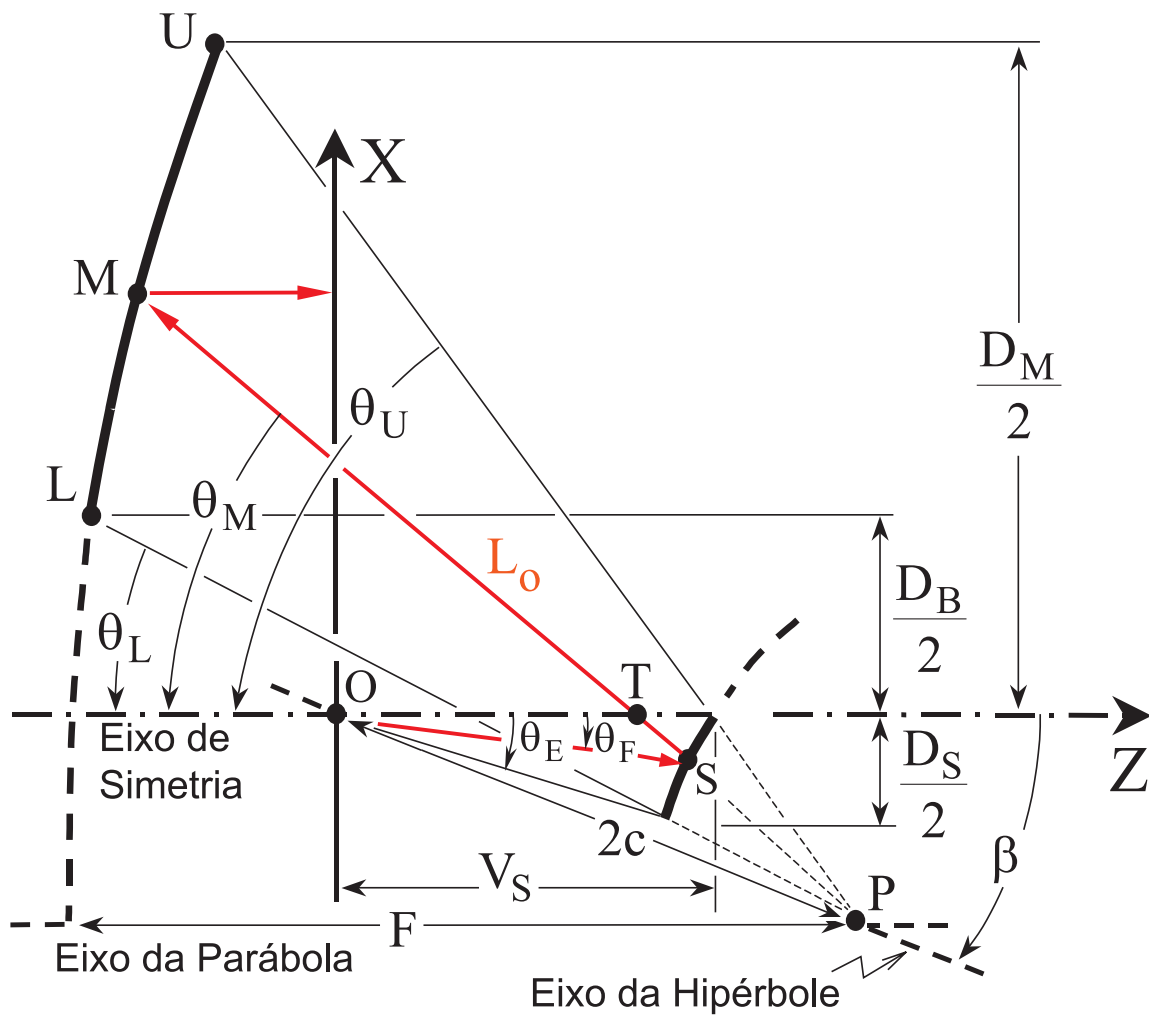


Figura 2.10: Desenho esquemático das geratrizes de uma antena ADH.

às seções cônicas: a distância focal F da parábola, a excentricidade e , a distância inter-focal $2c$ da elipse ou hipérbole e o ângulo β entre os eixos das geratrizes. Tais equações de projeto são apresentadas em [MOREIRA, 97] e [MOREIRA, 01].

Para as antenas *ASDRA*, o diâmetro de bloqueio (D_B) pode adotar valores entre 0 e D_M . Entretanto, para que bloqueios de energia promovidos pelo sub-refletor não ocorram segundo a GO, deve-se impor um limite mínimo para tal diâmetro (D_B), o qual não deve ser inferior ao diâmetro do sub-refletor (D_S), evitando assim a incidência dos raios provenientes do refletor principal sobre o sub-refletor:

$$D_B \geq D_S. \quad (2.5)$$

2.4.1 ADC - Axially-Displaced Cassegrain

A geometria ADC, com as geratrizes de seus refletores dispostas de acordo com a Fig. 2.7, apresenta perfis tridimensionais como mostrados na Fig. 2.11. Sendo gerada por uma hipérbole, a superfície sub-refletora pode adquirir uma conformação convexa ($e > 1$) ou côncava ($e < -1$).

Nessa antena, do ponto de vista da GO, os raios que se originam do alimentador, nas direções em que θ_F é positivo, são mapeados no semi-eixo positivo de X localizado no plano da abertura (Fig. 2.7). O raio principal ($\theta_F = 0$), que parte de um alimentador posicionado no foco primário da antena e atinge o sub-refletor em seu vértice, é refletido dirigindo-se ao ponto extremo inferior da geratriz do refletor principal ($\rho_A = D_B/2$). Já o raio na direção $\theta_F = \theta_E$, denominado raio de borda, é mapeado na abertura em $\rho_A = D_M/2$. Portanto, a região angular dos raios próximos a $\theta_F = 0$, onde o campo é mais intenso de acordo com o modelo RCF adotado para o alimentador, é mapeada na borda interna do refletor principal, o que torna a geometria propensa a quedas de eficiência consideráveis em caso de um bloqueio crítico oferecido pelo sub-refletor. A Fig. 2.12 ilustra tal fato através da distribuição de amplitude para o campo da GO na abertura de uma configuração ADC típica.

Na Fig. 2.7 também se observa que ao se rotacionar a parábola geratriz em torno do eixo de simetria da antena (eixo Z), o foco P produz um anel, denominado cáustica anular, a qual é virtual para a ADC. Próximo ao sub-refletor, existe uma cáustica linear virtual, definida pelo intervalo do eixo de simetria da antena cujos pontos T são identificados pela

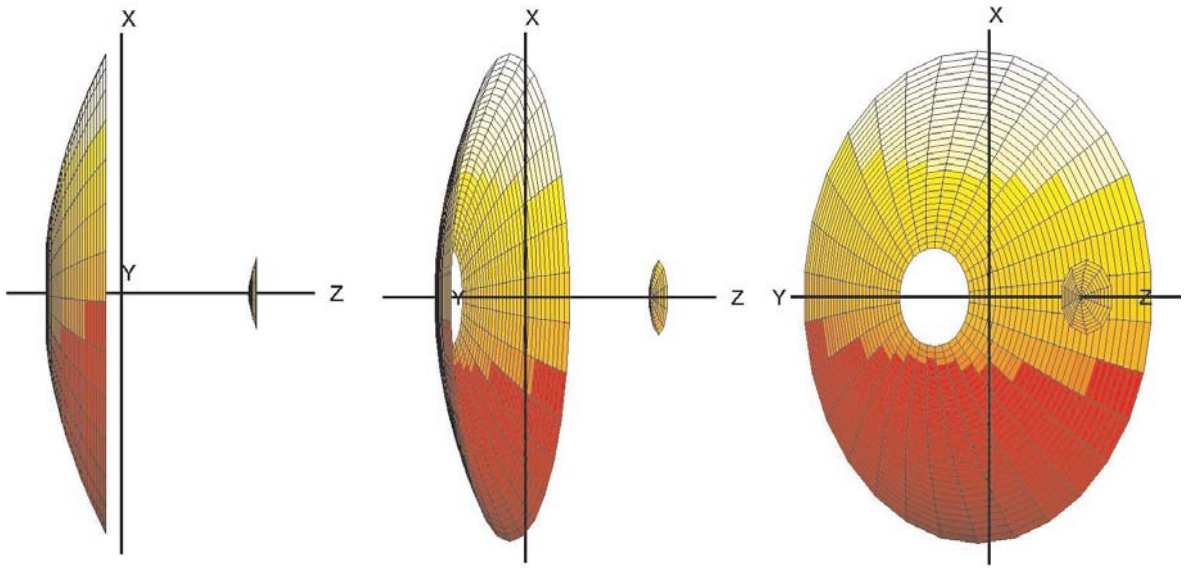


Figura 2.11: Aspecto tridimensional de uma antena ADC.

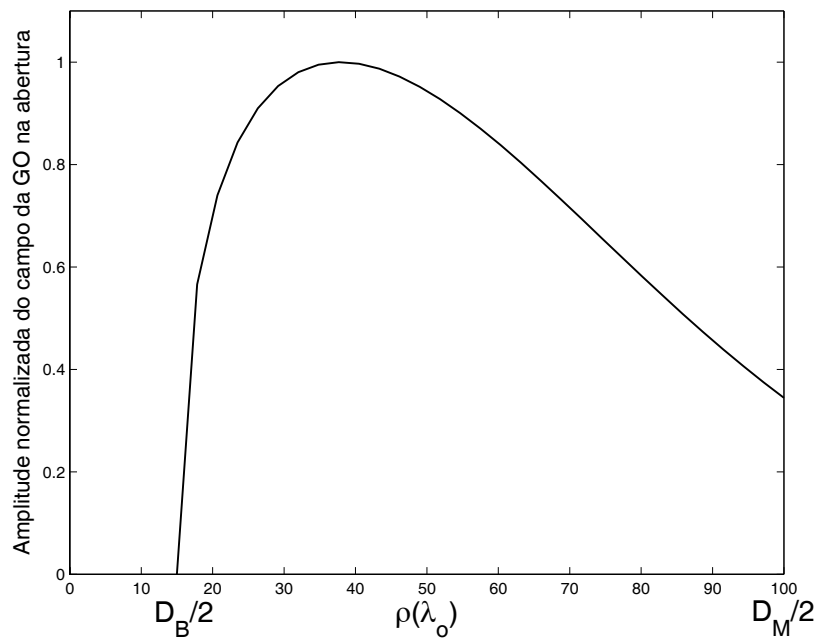


Figura 2.12: Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADC com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$.

interceptação do prolongamento dos raios refletidos pelo sub-refletor, conforme mostra a Fig. 2.7. Tal cáustica define uma curvatura para os raios que deixam a superfície sub-refletora, no plano ortogonal àquele referenciado pela outra cáustica. Daí conclui-se que a onda refletida pelo sub-refletor é astigmática.

O parâmetro V_S , mostrado na Fig. 2.7, define a distância ao longo do eixo de simetria entre o foco primário da antena (ponto O) e o vértice do sub-refletor. Tal parâmetro é essencial à validade do modelo RCF e à localização adequada do alimentador. Na Fig. 2.7, nota-se também que o parâmetro L_o equivale aproximadamente ao dobro da distância entre as duas superfícies refletoras. Ao se impor $D_B = 0$, β se anula e a ADC adquire uma disposição clássica Cassegrain [Fig. 2.6(a)].

Os detalhes sobre a geometria ADC podem ser encontrados em [MOREIRA, 01], onde uma análise completa da antena é desenvolvida. A influência dos parâmetros de entrada sobre o desempenho da antena é analisada através de estudos paramétricos.

2.4.2 ADG - Axially-Displaced Gregorian

A Fig. 2.8 mostra esquematicamente as geratrizes da antena ADG e os parâmetros geométricos pertinentes à configuração. Os aspectos tridimensionais de uma antena ADG são exibidos na Fig. 2.13. As considerações necessárias à geometria diferem da antena ADC, principalmente devido ao mecanismo de reflexão dos raios entre as superfícies. Para essa geometria, os raios do alimentador, com direções θ_F negativas, são mapeados no semi-eixo positivo de X , no plano da abertura, como mostra a Fig. 2.8. Da mesma forma que a antena ADC, o raio principal ($\theta_F = 0$) é refletido dirigindo-se ao ponto extremo inferior da geratriz do refletor principal ($\rho_A = D_B/2$). O raio que parte do alimentador com ângulo $\theta_F = \theta_E$ é mapeado na abertura em $\rho_A = D_M/2$. As cáusticas linear e anular da antena ADG são reais. Ao se impor $D_B = 0$, o parâmetro β é igualmente anulado possibilitando à configuração ADG adotar uma disposição clássica Gregoriana [Fig. 2.6(b)].

O mapeamento dos raios e a disposição das cáusticas são as diferenças básicas apresentadas por essa geometria em relação à ADC. Como pode ser vista na Fig. 2.14, a forma como é concentrada a energia na abertura se assemelha bastante àquela reportada para a geometria ADC (Fig. 2.12). Mais detalhes sobre a geometria ADG são dados em [MOREIRA, 97] e [MOREIRA, 01].

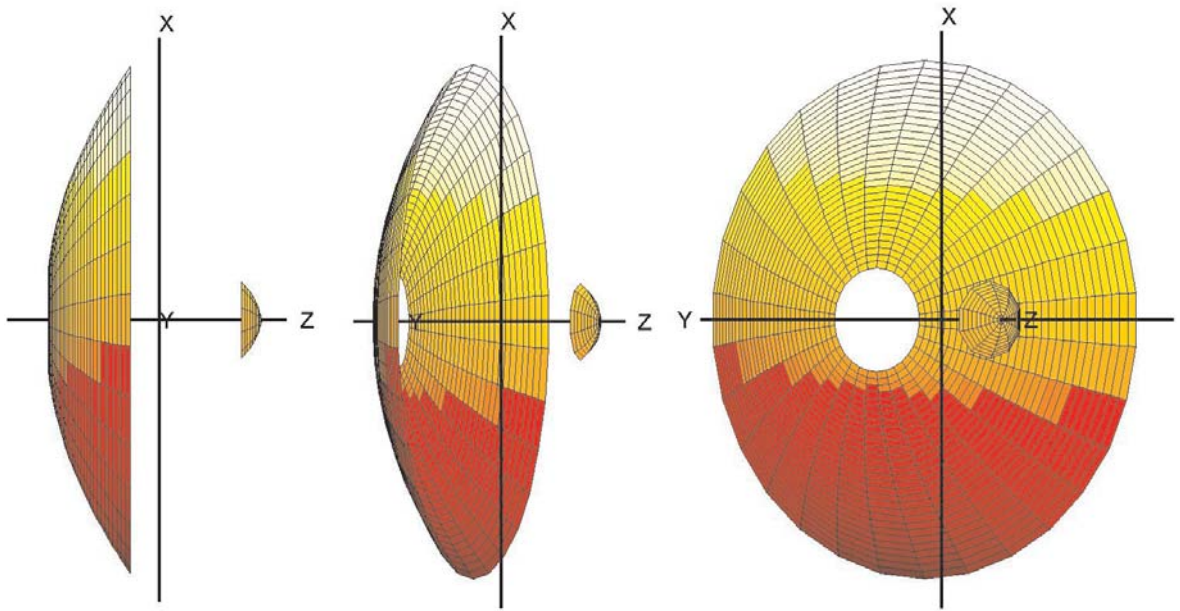


Figura 2.13: Aspecto tridimensional de uma antena ADG.

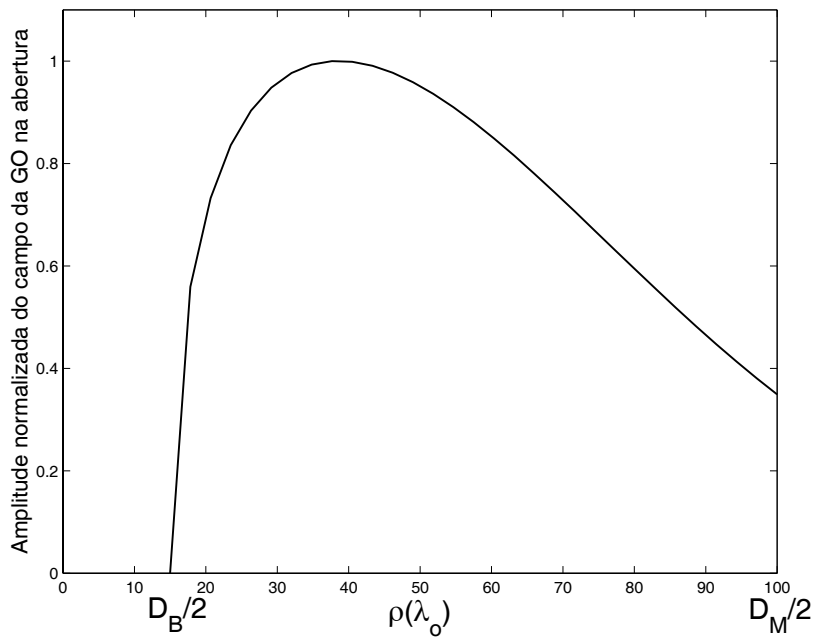


Figura 2.14: Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADG com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = -20^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 21$.

2.4.3 ADE - Axially-Displaced Ellipse

A antena ADE (Figs. 2.9 e 2.15) apresenta características distintas em relação às geometrias ADC e ADG. Dentre todas, é a que apresenta menos problemas associados aos bloqueios do alimentador e sub-refletor.

Com relação ao sistema de reflexão imposto pela geometria, os raios originados do alimentador com direções θ_F positivas são mapeados no semi-eixo positivo de X , como mostra a Fig. 2.9. O raio principal ($\theta_F = 0$) é refletido dirigindo-se ao ponto extremo superior da geratriz do refletor principal, sendo mapeado na abertura em $\rho_A = D_M/2$. O raio relativo ao ângulo de borda ($\theta_F = \theta_E$) é mapeado na abertura em $\rho_A = D_B/2$. Conseqüentemente, a cáustica anular é real e a cáustica linear é virtual.

Teoricamente, a geometria ADE apresenta índices de eficiência superiores (em torno de 90%) aos das antenas ADC e ADG, devido à sua configuração geométrica que produz uma distribuição da energia mais uniforme no plano de abertura [MOREIRA, 97], conforme ilustra a Fig. 2.16. As antenas do tipo ADE não possuem equivalentes clássicas, visto que a imposição $D_B = 0$ degenera a geratriz de seus sub-refletores para um único ponto ($D_S = 0$). Em [MOREIRA, 01] são dados mais detalhes sobre a geometria ADE.

2.4.4 ADH - Axially-Displaced Hyperbola

As geratrizes da antena ADH, ilustradas pela Fig. 2.10, ao serem rotacionadas em torno do eixo de simetria, geram perfis semelhantes àqueles presentes na Fig. 2.17. De acordo com a Fig. 2.10, os raios do alimentador com direções θ_F negativas são mapeados no semi-eixo positivo de X no plano de abertura. O raio principal, que parte na direção $\theta_F = 0$ e atinge o vértice do sub-refletor, é mapeado em $\rho_A = D_M/2$, enquanto que o raio relativo à $\theta_F = \theta_E$ é mapeado em $\rho_A = D_B/2$. Conseqüentemente, a cáustica anular, gerada pela rotação do foco P , é virtual, ao passo que a cáustica linear é real (veja a Fig. 2.10). A geometria ADH, assim como a geometria ADE, não possui equivalente clássica.

De maneira similar à antena ADE, a ADH reverte a iluminação do alimentador na abertura da antena, como mostrado na Fig. 2.18 para uma configuração particular. Porém, antecipa-se que os bloqueios oferecidos tanto pelo alimentador como pelo sub-refletor sejam mais intensos, o que pode ser evidenciado por uma simples inspeção

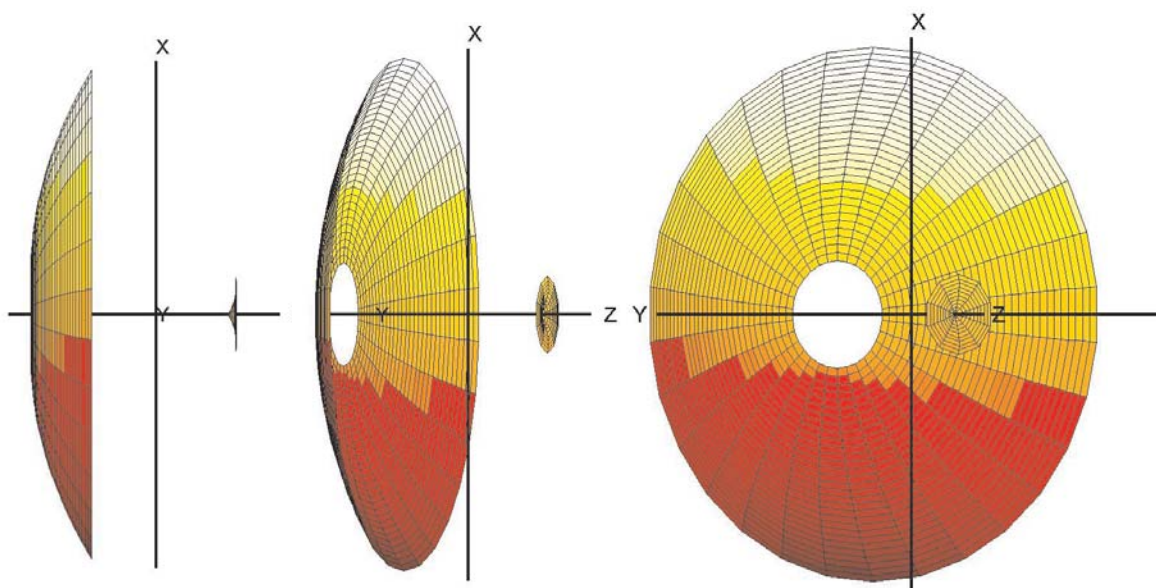


Figura 2.15: Aspecto tridimensional de uma antena ADE.

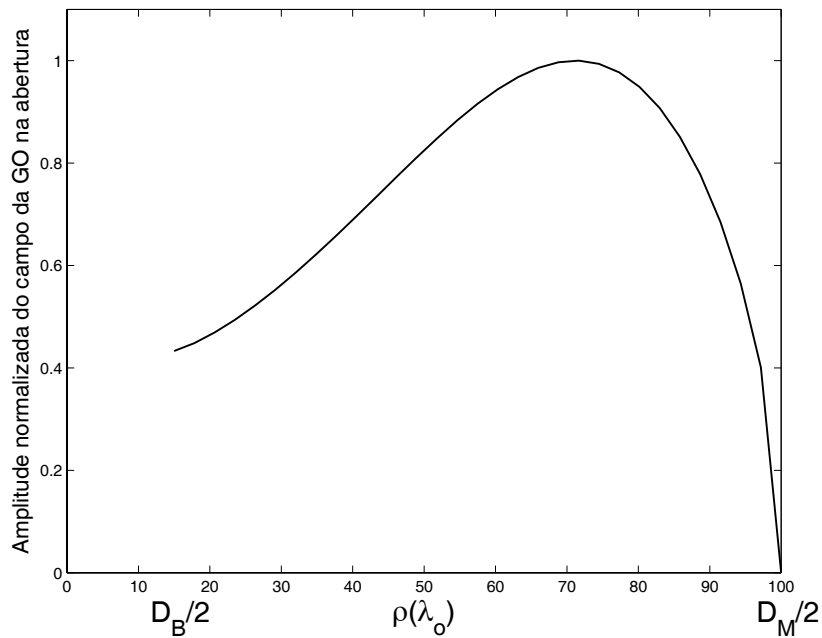


Figura 2.16: Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADE com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 120\lambda_o$, $\theta_E = 20^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 37$.

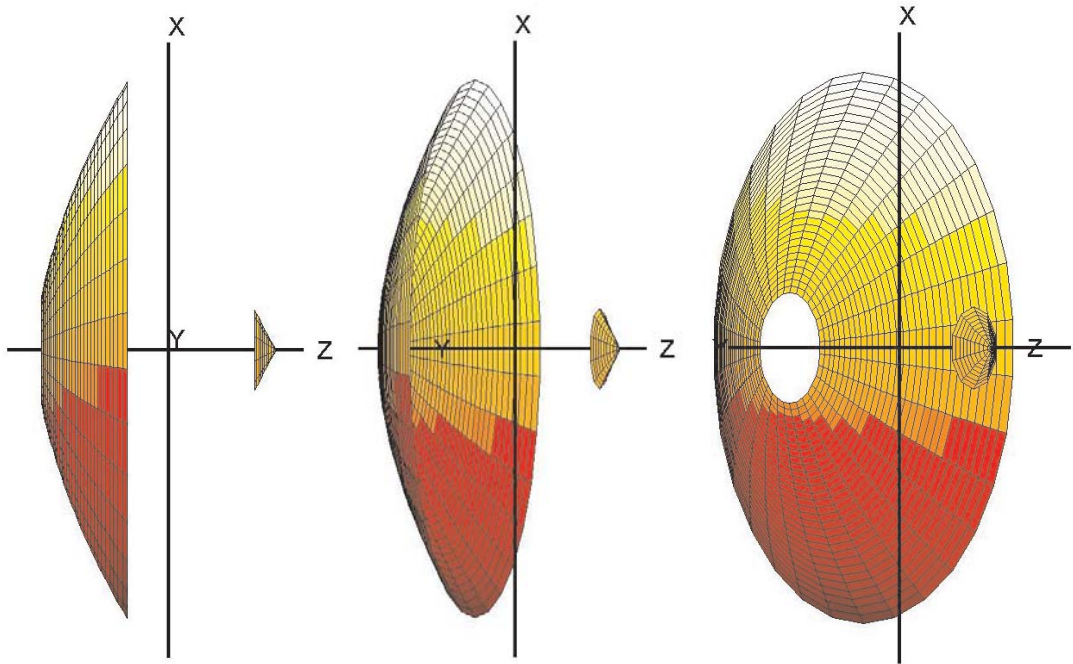


Figura 2.17: Aspecto tridimensional de uma antena ADH.

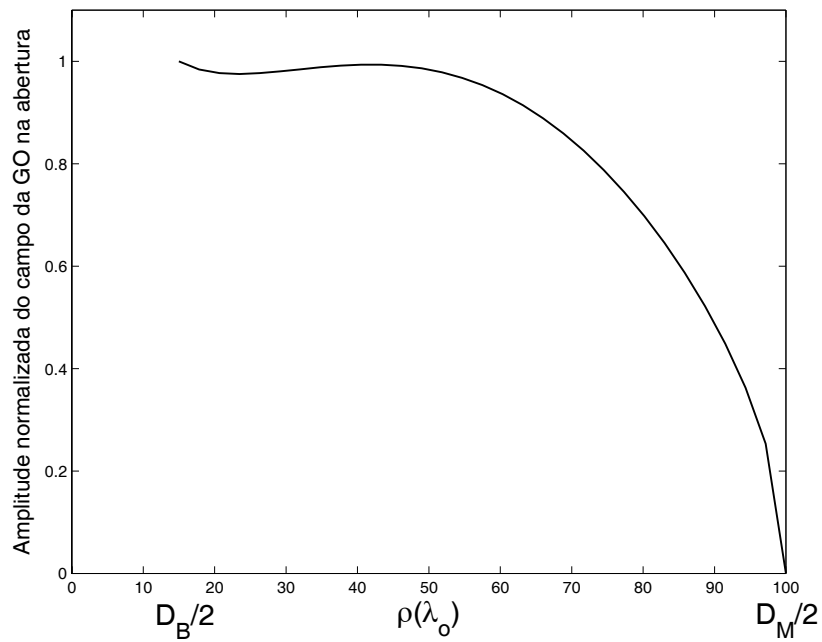


Figura 2.18: Distribuição do campo na abertura obtido para a antena ADH com os seguintes parâmetros: $D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 190\lambda_o$, $\theta_E = -8^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 134$.

da Fig. 2.10. Mais detalhes sobre a ADH são encontrados em [MOREIRA, 97] e [MOREIRA, 01]. Discussões sobre os possíveis bloqueios, para os quatro tipos de antena *ASDRA*, são conduzidas em [MOREIRA, 97].

2.5 Técnicas de Análise

Nesta seção, serão apresentadas as três técnicas utilizadas neste trabalho para se efetuar a análise das antenas *ASDRA*. O Método da Abertura (*AF - Aperture Field Method*), a Ótica Física (*PO - Physical Optics*) e o Método dos Momentos (*MoM - Moment Method*), citados por ordem de complexidade, possuem características de abordagem distintas para o problema de cálculo do campo distante das antenas aqui tratadas e, portanto, merecem ser sucintamente discutidos.

A análise de antenas refletoras se desenvolveu, inicialmente, com o auxílio do AF. Este método foi extremamente útil ao projeto e análise de refletores parabólicos cilíndricos e parabolóides, durante a década de 1940 [SILVER, 49]. Nessa mesma época, já se conhecia o método da PO, embora o seu uso estivesse bastante restringido por limitações impostas pelos recursos computacionais disponíveis. Posteriormente, nos anos de 1960, a PO teve um papel importante como ferramenta para a análise de hiperbolóides num trabalho publicado por [RUSCH, 73]. Atualmente, graças à progressiva disponibilidade de recursos computacionais, o MoM pode ser empregado em análises de antenas axialmente simétricas, tratadas como corpos de revolução [MOREIRA, 01].

Nesses últimos anos, a concepção de materiais adequados para a construção de grandes superfícies refletoras, assim como o aperfeiçoamento do processo de fabricação e montagem das mesmas têm possibilitado a proposição de configurações com dimensões elétricas cada vez maiores [HOFERER, 99]. Nessas situações, as aproximações feitas pela Ótica Geométrica (*GO - Geometrical Optics*) [BRICKELL, 77] ao analisar tais refletores se tornam cada vez mais apropriadas, produzindo resultados satisfatórios, já que o comprimento de onda é muito menor em relação às dimensões físicas da antena e aos raios de curvatura das superfícies refletoras [MITTRA, 80].

É interessante notar que alguns estudos para a análise de antenas refletoras, como aqueles realizados por [MOLDSVOR, 92] e [HOFERER, 99], aplicam métodos híbridos (por exemplo, PO/GO) com o propósito de otimizar o cálculo em determinadas etapas

da solução do problema. Nesse estudo, algo semelhante é feito ao se associar o AF à formulação de primeira ordem proposta, para se obter um método de cálculo do campo distante eficaz, conjugando os aspectos positivos de cada técnica.

2.5.1 Método da Abertura

O Método da Abertura (AF) é extremamente simples do ponto de vista conceitual e computacional. A partir de uma distribuição conhecida do campo na abertura da antena, pode-se determinar a distribuição do campo distante radiado [SILVER, 49]. A distribuição do campo eletromagnético na abertura é obtida por meio da formulação de primeira ordem, fundamentada nos conceitos da GO.

É importante destacar que o AF não leva em consideração os diversos mecanismos de espalhamento e acoplamento eletromagnético que ocorrem entre as superfícies refletoras, o alimentador e a estrutura de sustentação do sub-refletor (estais). Também não considera os efeitos das difrações que ocorrem nas bordas dos dois refletores. Conseqüentemente, quanto menores forem as dimensões elétricas do sistema analisado, maiores se tornarão as discrepâncias em relação a métodos de análise mais precisos. Além disso, o AF não inclui a contribuição direta do alimentador no campo da abertura.

A aplicação do método AF principia-se com a determinação do campo da GO na abertura do sistema refletor. Para as presentes antenas *ASDRA* e assumindo o alimentador descrito pelo modelo RCF da Eq. 2.1, situado no foco primário, o campo da GO na abertura da antena (plano $Z = 0$) é dado por [MOREIRA, 01]:

$$\vec{E}_A(\rho_A) = \cos^h(\theta_F) \mathcal{A}(\theta_F) e^{j(\Phi_G - \kappa_o L_o)} \hat{X}, \quad (2.6)$$

onde ρ_A representa, em coordenadas cilíndricas usuais, a distância de um ponto na abertura ao eixo de simetria da antena, Φ_G representa a fase de Gouy e $\mathcal{A}(\theta_F)$ é o termo de amplitude do campo. A fase de Gouy corresponde a um acréscimo ao valor da fase do campo de $\pi/2$ radianos a cada vez que os raios, definidos pela GO, cruzam uma região cáustica [BORN, 64]. Assim sendo, de acordo com o que foi descrito nas Seções 2.4.1 – 2.4.4, tem-se [BORN, 64]:

$$\Phi_G = \begin{cases} 0, & \text{para a geometria ADC.} \\ \pi/2, & \text{para as geometrias ADE e ADH.} \\ \pi, & \text{para a geometria ADG.} \end{cases}$$

A correção da fase do campo dada pela GO, quando há a transfixação de cáusticas, deve ser feita, de acordo com [BORN, 64], uma vez que o cruzamento dos raios afeta os princípios da GO e dá origem às anomalias na fase. O termo $\mathcal{A}(\theta_F)$ refere-se à redistribuição da energia do alimentador na abertura da antena através do sistema duplo-refletor. Dada a simetria azimutal, $\mathcal{A}(\theta_F)$ não depende de ϕ_F . Essa amplitude pode ser descrita pela seguinte expressão [MOREIRA, 01]:

$$\mathcal{A}(\theta_F) = \sqrt{\left| \frac{\tan(\theta_F/2)}{4F(e^2 - 1)} \frac{[A_1(1 + \cos \theta_F) - A_2 \sin \theta_F]^3}{[A_3(1 + \cos \theta_F) - A_4 \sin \theta_F]} \right|}, \quad (2.7)$$

onde os coeficientes A_1 a A_4 são dados por:

$$A_1 = 1 - e \cos \beta, \quad (2.8)$$

$$A_2 = e \sin \beta, \quad (2.9)$$

$$A_3 = [c(1 - e \cos \beta) + eF] \sin \beta, \quad (2.10)$$

$$A_4 = F(1 + e \cos \beta) + ce \sin^2 \beta. \quad (2.11)$$

Como discutido na Seção 2.4, F é a distância focal da parábola, e é a excentricidade da geratriz do sub-refletor, $2c$ é a distância inter-focal da geratriz do sub-refletor e β é o ângulo compreendido entre os eixos das geratrizes (veja Figs. 2.7 – 2.10). Seus valores são diretamente obtidos dos parâmetros de entrada (D_M , D_S , D_B , L_o e θ_E), através da formulação apresentada em [MOREIRA, 97] e [MOREIRA, 01].

Do ponto de vista da GO, a geometria *ASDRA* produz uma distribuição uniforme de fase e polarização na porção iluminada da abertura ($D_B/2 \leq \rho_A \leq D_M/2$), desde que o centro de fase do alimentador esteja localizado no foco primário da antena. Será considerado, em todas as análises realizadas nesse trabalho, que $D_B \geq D_S$, pois assim se evitará o problema do bloqueio oferecido pelo sub-refletor, comentado na Seção 2.4. Dado o campo da GO na abertura da antena, de acordo com a Eq. 2.6, o campo radiado na região de campo distante é calculado através de uma integral de radiação [SILVER, 49]:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{FF}(\vec{r}) &= \frac{-j\kappa_o \eta_o}{4\pi} \frac{e^{-j\kappa_o r}}{r} (1 + \cos \theta) (\cos \phi \hat{\theta} - \sin \phi \hat{\phi}) \\ &\times \int_0^{2\pi} \int_{D_B/2}^{D_M/2} \vec{E}_A(\rho_A) e^{j\kappa_o \rho_A \sin \theta \cos(\phi_A - \phi)} \rho_A d\rho_A d\phi_A, \end{aligned} \quad (2.12)$$

em que as coordenadas (ρ_A, ϕ_A) definem a localização do ponto na abertura, (θ, ϕ)

especificam uma direção na região do campo distante onde $\vec{E}_{FF}(\vec{r})$ será calculado, η_o é a impedância característica do espaço livre ($120\pi \Omega$) e κ_o é a constante de propagação da onda no vácuo.

A partir da Eq. 2.12, com as componentes de polarização determinadas de acordo com a terceira definição de Ludwig [LUDWIG, 73], o ganho em cada direção (θ, ϕ) pode ser calculado [BALANIS, 97]:

$$G_{C_o, C_x}(\theta, \phi) = \frac{2\pi r^2 |E_{C_o, C_x}(\vec{r})|^2}{\eta_o P_{in}} , \quad (2.13)$$

onde E_{C_o} e E_{C_x} são as componentes principal e cruzada do campo elétrico distante, respectivamente, e P_{in} é a potência radiada pelo alimentador, dada pela Eq. 2.4 para o modelo RCF adotado.

O ganho, descrito pela Eq. 2.13, está intimamente ligado à eficiência da antena [BALANIS, 97]. O conceito de eficiência é largamente utilizado para representar diversos processos de perda que ocorrem num sistema refletor, identificados por eficiências específicas. No presente trabalho são considerados apenas três mecanismos de perdas para o sistema refletor. O primeiro deles é atribuído ao transbordamento (*spillover*) da parcela de energia proveniente do alimentador que ultrapassa os limites do sub-refletor. Essa parcela, não refletida para o refletor principal, é descrita pela eficiência de transbordamento (ϵ_S). O segundo tipo de perda, associado à eficiência de iluminação (ϵ_T), indica a proporção da área efetiva da abertura iluminada pelo campo radiado da antena. A eficiência de fase (ϵ_F), que representa o terceiro tipo de perda, retrata a queda de desempenho da antena devido às desfocalizações e, assim, está relacionada à uniformidade da distribuição da fase do campo na abertura. Portanto, tal eficiência é unitária quando não ocorrem desfocalizações. Uma eficiência total pode ser definida como o produto de todas as eficiências consideradas:

$$\epsilon_{total} = \epsilon_S \epsilon_T \epsilon_F . \quad (2.14)$$

De acordo com [BALANIS, 97], o ganho da antena na direção de máximo de radiação pode ser calculado como:

$$G_o = \left(\frac{\pi D_M}{\lambda_o} \right)^2 \epsilon_{total} , \quad (2.15)$$

onde ϵ_{total} é a eficiência total da antena, considerando-se todos os possíveis mecanismos de perdas. Logo, das Eqs. 2.13 e 2.15:

$$\epsilon_{total} = \frac{2\pi r^2 |E_{C_o}|^2}{\eta_o P_{in}} \left(\frac{\lambda_o}{\pi D_M} \right)^2, \quad (2.16)$$

onde E_{C_o} é o campo na direção do máximo de radiação, observando-se que $|E_{C_x}| \approx 0$ nesta direção.

No caso de haver desfocalização, é necessária uma pequena alteração na Eq. 2.6 para que o método AF inclua os efeitos das aberrações de fase na abertura. Desde que estas desfocalizações sejam pequenas, a perturbação resultante sobre o campo na abertura se dará mais significativamente sobre a sua fase. Quanto à amplitude e à polarização, estas poderão ser tratadas como invariantes a tais perturbações; ou seja, permanecerão constantes como se o centro de fase do alimentador estivesse sempre localizado no foco primário do sistema. Portanto, o campo dado pela GO deve ser corrigido pelo termo associado à aberração motivada por desfocalizações. Assim, a Eq. 2.6 é reescrita como:

$$\vec{E}_A(\rho_A) = \cos^h(\theta_F) \mathcal{A}(\theta_F) e^{j\Phi_G} e^{-j\kappa_o V} \hat{X}, \quad (2.17)$$

$$V = L_o - \Phi,$$

onde V equivale ao percurso óptico percorrido pelos raios desde o centro de fase do alimentador até a abertura. A função aberração Φ é discutida com detalhes no Capítulo 3, quando desfocalizações axiais serão abordadas, e no Capítulo 4, ao serem tratadas as desfocalizações fora do eixo de simetria da antena. Nestes casos, o campo distante radiado pela abertura continua sendo dado pela Eq. 2.12 e as definições associadas às Eqs. 2.13 – 2.16 são consideradas válidas, o que é razoável para pequenos deslocamentos do centro de fase do alimentador.

Implementado em linguagem MatLab, o AF se utiliza de uma integração numérica do campo, baseada na primeira regra de Simpson. O domínio de integração compreende a área da abertura da antena, que é discretizada em anéis na direção radial. Cada um desses anéis, por sua vez, também é uniformemente discretizado, ao longo da direção azimutal, num determinado número de pontos proporcional à distância do anel ao centro da abertura. Assim, obtém-se uma distribuição de pontos para a interpolação que, juntos, formam uma grade uniforme. A Fig. 2.19 exemplifica a distribuição de pontos mencionada para uma escolha de quatro anéis. A quantidade mínima de anéis para se garantir a

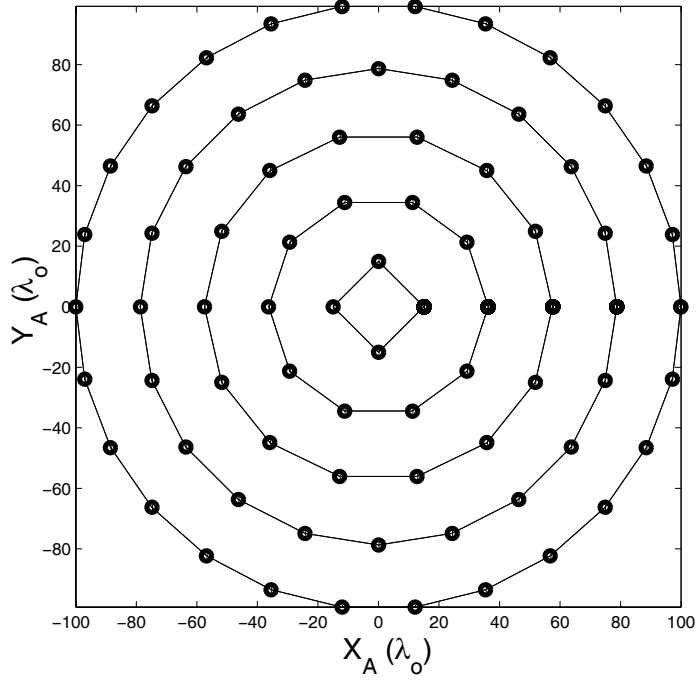


Figura 2.19: Exemplo de uma grade de integração do campo na abertura com 4 anéis.

convergência dos resultados obtidos com o AF foi estabelecida através de tentativas, que indicaram a necessidade de pelo menos 32 anéis para as antenas examinadas. Esse número também depende do ângulo de elevação máximo (θ) escolhido para o diagrama de radiação e da desfocalização em questão.

2.5.2 Ótica Física

O método da Ótica Física (PO) é baseado, essencialmente, na propriedade da equivalência, onde um corpo metálico presente no espaço livre, iluminado por uma ou mais fontes, pode ser substituído por correntes elétricas equivalentes [HARRINGTON, 61]. Para tanto, as superfícies das antenas são admitidas aqui como sendo condutoras elétricas perfeitas.

O processo de cálculo se inicia com a obtenção das correntes equivalentes sobre o sub-refletor, a partir da aproximação da PO [HARRINGTON, 61]:

$$\vec{J}_S(\vec{r}') = 2 \hat{n} \times \vec{H}_{in} , \quad (2.18)$$

onde \vec{r}' localiza a corrente sobre a superfície do sub-refletor, \hat{n} é a normal unitária à superfície em \vec{r}' (apontando para a região aonde o alimentador está presente) e \vec{H}_{in} é o campo magnético em \vec{r}' radiado pelo alimentador, dado pela Eq. 2.1 para o modelo RCF.

Uma vez determinadas as correntes equivalentes do sub-refletor, estas são utilizadas na avaliação do campo espalhado por esta superfície. O campo magnético espalhado é então somado ao do alimentador para, em seguida, determinar-se a corrente equivalente sobre o refletor principal. A aproximação da PO é mais uma vez utilizada (Eq. 2.18), só que agora \hat{n} é a normal unitária à superfície do refletor principal, apontando para a região aonde se encontram o sub-refletor e o alimentador, e \vec{H}_{in} é o campo magnético radiado pelo sub-refletor em conjunto com o alimentador.

Finalmente, o campo distante da antena é calculado pela integração das correntes estimadas anteriormente, através da integral de radiação para o campo elétrico [SILVER, 49]:

$$\vec{E}(\vec{r}) \approx -j \frac{\kappa_o \eta_o}{4\pi} \frac{e^{-j\kappa_o r}}{r} \iint_{S'} \left\{ \vec{J}_S(\vec{r}') - \left[\vec{J}_S(\vec{r}') \cdot \hat{r} \right] \hat{r} \right\} e^{j\kappa_o \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds' , \quad (2.19)$$

onde S' representa as superfícies do sub-refletor e do refletor principal, \hat{r} fornece a direção de observação no campo distante. A este campo é então adicionado o do alimentador (Eq. 2.1). Apesar da parcela mais representativa do campo total radiado pela antena estar associada ao espalhamento pelo refletor principal, a consideração das demais contribuições é fundamental para uma melhor estimativa dos lóbulos secundários mais afastados da direção de máximo de radiação da antena.

Para fins práticos, a geratriz do refletor principal foi estendida até o eixo de simetria, como mostra a Fig. 2.20, onde o segmento adicional se encontra destacado em vermelho. O preenchimento da área, correspondente à rotação desse segmento em torno do eixo de simetria ($\rho_A < D_B/2$), normalmente é feito com o propósito de se reduzir perdas de energia que ocorreriam pelo orifício de raio $D_B/2$, aumentando a razão frente-costas da antena e, com isso, melhorando o seu diagrama de radiação. Dessa forma, a integral de radiação (Eq. 2.19), avaliada para o campo distante radiado pelo refletor principal, considera toda a área da superfície assumindo um limite para a variável de integração ρ' entre 0 e $D_M/2$.

Com o campo elétrico determinado na região do campo distante, pode-se dar prosseguimento ao cálculo das características de radiação pertinentes à análise do desempenho do sistema refletor (ganho, eficiência, nível de lóbulo secundário, etc.), de acordo com as Eqs. 2.13 – 2.16, apresentadas ao final da Seção 2.5.1.

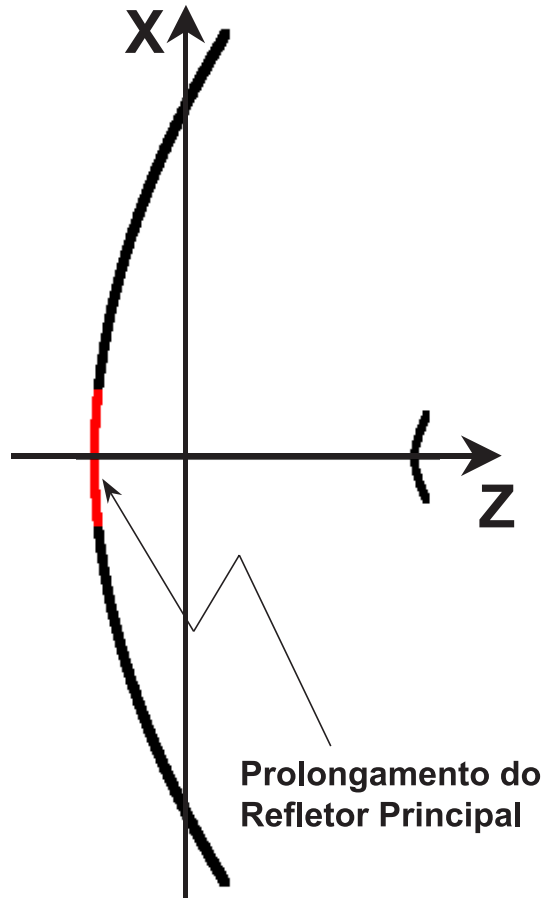


Figura 2.20: Extensão da geratriz do refletor principal.

2.5.3 Método dos Momentos

O Método dos Momentos (MoM) é um método de cálculo numérico, poderoso e versátil, que vem sendo aplicado a problemas de eletromagnetismo desde a década de 1960 [HARRINGTON, 68], [MAUTZ, 80]. Entretanto, por levar em consideração todos os acoplamentos eletromagnéticos envolvidos no problema, o método exige um tempo de cálculo e recursos computacionais muito superiores aos métodos tradicionais, mencionados nas Seções 2.5.1 e 2.5.2.

Sucintamente, o MoM consiste na solução de um problema por meio da transformação de uma equação integral num sistema com equações algébricas lineares [HARRINGTON, 68]. Uma equação integral do tipo EFIE (*Electric Field Integral Equation*) foi utilizada na implementação de um algoritmo MoM para a análise de antenas refletoras axialmente simétricas em [MOREIRA, 97]. Antenas de grandes

dimensões elétricas (em torno de $200 \lambda_o$) podem ser analisadas, uma vez que a simetria intrínseca à geometria *ASDRA* reduz consideravelmente o esforço computacional exigido pelo método [MOREIRA, 97]. Os acoplamentos mútuos entre os componentes da antena (refletores e alimentador), tratados pelo MoM, são importantes, já que geralmente provocam quedas na eficiência total da antena.

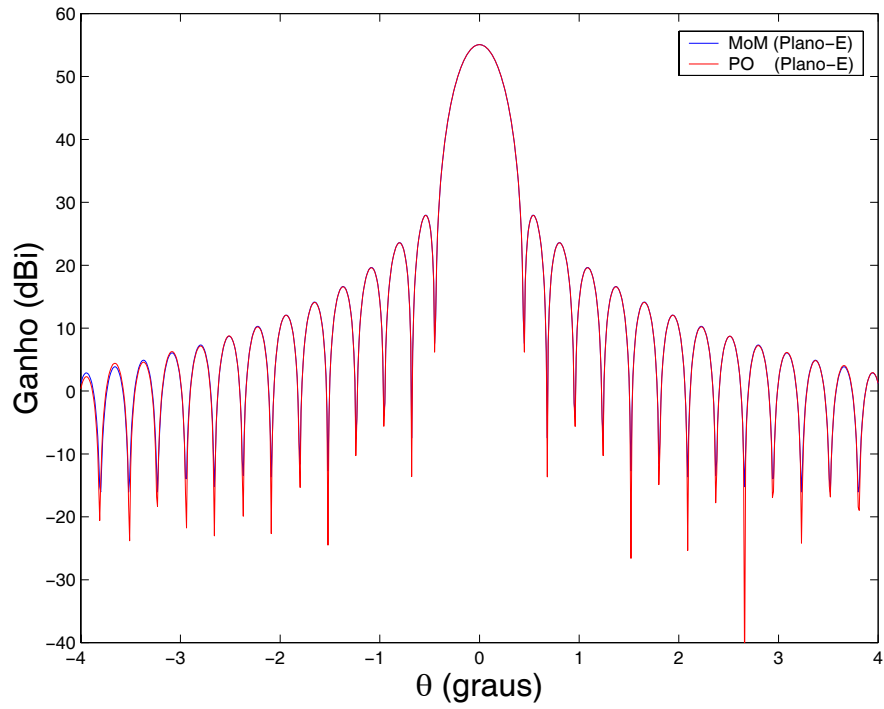
Garante-se a convergência da solução numérica, ao se decompor adequadamente as geratrizes dos refletores em segmentos e ao se escolher funções de base apropriadas, capazes de retratar o comportamento eletromagnético das correntes elétricas [MOREIRA, 97]. Com a densidade de corrente calculada, o campo distante resultante da interação da fonte externa com os corpos, que representam a antena, é obtido pela integração dessa distribuição de corrente (Eq. 2.19), adicionando-se então o campo direto do alimentador (Eq. 2.1).

Para as análises realizadas através do MoM, a geratriz do refletor principal foi estendida até o eixo de simetria (Fig. 2.20), conforme feito para a PO. A justificativa de tal procedimento foi apresentada na Seção 2.5.2.

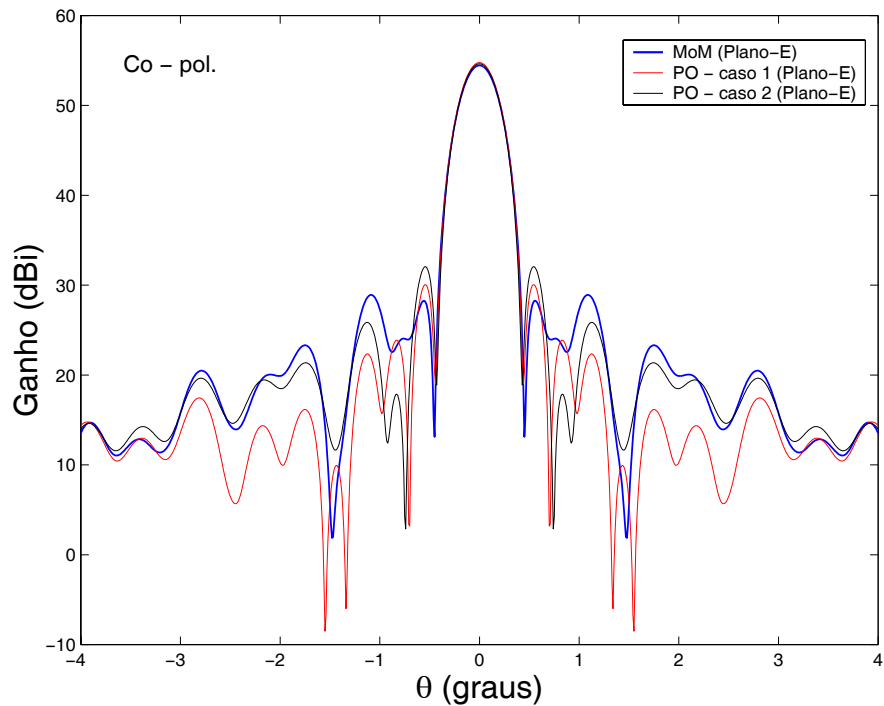
2.5.4 Aspectos de Implementação da PO

Para a devida validação do algoritmo da PO implementado, foram feitas comparações com os resultados obtidos pelo MoM [MOREIRA, 97] na análise de algumas configurações clássicas de antenas. O algoritmo da PO demonstrou estar perfeitamente concordante com o MoM ao se analisar o campo distante radiado por uma antena parabólica simples, fato comprovado pela Fig. 2.21(a).

Ao se efetuar a análise de uma antena Cassegrain [Fig. 2.21(b)], detecta-se o surgimento de uma discrepância entre o MoM e a PO para os lóbulos secundários próximos à direção de máximo de radiação. Tal diferença pode ser explicada pelo acoplamento eletromagnético entre os refletores e possivelmente pela difração ocasionada pela borda do sub-refletor, efeitos esses não contemplados apropriadamente pelo algoritmo da PO. A Fig. 2.21(b) apresenta dois casos em que uma alteração nos limites da integral radial (ρ_A) é experimentada no cálculo do campo via PO. A curva dada pelo MoM é a referência e a comparação dela com as demais permite se constatar que a curva, cujo o primeiro lóbulo secundário se aproxima mais do MoM, é aquela em que se atribui 0 ao limite inferior da integral em ρ_A (Caso 1). Observa-se também que a curva na qual o intervalo de



(a) Antena parabólica ($D_M = 200\lambda_o$, distância focal $F = 80\lambda_o$ e $h(\text{RCF}) = 1,4$).



(b) Antena Cassegrain ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 0\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$). Caso 1: Integral em ρ_A de 0 a $D_M/2$. Caso 2: Integral em ρ_A de $D_S/2$ a $D_M/2$.

Figura 2.21: Comparações entre resultados obtidos pelos métodos PO e MoM para duas geometrias.

integração para ρ_A está compreendido entre $D_S/2$ e $D_M/2$ (Caso 2) esboça uma concordância aparentemente superior com o MoM para direções mais afastadas do máximo de radiação. Portanto, uma sensibilidade relevante da PO em relação à definição dos limites de integração para o cálculo do campo em antenas do tipo Cassegrain é verificada. Entretanto, a PO tende a concordar melhor com o MoM nas análises das antenas *ASDRA* uma vez que, devido à sua geometria ser capaz de distribuir o campo proveniente do sub-refletor na região do refletor principal $D_B/2 \leq \rho_A \leq D_M/2$, as correntes induzidas na região $\rho_A \leq D_B/2$ são menos intensas do que aquelas encontradas nas geometrias clássicas equivalentes [veja Fig. 2.22(a)].

Ao se verificar os valores de ganho para o lóbulo principal e primeiros lóbulos secundários, calculados pela PO para as antenas *ASDRA*, constatou-se uma concordância suficientemente boa (em torno de 0, 1 dB de discrepância para o ganho do lóbulo principal) com o MoM para usá-la como outra referência no estudo da formulação que trata as aberrações, podendo ser comprovada pelos resultados constantes nos Capítulos 3 e 4.

A existência de dois métodos para atuarem como referência de comparação para a validação dos resultados obtidos com o AF assegura a correta abordagem da análise da antena, assim como denuncia possíveis erros na definição do problema.

Como dito nas Seções 2.5.2 e 2.5.3, a superfície refletora principal, utilizada nas análises das antenas via PO e MoM, é obtida com uma geratriz parabólica estendida até o eixo de simetria. Do ponto de vista prático, o preenchimento do orifício previsto pela geometria conceitual *ASDRA* pode ser feito indistintamente, não havendo uma forma particular. Entretanto, para se minimizar possíveis efeitos difrativos criados pela descontinuidade na junção entre a geratriz e qualquer alternativa de prolongamento da curva até o eixo, optou-se pela própria equação analítica da parábola de eixo deslocado, tornando o contorno de toda a curva suave. Além disso, por ser mais prático, o preenchimento evita a radiação de uma parcela da energia refletida pelo sub-refletor na direção de trás da antena. A Fig. 2.22(a) ilustra como a definição da referida área do refletor principal ($\rho_A < D_B/2$) influi no campo radiado por uma antena ADC, calculado pela PO. Ao se efetuar tal preenchimento, correntes estarão presentes nessa área complementar de acordo com a PO e, portanto, serão contabilizadas no cálculo da integral que avalia o campo distante.

A análise adotada no referido cálculo, responsável pelos resultados apresentados

nos Capítulos 3 e 4, considera também a contribuição do campo espalhado pelas correntes do sub-refletor, assim como o campo direto radiado pelo alimentador. Nesse sentido, a Fig. 2.22(b) apresenta a diferença do campo total radiado calculado através do algoritmo da PO ao se considerar ou não a contribuição de todas as fontes presentes no problema, ou seja, as correntes presentes nos dois refletores e o alimentador.

Para se chegar à forma de abordagem ideal do problema feita pela PO, descrita anteriormente, testes foram realizados com relação a mudanças nos limites da variável ρ_A para a integral das correntes do refletor principal e com relação às contribuições de todas as possíveis fontes de campo existentes no problema. Buscando-se evidenciar a influência do bloqueio proporcionado pelo sub-refletor, alterações no limite inferior da integração em ρ_A de 0 para $D_S/2$ ou $D_B/2$ foram feitas, fundamentadas em sugestões propostas por trabalhos como o de [RUSCH, 89]. Outra alternativa, como aquela apresentada por [MOLDSVOR, 92], onde se pressupõe o translado das correntes “bloqueadas” para o obstáculo (sub-refletor), foi estudada mas não implementada.

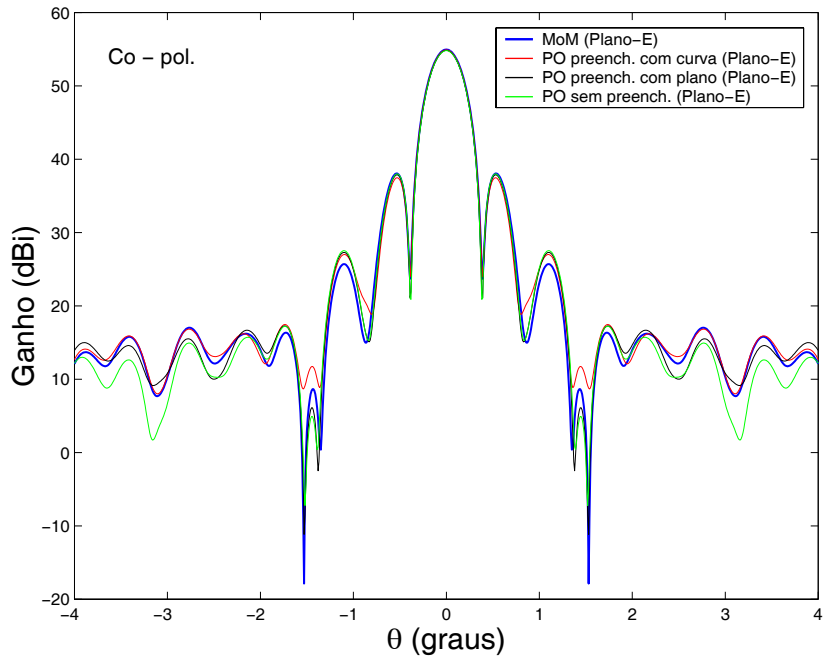
Numa tentativa de suprir a consideração de acoplamento entre os dois refletores, feita pelo MoM, foi elaborada uma modificação no algoritmo da PO para se realizar múltiplas iterações (N) entre as correntes do sub-refletor e do refletor principal, na expectativa de tornar a PO mais precisa. Através de múltiplas PO's, seqüencialmente aplicadas sobre o sub-refletor e o refletor principal, as correntes induzidas presentes em um dos refletores eram determinadas com base nas correntes do outro refletor, calculadas na iteração anterior, até a última iteração definida sobre o refletor principal. Graficamente, as etapas de cálculo são mostradas pelas Figs. 2.23(a), (b) e (c). O procedimento de repetição do cálculo iterativo fica restrito às Figs. 2.23(b) e (c).

O campo próximo incidente sobre um dos refletores, associado às correntes presentes no outro refletor, pode ser calculado aproximadamente como [SILVER, 49]:

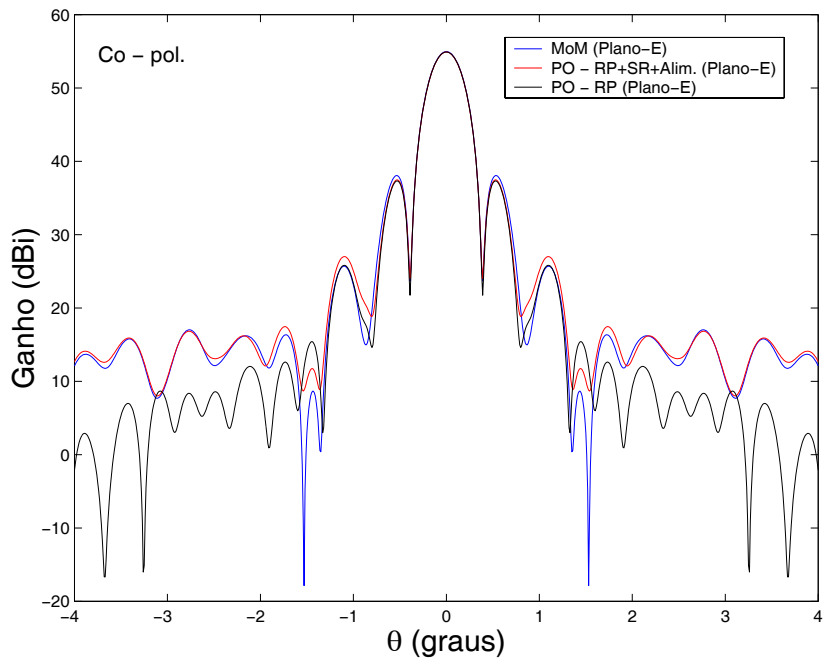
$$\vec{H}_{in}(\vec{r}) \approx -j \frac{\kappa_o}{4\pi} \iint_{S'} \left\{ \frac{(\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \times \vec{J}_S(\vec{r}') \right\} \frac{e^{-j\kappa_o|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} ds' , \quad (2.20)$$

onde S' representa as superfícies do sub-refletor e do refletor principal, \hat{r} fornece a direção de observação e \hat{r}' localiza a fonte.

Terminadas tais iterações, o campo distante total radiado pela antena era calculado conforme descrito na Seção 2.5.2. Resultados com até cinco iterações ($N_{max} = 5$) foram produzidos e mostraram a ineficácia de tal implementação, uma vez que os lóbulos

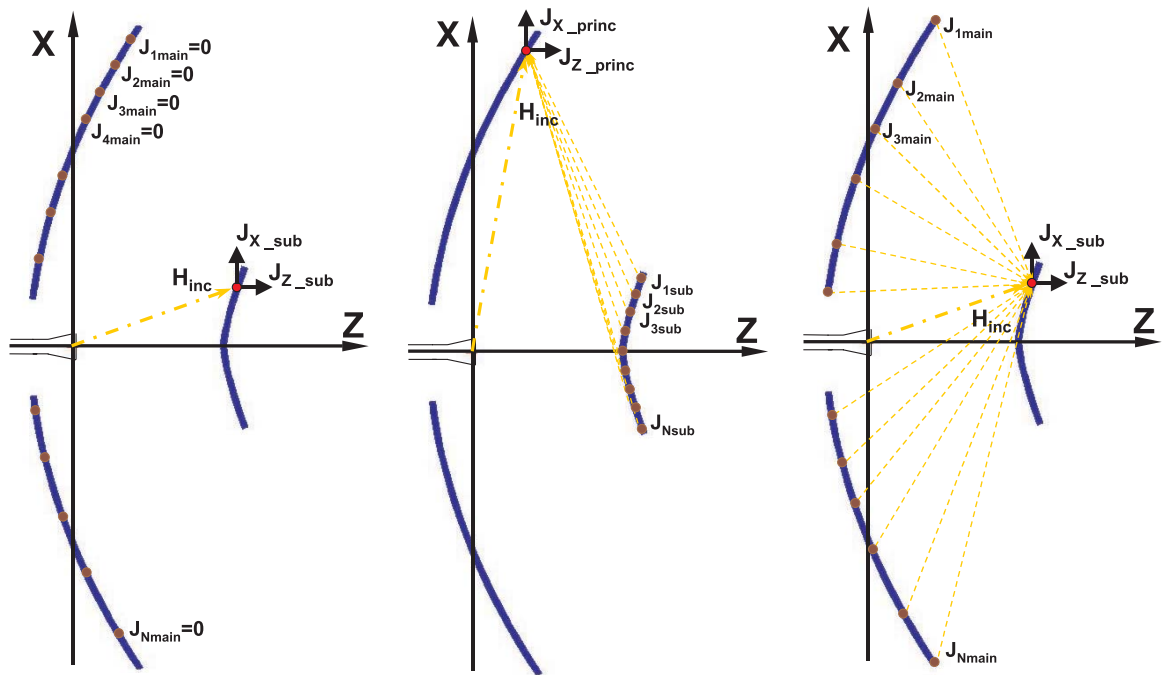


(a) Análise do campo radiado pela antena ADC investigada ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), para alternativas de preenchimento da área do refletor principal (RP) em que $\rho_A < D_B/2$.



(b) Análise do campo radiado pela antena ADC investigada ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), dadas as contribuições do sub-refletor (SR) e do alimentador (Alim.) ao campo produzido pelo refletor principal (RP).

Figura 2.22: Opções para abordagem do problema de cálculo de campo para uma antena ASDRA feita pela PO.



(a) Passo 1: Cálculo das correntes no sub-refletor, induzidas pelo campo incidente do alimentador.

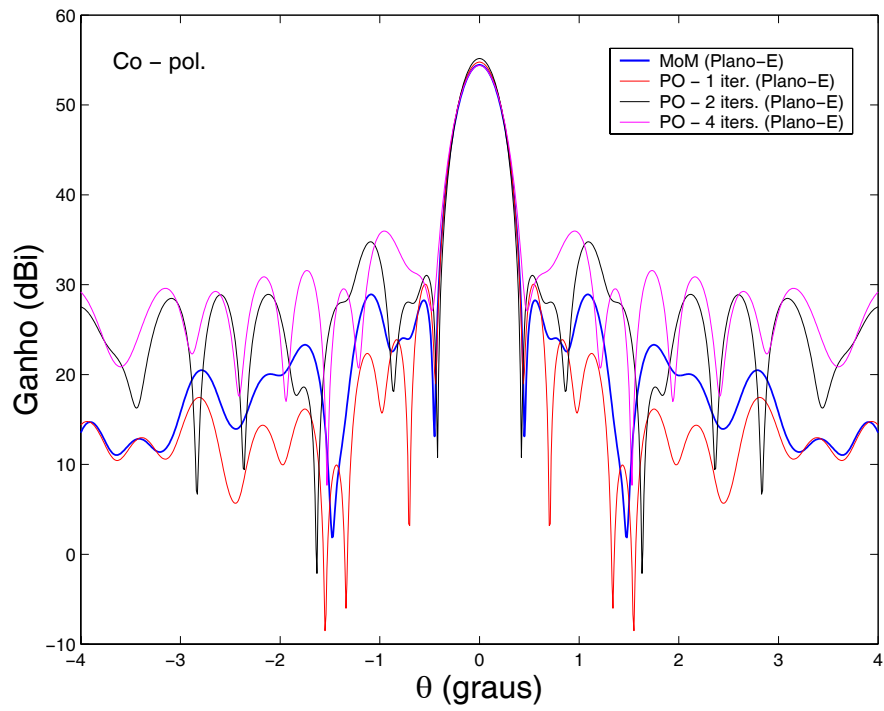
(b) Passo 2, 4... 2N: Cálculo das correntes no refletor principal, induzidas pelo campo incidente criado pelo sub-refletor e pelo alimentador.

(c) Passo 3, 5... 2N+1: Cálculo das correntes no sub-refletor, induzidas pelo campo incidente criado pelo refletor principal e pelo alimentador.

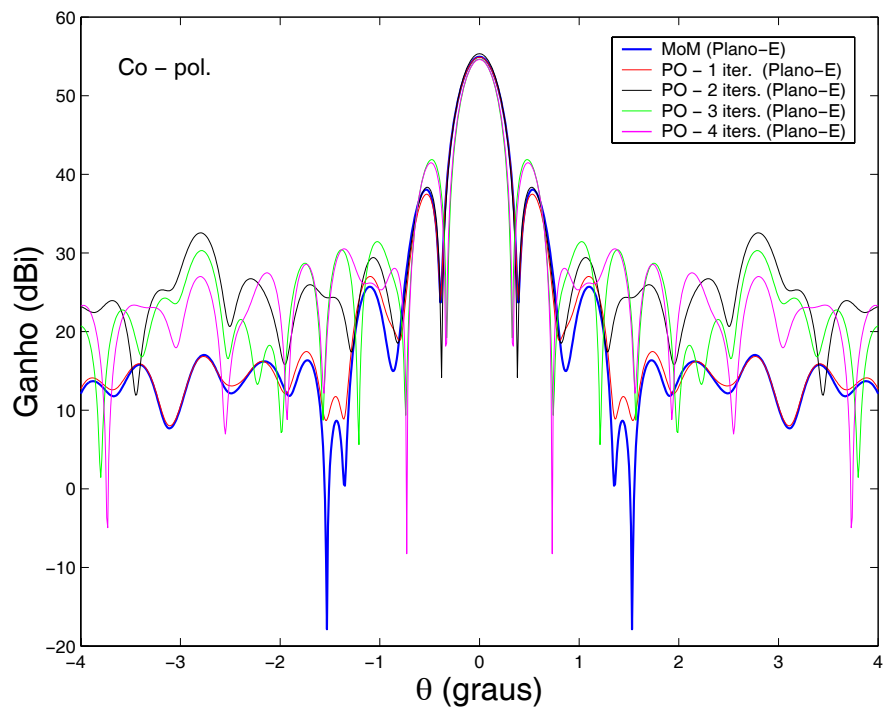
Figura 2.23: Etapas de cálculo na múltipla PO.

secundários estimados ultrapassavam cada vez mais o nível de potência calculado pelo MoM. Tal fato fica evidenciado pelas Figs. 2.24(a) e (b).

Adotando-se sempre o MoM como referência, chegou-se à conclusão de que para se conseguir a precisão satisfatória nos resultados obtidos com a PO, deve-se admitir o campo total como a superposição simples dos campos radiados pelos dois refletores e pelo alimentador, considerando-se toda a superfície do refletor principal, ou seja, sem a abertura central prevista conceitualmente. O cálculo do campo radiado pelo refletor principal deve ser aquele obtido com uma única iteração, não sendo usada, portanto, a múltipla PO. Como os efeitos de borda não são considerados pela PO (muito menos pelo AF), foram utilizadas geometrias com elevadas dimensões elétricas (acima de $100\lambda_0$) para se garantir uma comparação consistente entre as diversas técnicas.



(a) Antena Cassegrain ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 0\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$).



(b) Antena ADC ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$).

Figura 2.24: Resultados obtidos pela múltipla PO implementada para duas geometrias.

Capítulo 3

Aberrações Causadas pela Desfocalização Axial do Alimentador

3.1 Introdução

Aplicações práticas como a ampliação da largura do lóbulo principal, com o propósito de se obter uma iluminação mais abrangente ou a designação de um único alimentador para operar numa ampla faixa de frequência, exigem uma investigação dos efeitos provocados por desfocalizações axiais na eficiência do sistema refletor. Logo, a identificação das aberrações associadas a essas desfocalizações deve ser feita para que se determinem as condições geométricas favoráveis à elaboração de configurações cujo comportamento do ganho seja mais estável, diante de pequenos deslocamentos do centro de fase do alimentador. Aberrações podem surgir também devido a outros fatores como, por exemplo, às imperfeições nas superfícies refletoras geradas pelo próprio processo de fabricação. Aberrações dessa natureza podem ser minimizadas através de desfocalizações do alimentador, atuando como um recurso compensador [COGDELL, 73]. Porém, a investigação desse problema específico não está no escopo do presente trabalho.

Como dito na Seção 1.1, os efeitos de pequenas desfocalizações (com deslocamentos da ordem do comprimento de onda λ_o) sobre o comportamento eletromagnético de uma antena refletora vêm sendo pesquisados por muitos autores, como Rusch [RUSCH, 73] e Dragone [DRAGONE, 82], por conter relevância considerável para a síntese de antenas de alto desempenho. A detecção e análise das aberrações geradas a partir das desfocalizações levam a procedimentos para reduzi-las. Nesse sentido, Dragone apresentou um desenvolvimento teórico, baseado nos princípios da Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), no qual foi estabelecida uma relação de correspondência biunívoca

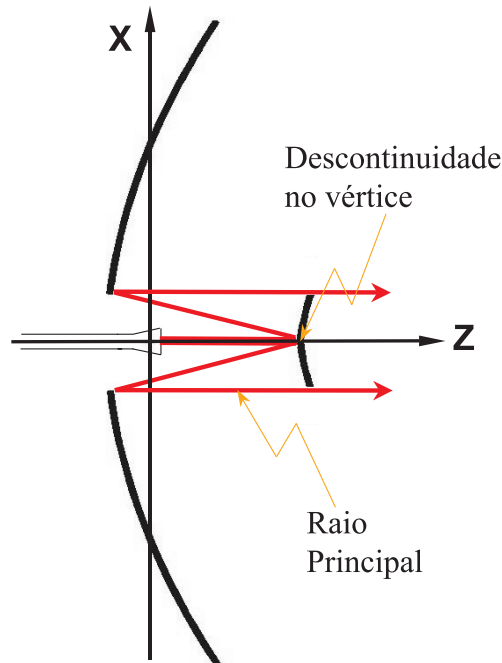


Figura 3.1: Mapeamento do raio principal na abertura da antena *ASDRA*.

entre os raios provenientes de uma fonte de radiação esférica, localizada no foco primário da antena, e os raios que atravessam a abertura, vindos do refletor parabólico principal [DRAGONE, 82] [DRAGONE, 86]. Tal mapeamento, válido para um sistema clássico genérico constituído de vários refletores, tornou simples o processo de determinação da distribuição da fase na abertura, permitindo uma estimativa do campo radiado pelo referido sistema através do Método da Abertura (*AF - Aperture Field Method*). Dragone também realizou uma investigação das componentes de aberração geradas por desfocalizações, que permitiu o entendimento das condições geométricas necessárias à minimização dos efeitos associados [DRAGONE, 82].

A geometria *ASDRA* não pode ser analisada por meio da formulação de primeira ordem elaborada por Dragone. A descontinuidade da curvatura no vértice do sub-refletor faz que o raio, proveniente de um alimentador localizado ao longo do eixo de simetria da antena e orientado para esse vértice, seja mapeado na abertura não como um ponto, mas como um círculo, como mostra a Fig. 3.1 [MOREIRA, 01]. A formulação a ser apresentada neste capítulo contorna este problema, podendo ser até particularizada para os sistemas clássicos de dois refletores simétricos como os Cassegranianos e Gregorianos.

Deve-se ter em mente que tão importante quanto a identificação das componentes de aberração está a estimativa, a mais acurada possível, da eficiência total da antena

resultante da desfocalização do alimentador. Segundo [DRAGONE, 82], quanto menor for a perturbação causada por uma pequena desfocalização, mais adequada estará a representação de perdas da eficiência em função da soma de componentes diferentes de aberração. Portanto, a correta detecção de variações da frente de onda, na abertura da antena, depende da adoção de termos suficientes que caracterizem eficazmente as perturbações provocadas pelas desfocalizações.

O tratamento das aberrações, apresentado originalmente em [MOREIRA, 99] e [MOREIRA, 00a], acrescido à formulação aplicável às quatro famílias *ASDRA* (ADC, ADG, ADE e ADH), não leva em consideração variações na amplitude do campo eletromagnético na abertura, tampouco variações na polarização do campo, assumidas desprezíveis pelo fato das desfocalizações efetuadas serem da ordem do comprimento de onda no espaço livre. Dessa forma, a amplitude e a polarização do campo na abertura são tratadas como se o alimentador permanecesse sempre posicionado no foco primário da antena. Logo, a redistribuição do campo na abertura da antena, compelida pelas mudanças na posição do centro de fase, é atribuída somente às variações de fase, provocadas pela alteração de percurso dos raios que partem do alimentador e se dirigem a essa abertura.

A parcela dessa formulação, referente exclusivamente às desfocalizações axiais, é apresentada na Seção 3.2. Tal formulação, em conjunto com o AF, fornece uma estimativa do diagrama de radiação que, devido a essas desfocalizações, sofre modificações principalmente em relação ao nível de potência dos lóbulos, permanecendo quase inalteradas a forma e a distribuição dos mesmos (desde que a desfocalização seja pequena).

Após uma apresentação mais detalhada das componentes de aberração na Seção 3.3, a integral de cálculo do campo distante é revista na Seção 3.5. A partir daí, a formulação uniforme deve ser avaliada e validada através do uso de métodos comprovadamente precisos, na análise de antenas refletoras, o que é feito nas comparações com a Ótica Física (PO - *Physical Optics*) e o Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*). Ao longo da Seção 3.6, são expostos os resultados obtidos para tal formulação nos casos em que deslocamentos do centro de fase do alimentador, em relação ao foco primário da antena, são executados ao longo do eixo de simetria do conjunto. Deslocamentos do alimentador fora do eixo de simetria do sistema são discutidos no Capítulo 4.

3.2 Formulação de Primeira Ordem para o Tratamento das Aberrações

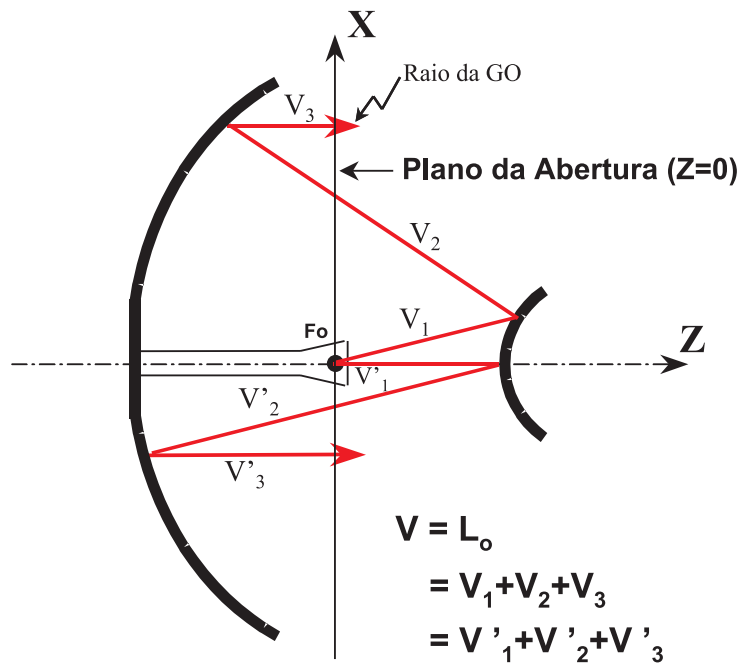
Sob o ponto de vista da GO, a fase do campo num dado ponto que integra a região da abertura é diretamente proporcional à distância percorrida pelo raio que deixa o centro de fase do alimentador, posicionado no foco primário da antena, sofre reflexões sucessivas e atravessa essa abertura no referido ponto [veja Figura 3.2(a)]. As geometrias *ASDRA* são concebidas, com base nos princípios da GO, para que a região desobstruída da abertura tenha uma distribuição de fase uniforme (definida pelo parâmetro L_o na Seção 2.4), contanto que não haja desfocalizações. Conseqüentemente, as desfocalizações fazem que os raios provenientes do centro de fase do alimentador passem a percorrer distâncias diferentes, como mostra a Figura 3.2(b). Os comprimentos dessas trajetórias dependem não apenas da magnitude da desfocalização como também da direção de partida de cada trajetória. Logo, uma variação nas trajetórias desses raios, que representam a direção de propagação da radiação eletromagnética, promove uma proporcional variação da fase do campo na abertura, dando origem às aberrações [DRAGONE, 82].

O mecanismo de colimação da antena é afetado quando o centro de fase do alimentador não se localiza no foco primário da antena. Conseqüentemente, o raio ao sofrer a segunda reflexão no refletor principal não descreve uma trajetória paralela ao eixo de simetria da antena. Aplicando-se a mesma análise para todos os raios que atravessam a abertura, pode-se deduzir que o feixe radiado pela antena deixa de ser constituído por raios paralelos.

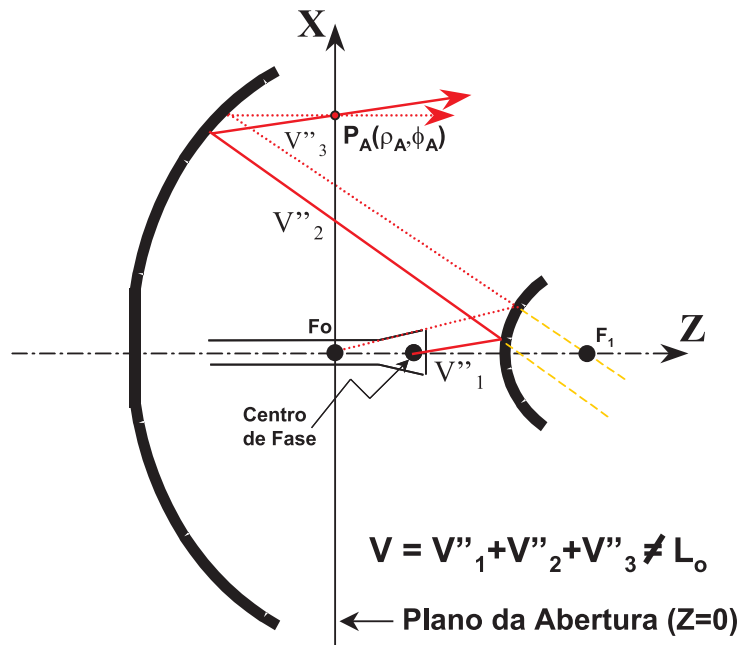
Para se determinar a distribuição da fase do campo da GO na abertura, é necessário conhecer a variação do percurso óptico V (Figura 3.2) das trajetórias de cada raio que cruza a abertura, proveniente do centro de fase do alimentador. Das observações feitas até o momento, pode-se afirmar que a função que descreve a variação desses comprimentos depende do grau de desfocalização e do ponto analisado na abertura. Portanto:

$$V = L_o + \delta V(z_o, \rho_A, \phi_A) , \quad (3.1)$$

onde L_o é o percurso constante dos raios originados no foco primário até a abertura (como discutido na Seção 2.4), z_o representa o deslocamento axial do centro de fase do alimentador e (ρ_A, ϕ_A) definem um ponto, em coordenadas cilíndricas, na abertura da antena.



(a) Definição da distância V percorrida pelos raios provenientes do alimentador, posicionado no foco da antena (F_o), até a abertura.



(b) Variação da distância V dos raios em função da desfocalização axial do alimentador.

Figura 3.2: Trajetórias dos raios provenientes do centro de fase do alimentador numa antena *ASDRA*.

O termo variável δV da Eq. 3.1, multiplicado pela constante de propagação ($\kappa_o = 2\pi/\lambda_o$), fornece a perturbação na distribuição da fase na abertura, que acaba dando origem às aberrações. Esse é o termo que depende da desfocalização axial z_o e das coordenadas cilíndricas do ponto na abertura (ρ_A, ϕ_A). Para maior clareza do fenômeno, o seu comportamento é descrito por uma função composta de uma soma de termos lineares (1^a ordem) e não-lineares, denominada *função aberração* (Φ) [BORN, 64]. Os termos da série pertencentes a uma dada ordem determinam o coeficiente correspondente a uma aberração específica e, assim, a sua intensidade [BORN, 64]. Dessa forma, a Eq. 3.1 pode ser reescrita como:

$$V = L_o - \Phi(z_o, \rho_A, \phi_A) . \quad (3.2)$$

Se o estudo das aberrações se constitui num procedimento um tanto complexo, o seu desmembramento em componentes simplifica o processo de análise. A expansão da função aberração Φ numa série de termos individualiza o tratamento para a minimização dos efeitos negativos sobre o desempenho da antena, de acordo com a geometria e o posicionamento do alimentador. Ao serem consideradas apenas desfocalizações de pequena magnitude ($|z_o| \approx \lambda_o$), os coeficientes de aberração que compõem a função Φ são admitidos como linearmente dependentes do deslocamento z_o [DRAGONE, 82]. Além disso, termos de ordem superior na função Φ podem ser desconsiderados por apresentarem contribuições desprezíveis, não trazendo comprometimento relevante para a formulação. Quanto maiores forem as dimensões elétricas da antena analisada, mais verdadeira se torna a afirmativa anterior [DRAGONE, 82].

Dada uma direção genérica (θ_F, ϕ_F) de um raio que se origina do centro de fase do alimentador e um deslocamento axial z_o desse centro em relação ao sistema principal de coordenadas (ilustrado pela Fig. 3.3), a trajetória desse raio pode ser evidenciada como uma composição do termo constante L_o e uma parcela d variável, que depende, evidentemente, do valor z_o e da direção θ_F admitida. Desde que $|z_o| \approx \lambda_o$, d pode ser linearmente aproximado pela projeção do deslocamento na direção do raio, como ilustrado na Fig. 3.3 [DRAGONE, 82]:

$$V = L_o - \Phi(z_o, \rho_A) \approx L_o - d \approx L_o - z_o \cos \theta_F , \quad (3.3)$$

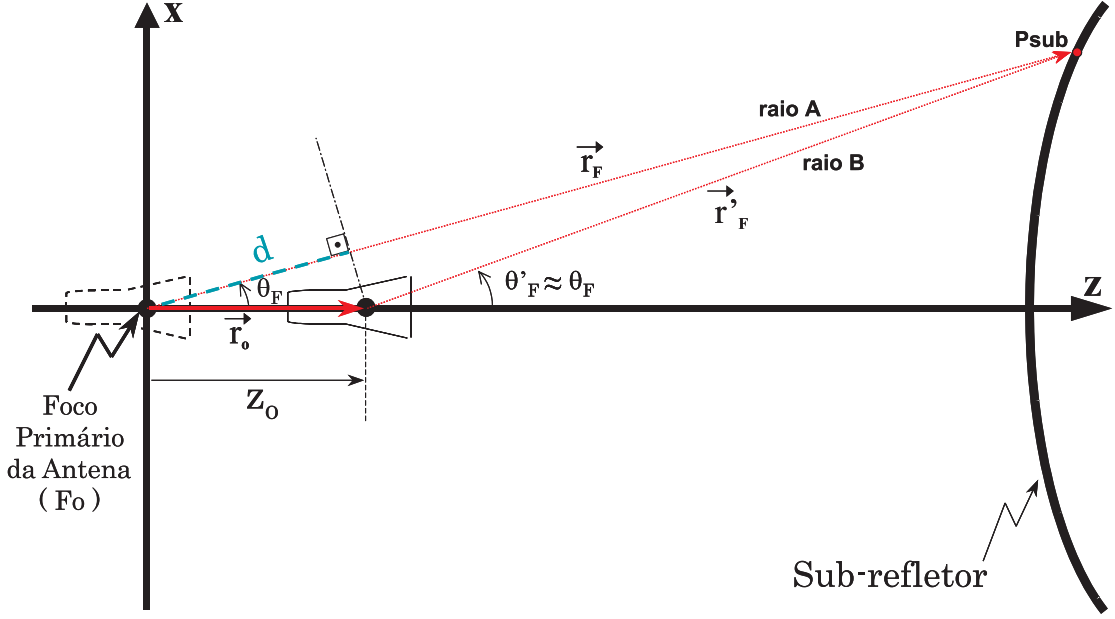


Figura 3.3: Alteração da trajetória dos raios, associada a um deslocamento z_o do alimentador ao longo do eixo de simetria da antena.

onde, dada a simetria circular, Φ não varia azimutalmente.

Da Eq. 3.3, observa-se que as alterações na fase são diretamente proporcionais à parcela variável $d \approx z_o \cos \theta_F$ e, portanto, para um dado valor fixo de z_o , se a situação requerida é a menor influência desse termo, pequenas variações de θ_F são desejáveis. Em outras palavras, se o que se busca é a redução das aberrações (Φ), é interessante que a geometria apresente um ângulo de borda θ_E pequeno, uma vez que este limitará a variação dos valores atribuídos a θ_F ($0 \leq |\theta_F| \leq |\theta_E|$). Isso pode ser realizado por um sub-refletor de diâmetro reduzido ou o estabelecimento de uma distância razoavelmente grande entre o foco primário da antena e o vértice do sub-refletor. De certo modo, sistemas compactos estão sujeitos a aberrações mais proeminentes, visto que geralmente possuem um $|\theta_E|$ elevado e, com isso, uma alta variação de V pode ser provocada.

Torna-se mais adequado, para o melhor entendimento das conseqüências das perturbações sobre a distribuição de fase na abertura, que a Eq. 3.3 seja expressa em termos das coordenadas da abertura (ρ_A, ϕ_A). Para isso, a associação entre as variáveis de entrada (θ_F, ϕ_F) e as respectivas coordenadas na abertura, ou seja, as variáveis de saída (ρ_A, ϕ_A), deve ser feita com base na seguinte relação [MOREIRA, 97]:

$$\tan \left(\frac{\theta_F}{2} \right) = \frac{e (\sin \beta + \Delta \cos \beta) - \Delta}{e (\cos \beta - \Delta \sin \beta) + 1}, \quad (3.4)$$

onde

$$\Delta = \frac{\rho_A - 2c \operatorname{sen} \beta}{2F} = -\tan\left(\frac{\theta_M}{2}\right). \quad (3.5)$$

Como o sistema possui uma simetria circular, tal associação se resume num mapeamento de cada ângulo θ_F ao correspondente ρ_A da abertura, ficando a relação entre ϕ_F e ϕ_A diretamente estabelecida. Após algumas manipulações trigonométricas feitas na Eq. 3.4 tem-se que [MOREIRA, 01]:

$$\cos \theta_F = \frac{(2A_4 - A_2\rho_A)^2 - (2A_3 - A_1\rho_A)^2}{(2A_4 - A_2\rho_A)^2 + (2A_3 - A_1\rho_A)^2}, \quad (3.6)$$

onde os coeficientes A_1 , A_2 , A_3 e A_4 são aqueles definidos pelas Eqs. 2.8 – 2.11. A partir daí, opta-se por uma decomposição em série para $\cos \theta_F$, com o intuito de buscar uma representação da função aberração Φ mais adequada à identificação de termos já conhecidos [MOREIRA, 99]:

$$\Phi(z_o, \rho_A) \approx z_o \cos \theta_F = z_o \sum_{t=0}^{\infty} B_t \rho_A^t, \quad (3.7)$$

onde o índice t identifica a ordem dos termos expandidos. A perturbação causada por uma desfocalização axial poderá, pois, ser atribuída mais especificamente a uma ou mais aberrações primárias, identificadas por sua magnitude. Os coeficientes B_t são calculados pelas relações abaixo, derivadas com o auxílio de [ABRAMOWITZ, 72]:

$$B_0 = \xi_0, \quad (3.8)$$

$$B_1 = \xi_1 - \gamma_1 B_0, \quad (3.9)$$

$$B_2 = \xi_2 - \gamma_1 B_1 - \gamma_2 B_0, \quad (3.10)$$

$$B_t = -\gamma_1 B_{t-1} - \gamma_2 B_{t-2}, \text{ para } t \geq 3, \quad (3.11)$$

onde

$$\gamma_0 = 4(A_3^2 + A_4^2), \quad (3.12)$$

$$\gamma_1 = -4(A_1 A_3 + A_2 A_4)/\gamma_0, \quad (3.13)$$

$$\gamma_2 = (A_1^2 + A_2^2)/\gamma_0, \quad (3.14)$$

$$\xi_0 = 4(A_4^2 - A_3^2)/\gamma_0, \quad (3.15)$$

$$\xi_1 = 4(A_1 A_3 - A_2 A_4)/\gamma_0, \quad (3.16)$$

$$\xi_2 = (A_2^2 - A_1^2)/\gamma_0. \quad (3.17)$$

Da Eq. 3.7, observa-se a composição de termos lineares e não-lineares. O termo de índice $t = 0$ é constante e, portanto, ele não afeta a eficiência das antenas, uma vez que o seu valor pode ser compensado com um deslocamento proporcional do plano de abertura. Os demais termos ($t \geq 1$) contribuem para a queda da eficiência da antena, sendo que o coeficiente B_t reduz de magnitude à medida que o índice t aumenta. Desse modo, considerando que os deslocamentos do alimentador, em relação ao foco primário, são muito pequenos, assume-se que as aberrações podem ser estimadas apenas pelos termos de mais baixa ordem; isto é, os termos de ordem superior, não-lineares, podem ser admitidos como tendo uma contribuição desprezível. Evidentemente, quando desfocalizações, cada vez maiores, são executadas além do foco primário da antena, tal consideração fica progressivamente comprometida, juntamente com a estimativa feita pela formulação como um todo. Uma verificação mais detalhada dos termos da aberração é apresentada na próxima seção, onde a partir daí podem ser definidas condições para minimizá-los.

3.3 Aberrações Primárias

Existem diversos tipos de aberrações primárias conhecidas, denominadas aberrações de Seidel, como por exemplo a esférica (4^a ordem), o coma (3^a ordem), o astigmatismo (2^a ordem), a curvatura de campo (2^a ordem) e a distorção (1^a ordem) [BORN, 64]. Cada tipo pode ser representado por um ou mais termos de uma certa ordem, que descrevem uma natureza de variação da fase em cada ponto na abertura, relativa a um valor absoluto dessa fase, definido quando o centro de fase do alimentador encontra-se no foco primário da antena.

Para tornar mais clara a identificação dos termos de aberração, deve-se isolá-los em componentes. Desse modo, conclusões mais precisas podem ser levantadas a respeito de qual ação adotar para se reduzir os efeitos causados pelo deslocamento do alimentador. Dado o somatório dessas componentes pela Eq. 3.7, ele é aqui expandido como:

$$\Phi(\rho_A, \phi_A) = z_o [B_0 + B_1 \rho_A + B_2 \rho_A^2 + B_3 \rho_A^3 + B_4 \rho_A^4 + B_5 \rho_A^5 + \dots]. \quad (3.18)$$

O conjunto das aberrações primárias é formado pelos termos de no máximo 4^a ordem. Dentre as aberrações primárias conhecidas, a Eq. 3.18 apresenta a curvatura de campo ($B_2 \rho_A^2$) e a esférica ($B_4 \rho_A^4$). As aberrações associadas aos termos B_1 e B_3 não

são encontradas em sistemas ópticos abordados em [BORN, 64], mas surgem nas antenas *ASDRA* devido à descontinuidade no vértice do sub-refletor, mencionada na Seção 3.1. Apesar de não terem sido identificadas na literatura pesquisada¹, sabe-se que tais aberrações contribuem para a queda do desempenho da antena.

As antenas clássicas Cassegrain e Gregorian não apresentam termos de aberração de ordem ímpar ($B_1, B_3, B_5 \dots$), o que pode ser comprovado ao se anular o parâmetro D_B , causando a igual nulidade do parâmetro β . Um exame das Eqs. 2.8 – 2.11 mostra que somente os coeficientes A_1 e A_4 não se tornam nulos. Com isso, as Eqs. 3.13 e 3.16 mostram, respectivamente, que γ_1 e ξ_1 se igualam a zero. O coeficiente B_1 (Eq. 3.9) depende de γ_1 e ξ_1 e, portanto, desaparece do somatório que contém os termos da aberração (Eq. 3.18). Quanto aos coeficientes ímpares de ordem superior a 1 (Eq. 3.11), estes também são descartados pois dependem de γ_1 e do termo ímpar imediatamente inferior.

Os coeficientes B_t podem ser expandidos com o auxílio das Eqs. 3.8 – 3.17, tornando-os explicitamente vinculados aos parâmetros geométricos da antena ($F, 2c, e$ e β). Assim, uma melhor percepção das condições de mínima aberração pode ser conseguida. Conforme dito, o termo constante B_0 é irrelevante para a análise das aberrações pois não afeta a eficiência da antena e, assim, ele é ignorado. Os primeiros coeficientes a serem examinados são B_1, B_2 e B_3 . Das Eqs. 3.8 – 3.17:

$$B_1 = \frac{2A_3A_4(A_1A_4 - A_2A_3)}{(A_3^2 + A_4^2)^2}, \quad (3.19)$$

$$B_2 = \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{2(A_3^2 + A_4^2)^3} [3A_3A_4(A_1A_3 + A_2A_4) - A_1A_4^3 - A_2A_3^3], \quad (3.20)$$

$$B_3 = \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{2(A_3^2 + A_4^2)^4} [2A_3A_4(A_1^2 - A_2^2)(A_3^2 - A_4^2) - A_1A_2(A_3^4 + A_4^4 - 6A_3^2A_4^2)]. \quad (3.21)$$

Dando prosseguimento à expansão dos coeficientes de índice superior a 3, com base na Eq. 3.11 e nas equações acima, pode-se concluir que [MOREIRA, 99]:

$$B_t \propto \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{(A_3^2 + A_4^2)^{t+1}}, \quad \text{para } t > 0. \quad (3.22)$$

Como visto em [MOREIRA, 99], a redução das aberrações geradas por deslocamentos axiais implica diretamente na anulação do maior número de coeficientes B_t . Logo, há duas possibilidades para a redução de B_t . A mais indicada, obviamente, é a

¹ [FILLER, 61], [BORN, 64], [BARAKAT, 64], [MAHAJAN, 91].

anulação do termo $A_1A_4 - A_2A_3$. Com o auxílio das Eqs. 2.8 – 2.11 pode-se mostrar que:

$$\begin{aligned}
A_1A_4 - A_2A_3 &= (1 - e \cos \beta)[F(1 + e \cos \beta) + ce \sin^2 \beta] - \\
&\quad - e \sin^2 \beta [c(1 - e \cos \beta) + eF] \\
&= F - e^2F = F(1 - e^2) , \tag{3.23}
\end{aligned}$$

onde F é o foco da parábola e e é a ecentricidade da geratriz do sub-refletor, já citados na Seção 2.4.

A minimização dos efeitos da aberração pode ser obtida ao se fazer com que $e^2 \rightarrow 1$, ou seja, a geratriz do sub-refletor deve tender a uma parábola. Tal condição implica necessariamente no aumento da distância focal entre os refletores, isto é, no aumento do parâmetro L_o . Nota-se que essa imposição obriga a um distanciamento do foco primário em relação ao vértice do sub-refletor (V_S , explicitado na Seção 2.4.1) e, conseqüentemente, na diminuição de $|\theta_E|$, fato este que havia sido antecipado ao final da Seção 3.2. Nesse sentido, observa-se a partir das geometrias *ASDRA* (Figs. 2.7 – 2.10) que as antenas ADC e ADH, cujos sub-refletores são gerados por hipérbolas, podem acomodar com maior facilidade a condição $e^2 \rightarrow 1$.

A outra forma de se reduzir a magnitude dos coeficientes B_i é maximizar o termo $A_3^2 + A_4^2$ (Eq. 3.22). Num procedimento semelhante àquele desenvolvido para a obtenção da Eq. 3.23, pode-se constatar que, por meio das Eqs. 2.8 – 2.11, o termo de interesse equivale a:

$$\begin{aligned}
A_3^2 + A_4^2 &= c^2 \sin^2 \beta (1 + e^2) + F^2(1 + e^2) + 2e(F^2 \cos \beta + 2cF \sin^2 \beta - c^2 \cos \beta \sin^2 \beta) \\
&= F^2(1 + 2e \cos \beta + e^2) + c^2 \sin^2 \beta (1 - 2e \cos \beta + e^2) + 4ceF \sin^2 \beta . \tag{3.24}
\end{aligned}$$

Obtida a representação de $A_3^2 + A_4^2$ em função dos parâmetros geométricos $2c$, F , e e β , são verificadas várias possibilidades para se fazer tal termo tender a infinito. Por ser a ecentricidade e um parâmetro comum ao longo de toda a Eq. 3.24, tendê-la ao infinito é a alternativa mais imediata. O aumento da ecentricidade faz com que o sub-refletor adote uma forma semelhante a um cone, o que é possível somente para as geometrias ADC e ADH. De acordo com a definição da ecentricidade e , dada em [MOREIRA, 97], observa-se que tal parâmetro depende dos ângulos β e θ_1 , sendo o primeiro negativo para

as geometrias ADC e ADH. Portanto, sabendo-se que

$$e = \frac{\text{sen } \theta_1}{\text{sen } \beta + \text{sen } (\beta + \theta_1)} , \quad (3.25)$$

a condição para $|e| \rightarrow \infty$ é estabelecida:

$$\text{sen } \beta + \text{sen } (\beta + \theta_1) = 0 \quad \Rightarrow \quad \beta = -\theta_1/2 , \quad (3.26)$$

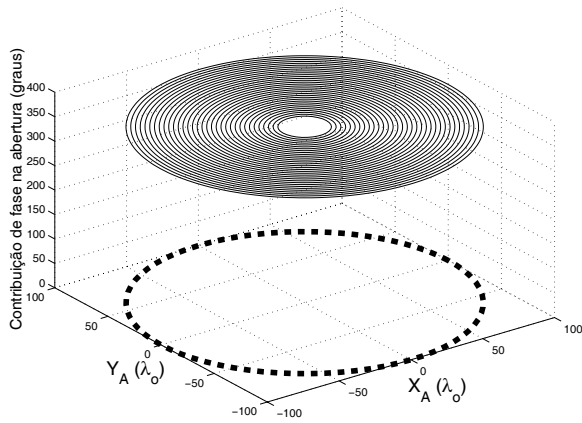
onde, de acordo com [MOREIRA, 01], $\theta_1 = \theta_L$ para a ADC (Fig. 2.7) e $\theta_1 = \theta_U$ para a ADH (Fig. 2.10) .

Será mostrado na Seção 3.6.3 um exemplo da redução de influências das aberrações, geradas por desfocalizações axiais em uma geometria ADE, adotando-se o procedimento descrito ao longo da presente seção. É importante salientar que, apesar das geometrias ADC e ADH aparentemente serem as mais indicadas para tal metodologia de redução das aberrações, a minimização do termo da Eq. 3.22 é condição válida para qualquer configuração *ASDRA*.

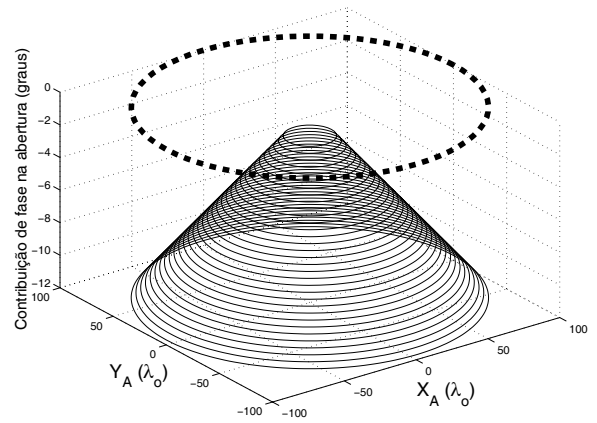
3.4 Caracterização dos Principais Efeitos Associados às Aberrações sobre o Desempenho da Antena

Nesta seção são examinados os padrões de perturbação da fase do campo na abertura produzidos pelas componentes de aberração primárias, identificadas na Eq. 3.18.

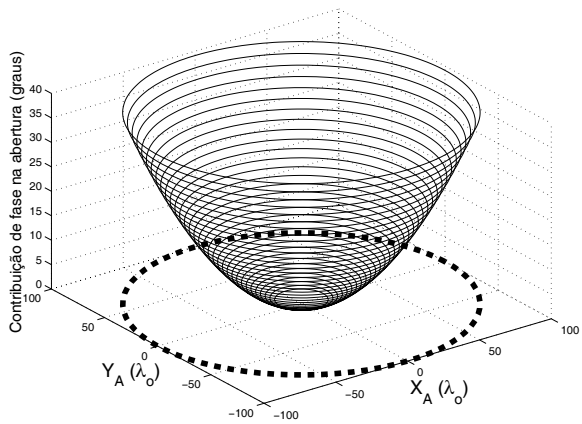
As Figs. 3.4(a) – (e) exibem a contribuição das cinco primeiras componentes de aberração, para o caso em que uma desfocalização axial de $-5 \lambda_o$ é realizada. Como há somente a dependência em ρ_A , a simetria azimutal da perturbação é mantida em todas as componentes e, desse modo, os efeitos mais proeminentes causados ao diagrama de radiação da antena estão relacionados a alterações no nível de potência dos lóbulos, como já afirmado. Como esperado, o comportamento do termo associado a B_1 é linearmente dependente de ρ_A e sua magnitude afeta de maneira decisiva a distribuição da fase a ser estimada pela formulação de primeira ordem. Nota-se que, a partir do coeficiente B_2 , existe uma alternância na forma das aberrações, ou seja, os termos relativos a B_3 e B_4 adicionam à fase total parcelas negativas [Figs. 3.4(d) – (e)], ao passo que os dois próximos termos (B_5 e B_6) contribuem com valores positivos, e assim ocorre sucessivamente. Pode-se confirmar, da Fig. 3.4, que a influência dos termos de mais alta ordem no campo da antena se torna cada vez menor, justificando o seu desprezo.



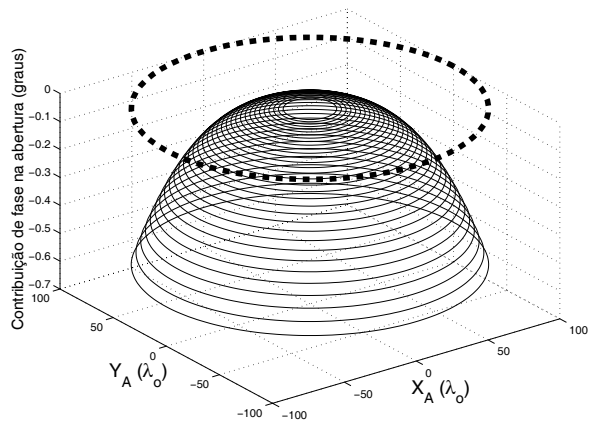
(a) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente B_0 .



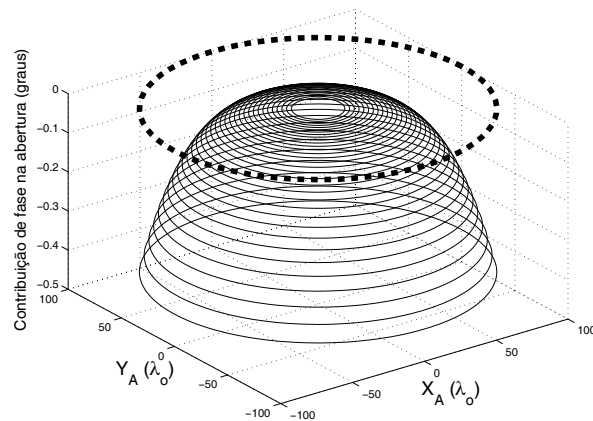
(b) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente B_1 .



(c) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente B_2 .



(d) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente B_3 .



(e) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente B_4 .

Figura 3.4: Aspecto das principais componentes de aberração, presentes no campo da abertura de uma antena ADC, cujo alimentador se encontra desfocalizado axialmente de $-5\lambda_o$ ($z_o = -5\lambda_o$). A abertura da antena está representada em linha tracejada.

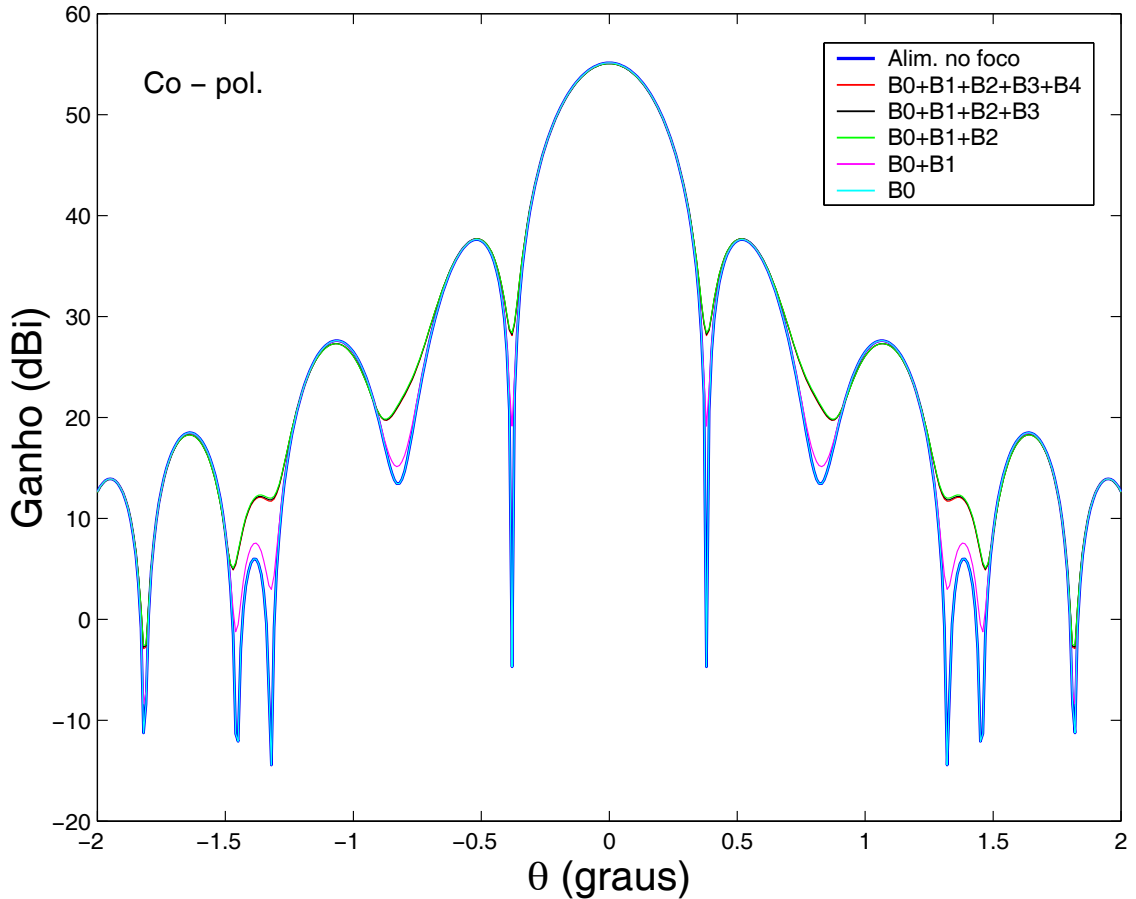


Figura 3.5: Influência das principais componentes de aberração sobre o diagrama de radiação, estimado pela técnica AF, produzido por uma ADC ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), cujo alimentador se encontra desfocalizado axialmente ($z_o = +5\lambda_o$).

Como uma avaliação prévia, a Fig. 3.5 indica que poucas alterações são produzidas num diagrama afetado pelas principais componentes de aberração, surgidas das desfocalizações axiais. Percebe-se que a componente B_0 não apresenta nenhuma influência sobre o desempenho da antena, fato comprovado pela comparação das curvas obtidas com o alimentador no foco (1ª curva) e desfocalizado (6ª curva). Para uma boa estimativa do caso apresentado pela Fig. 3.5, constata-se que a não consideração dos termos de aberração relativos aos coeficientes B_3 e B_4 comprometem muito pouco o resultado dado pelo AF, quando termos da série são utilizados no levantamento da perturbação provocada pela desfocalização axial. Portanto, admitindo-se apenas a existência dos termos B_1 e B_2 , é possível se obter uma boa estimativa para desfocalizações de até $5\lambda_o$ nas geometrias investigadas, uma vez que o lóbulo principal e o primeiro lóbulo

secundário definem a região do diagrama onde a confiabilidade do método proposto é maior. É importante salientar que a desfocalização máxima estabelecida ($5\lambda_o$), ou seja, o valor limite para que os resultados obtidos com o AF sejam satisfatórios, depende diretamente da geometria, principalmente do parâmetro D_M .

3.5 Cálculo do Campo Distante Radiado

A principal consequência relativa às aberrações é a queda da eficiência da antena, devido essencialmente à não-uniformidade de fase na região iluminada da abertura. Para um melhor entendimento desta consequência, deve-se investigar o campo distante radiado pela antena na presença de desfocalização axial. A análise através do AF será conduzida como previamente discutido na Seção 2.5.1, em que o fenômeno difrativo e o acoplamento entre os refletores não estão sendo contabilizados na obtenção do campo total radiado pela antena. A inclusão dos efeitos provocados pelas desfocalizações axiais do centro de fase do alimentador ao campo distante se dá por uma substituição da função aberração (Φ), identificada na Eq. 2.17, pela expressão descrita na Eq. 3.7. A partir daí, o campo distante pode ser calculado através da integral de radiação apresentada na Eq. 2.12. As definições de ganho e eficiência, dadas pelas Eqs. 2.13 – 2.16, permanecem igualmente válidas. Entretanto, é fundamental dizer que a expansão em série, definida na Eq. 3.7 e examinada nas Seções 3.3 e 3.4, não foi utilizada no cálculo dos resultados obtidos pela formulação de primeira ordem em conjunto com o AF, a serem apresentados a seguir. O termo $\cos\theta_F$ é admitido como sendo aquele que rege o comportamento das perturbações na fase do campo da abertura, agregando todas as possíveis componentes de aberração. Os demais métodos, isto é, a PO e o MoM utilizam uma integral de radiação como aquela descrita pela Eq. 2.19.

3.6 Resultados Numéricos

Nas seções seguintes, resultados referentes às modificações de comportamento das quatro geometrias estudadas (ADC, ADG, ADE e ADH), causadas pelas desfocalizações axiais, são apresentados. Esses resultados incluem os diagramas de radiação relativos a cada deslocamento realizado e o acompanhamento da variação dos principais parâmetros que caracterizam a antena (ganho, eficiência, largura de meia potência e nível de potência

do primeiro lóbulo secundário). De maneira qualitativa, a distribuição da fase do campo na abertura é esboçada por meio de curvas de nível para os casos mais extremos de deslocamentos do alimentador. Por serem extremamente baixas, as polarizações cruzadas não estão incluídas nos diagramas de radiação, uma vez que o padrão de campo radiado pelo modelo do alimentador adotado não apresenta tal polarização [LUDWIG, 73], assim como continua iluminando simetricamente os refletores devido à natureza das desfocalizações.

Nesse momento, vale a pena explicitar dois conceitos fundamentais ao entendimento da análise. Foi definido como *Lóbulo Principal* aquele que contém o máximo ganho da antena, obtido quando a fonte estiver posicionada no foco primário do conjunto, o que corresponde em todos os casos examinados à direção $\theta = 0^\circ$. Embora o valor máximo desse lóbulo possa não ser mais o máximo global no diagrama de radiação, devido aos deslocamentos impostos à fonte, tal lóbulo permanecerá definido como principal. O outro conceito refere-se ao *Primeiro Lóbulo Secundário*, e equivale ao lóbulo imediatamente vizinho àquele identificado como principal, conforme definição anterior. É importante ressaltar que, independentemente do deslocamento axial imposto ao alimentador, o diagrama de radiação mantém sua simetria em relação ao lóbulo principal para todas as geometrias examinadas.

As quatro geometrias *ASDRA* têm os seus cinco parâmetros especificados pela Tabela III.I. Conforme evidenciado ao final da Seção 2.2, o parâmetro F_{taper} define a atenuação do campo radiado pelo alimentador na borda do sub-refletor. Com base na Eq. 2.3, os valores do expoente h do modelo RCF foram escolhidos para cada geometria de forma a se ter uma atenuação de aproximadamente 11,5 dB, valor típico teórico utilizado para se obter a máxima eficiência em refletores parabólicos.

Parâmetro	Geometria			
	ADC	ADG	ADE	ADH
D_M	$200 \lambda_o$	$200 \lambda_o$	$200 \lambda_o$	$200 \lambda_o$
D_S	$20 \lambda_o$	$20 \lambda_o$	$20 \lambda_o$	$20 \lambda_o$
D_B	$30 \lambda_o$	$30 \lambda_o$	$30 \lambda_o$	$30 \lambda_o$
L_o	$150 \lambda_o$	$150 \lambda_o$	$120 \lambda_o$	$190 \lambda_o$
θ_E	10°	-20°	20°	-8°
$h(\text{RCF})$	86	21	37	134

Tabela III.I: Especificação dos cinco parâmetros para as geometrias *ASDRA* examinadas e os seus respectivos alimentadores RCF.

3.6.1 Geometria ADC

Nessa seção, a geometria estabelecida a partir dos parâmetros contidos na Tabela III.I é analisada. Seu perfil é exibido pela Fig. 3.6, onde o refletor principal é estendido até o eixo de simetria da antena, ação justificada pelos argumentos expostos na Seção 2.5.4.

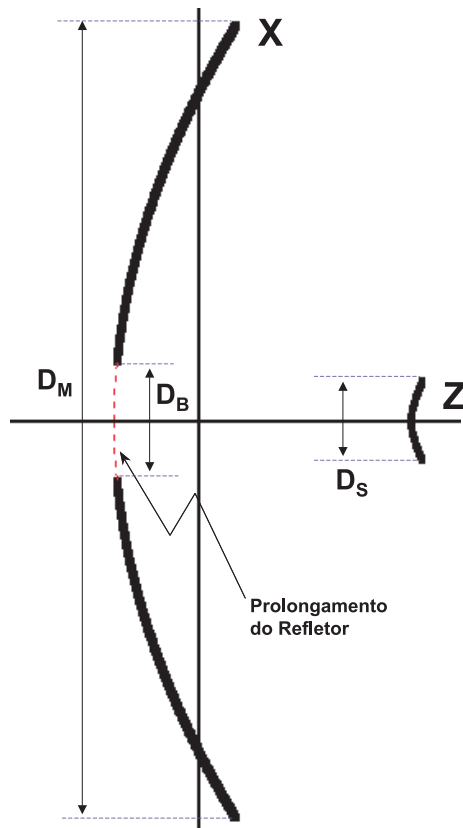


Figura 3.6: Geometria ADC analisada (em escala).

Onze diagramas de radiação da antena examinada (Figs. 3.7 – 3.17) foram obtidos para deslocamentos axiais discretos e espaçados de $1\lambda_o$, pertencentes ao domínio $z_o \in [-5\lambda_o, 5\lambda_o]$, e são exibidos a seguir. De maneira geral, verifica-se que as curvas referentes ao método AF, esboçadas nas Figs. 3.7 – 3.17, se distanciam daquelas obtidas pela PO e pelo MoM à medida que ângulos mais afastados da direção $\theta = 0^\circ$ são observados, dando evidências de que a aproximação feita pela formulação de primeira ordem não é muito adequada como método de estimativa para lóbulos secundários mais afastados. Desses diagramas, constata-se que o AF consegue prever razoavelmente bem o lóbulo principal e o primeiro lóbulo secundário.

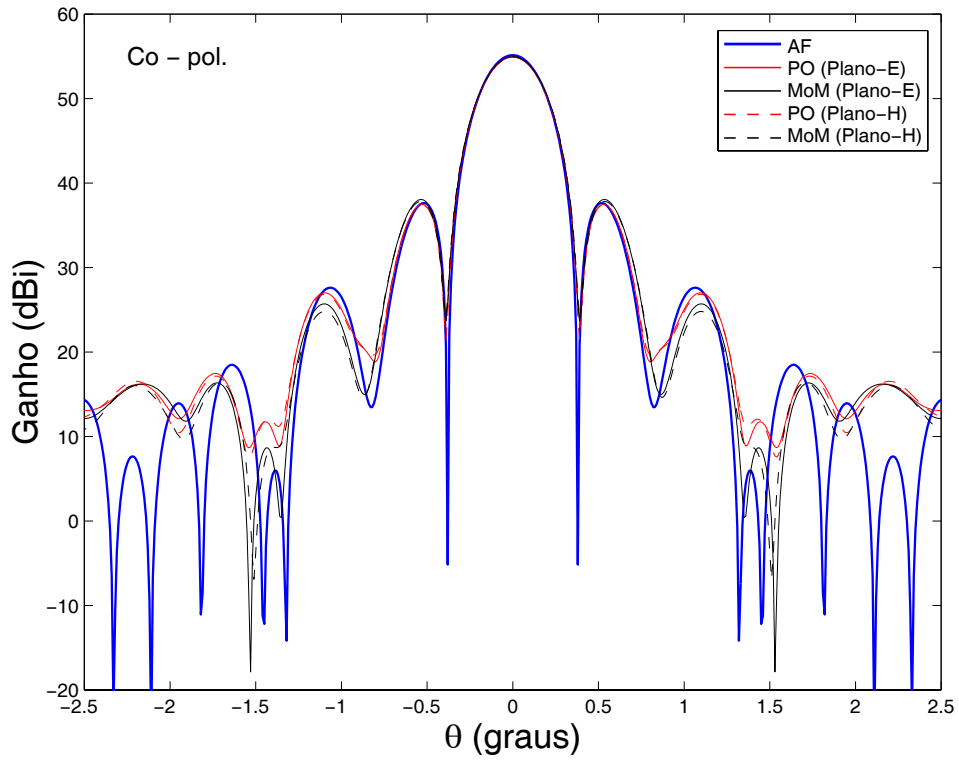


Figura 3.7: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H .

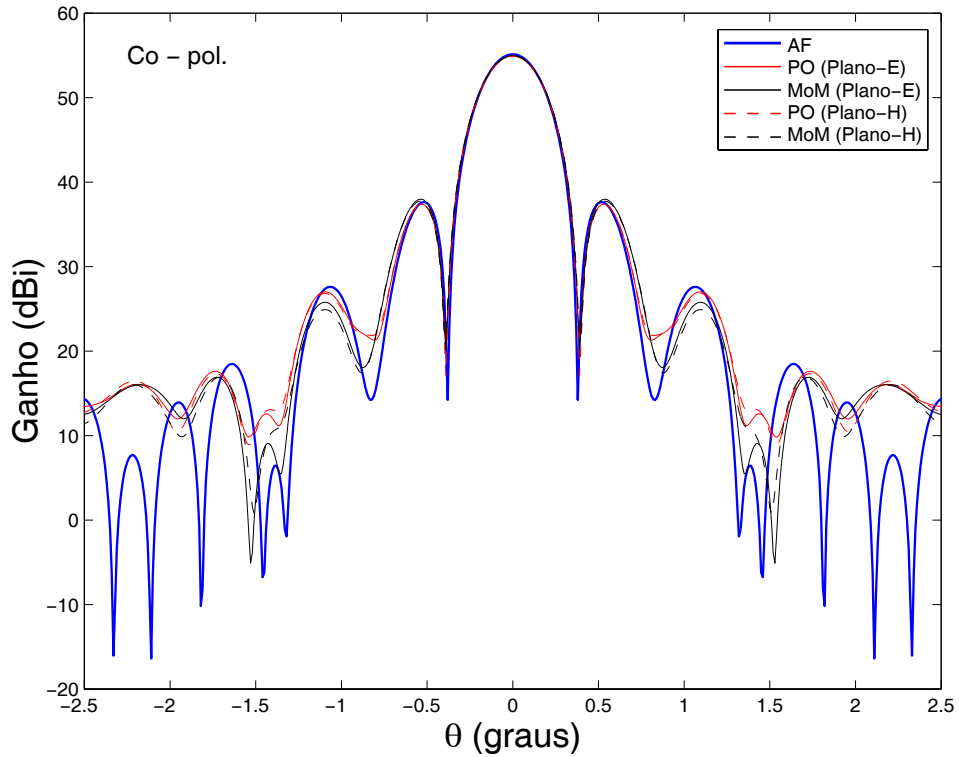


Figura 3.8: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H .

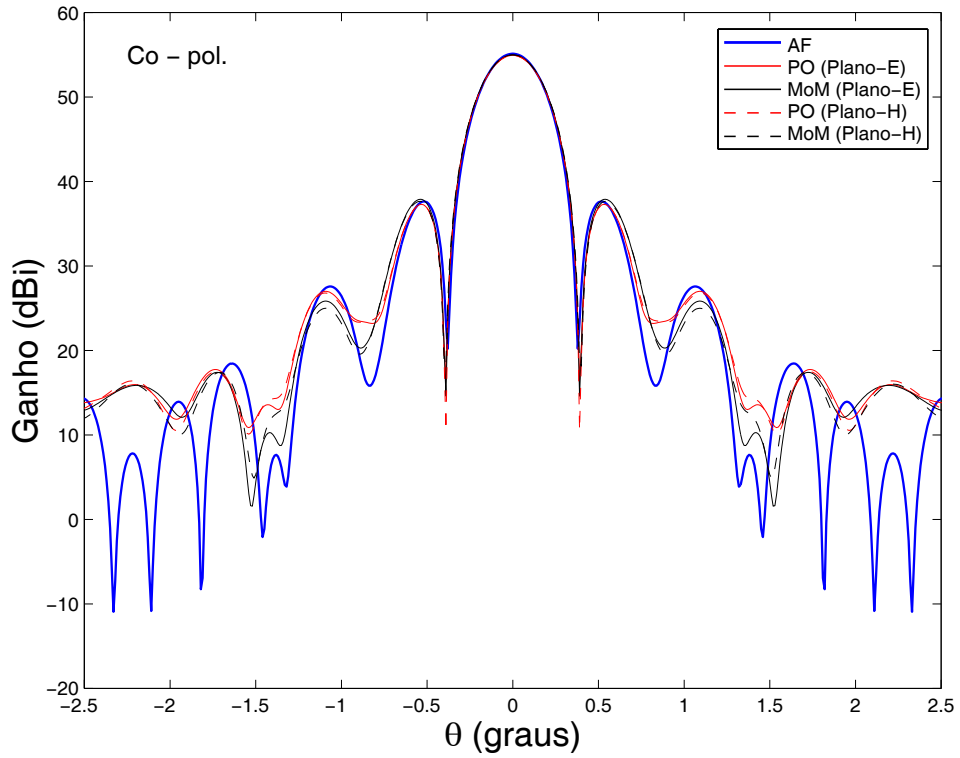


Figura 3.9: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2\lambda_o$: Planos E e H .

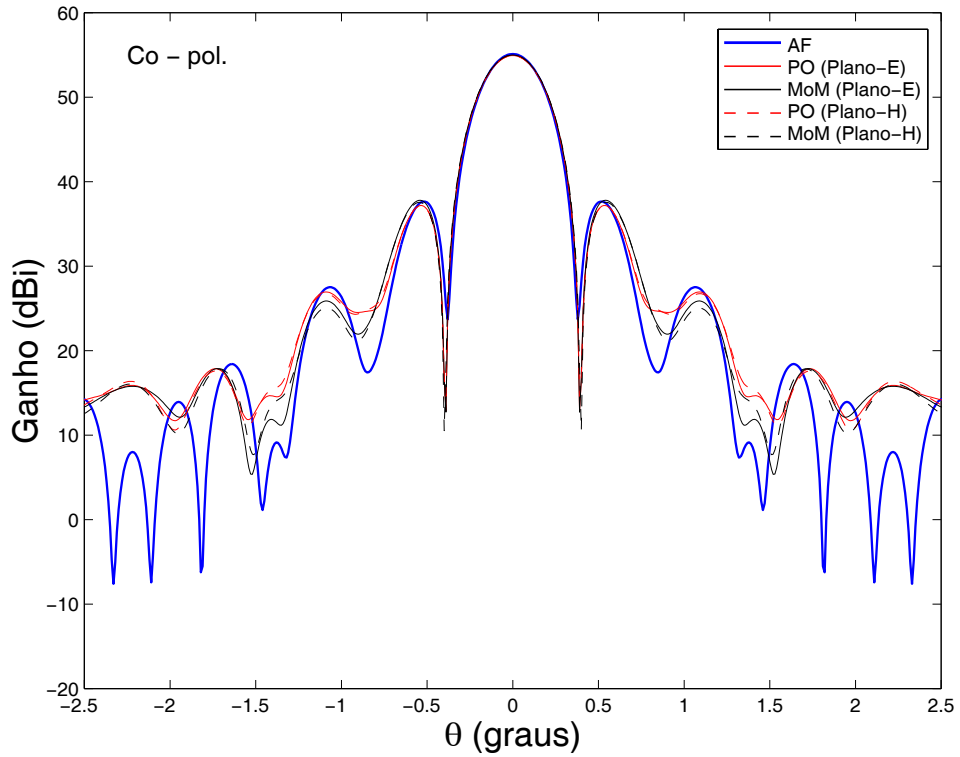


Figura 3.10: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3\lambda_o$: Planos E e H .

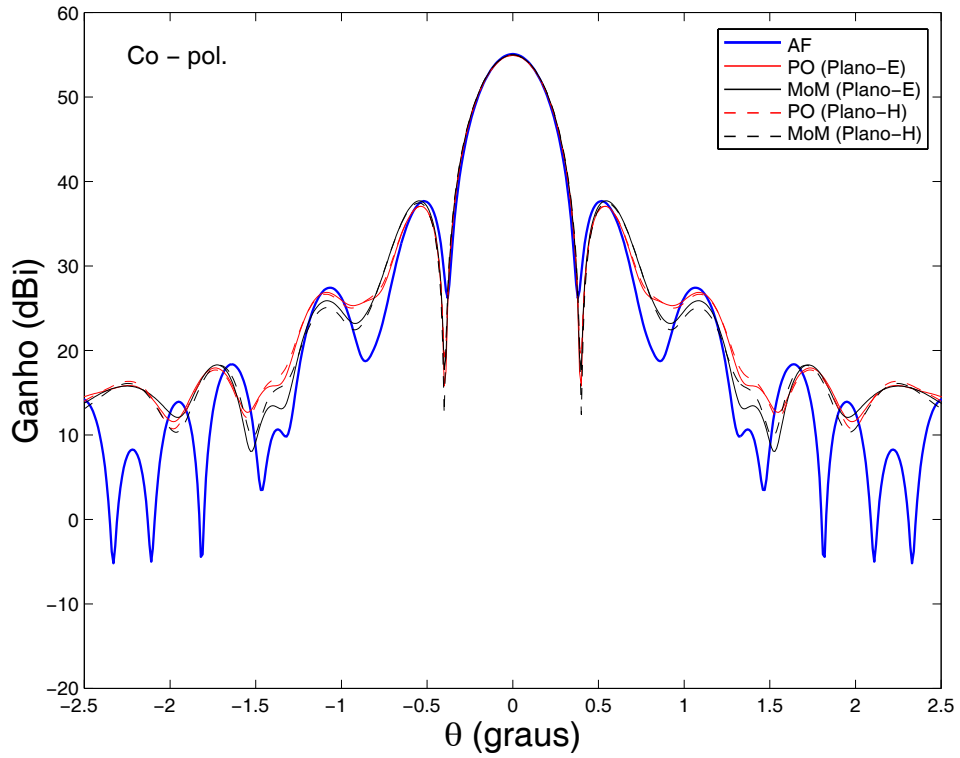


Figura 3.11: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H .

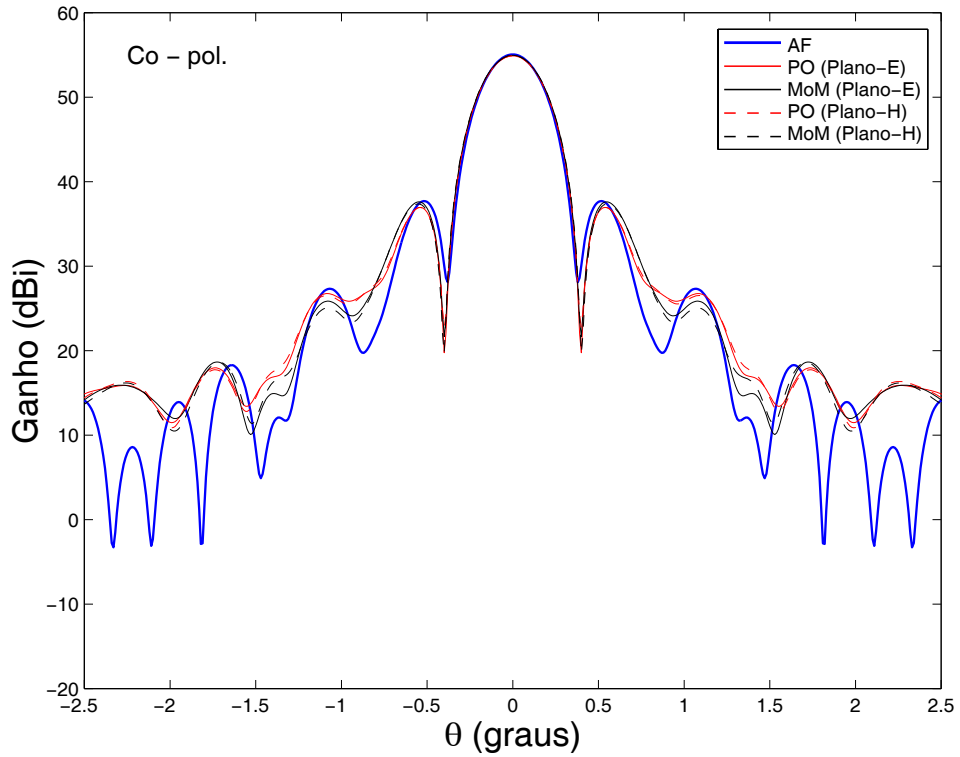


Figura 3.12: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H .

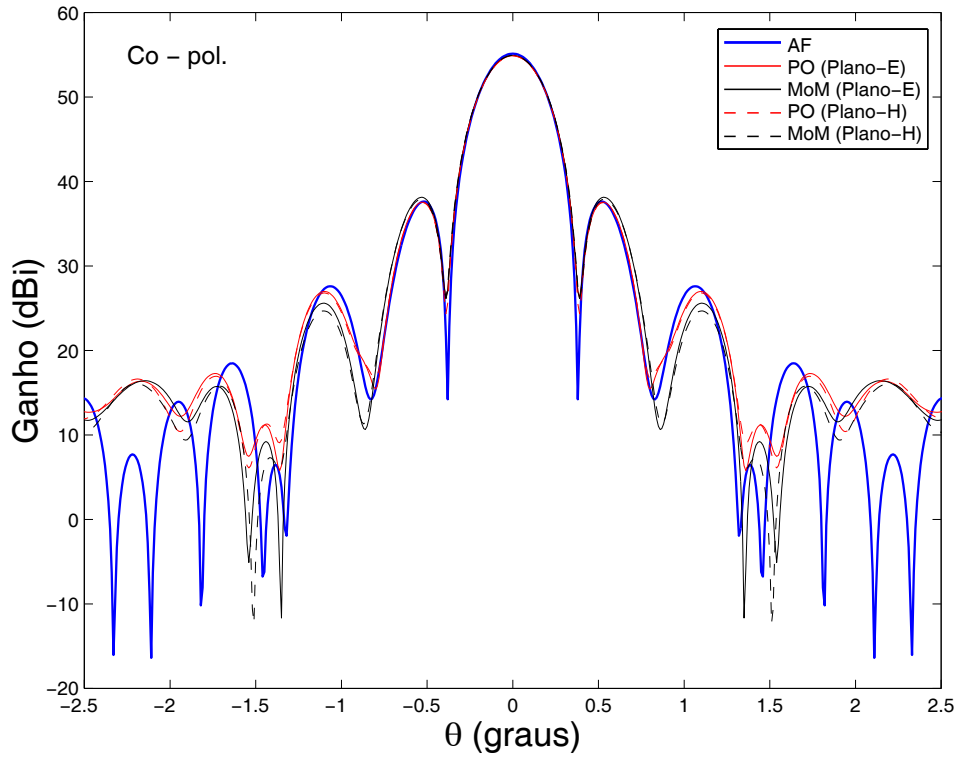


Figura 3.13: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H .

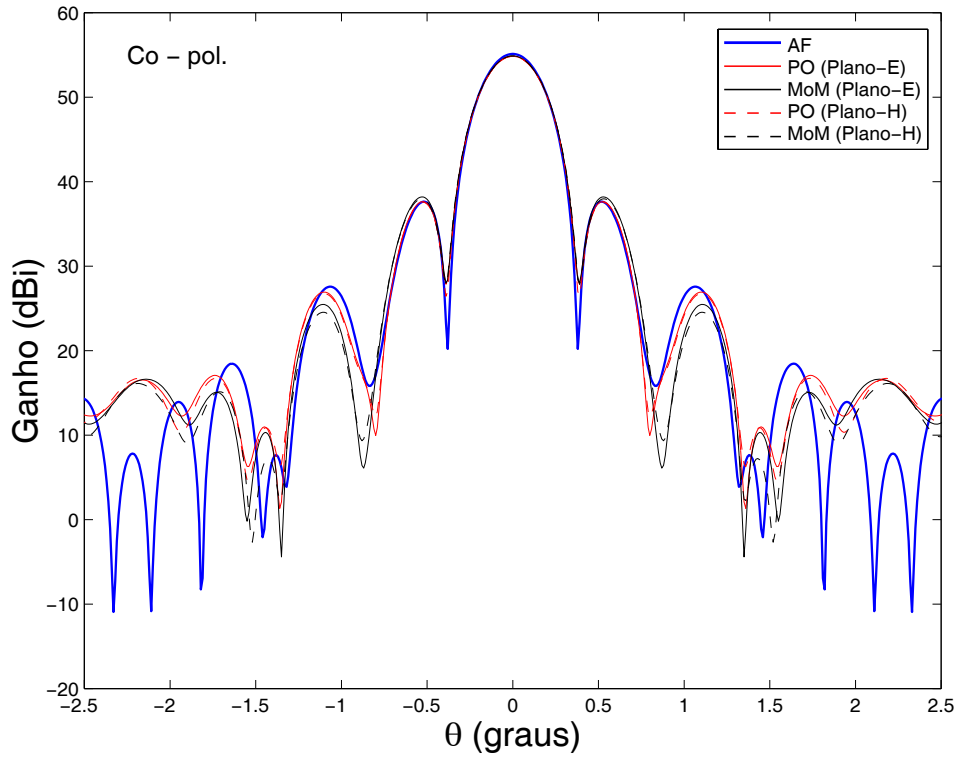


Figura 3.14: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H .

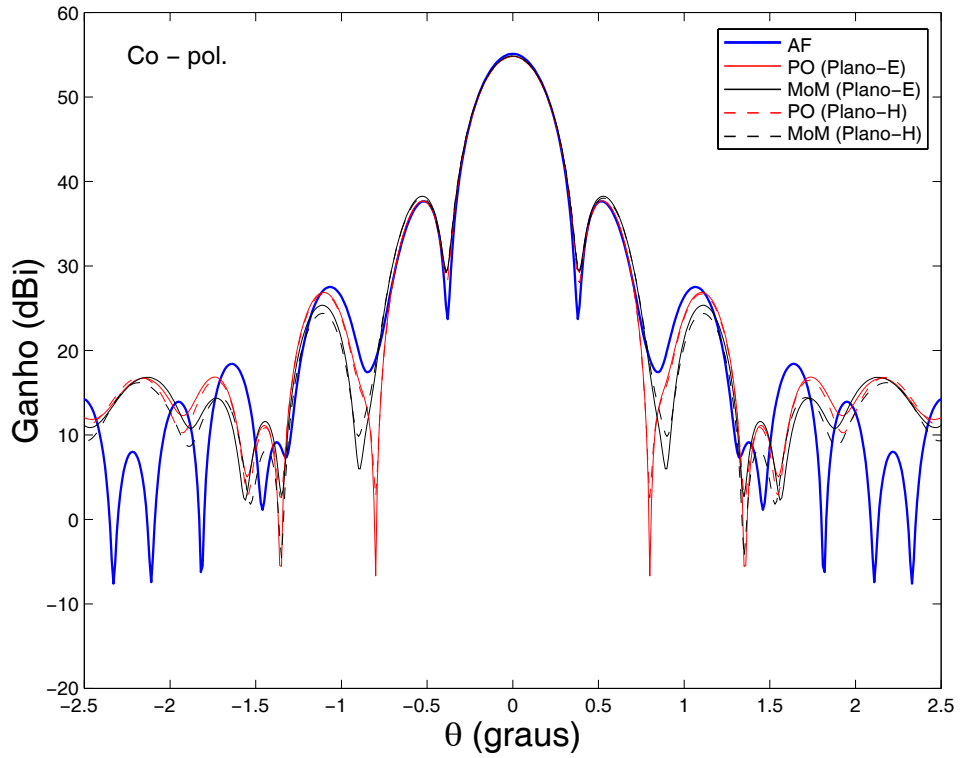


Figura 3.15: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H .

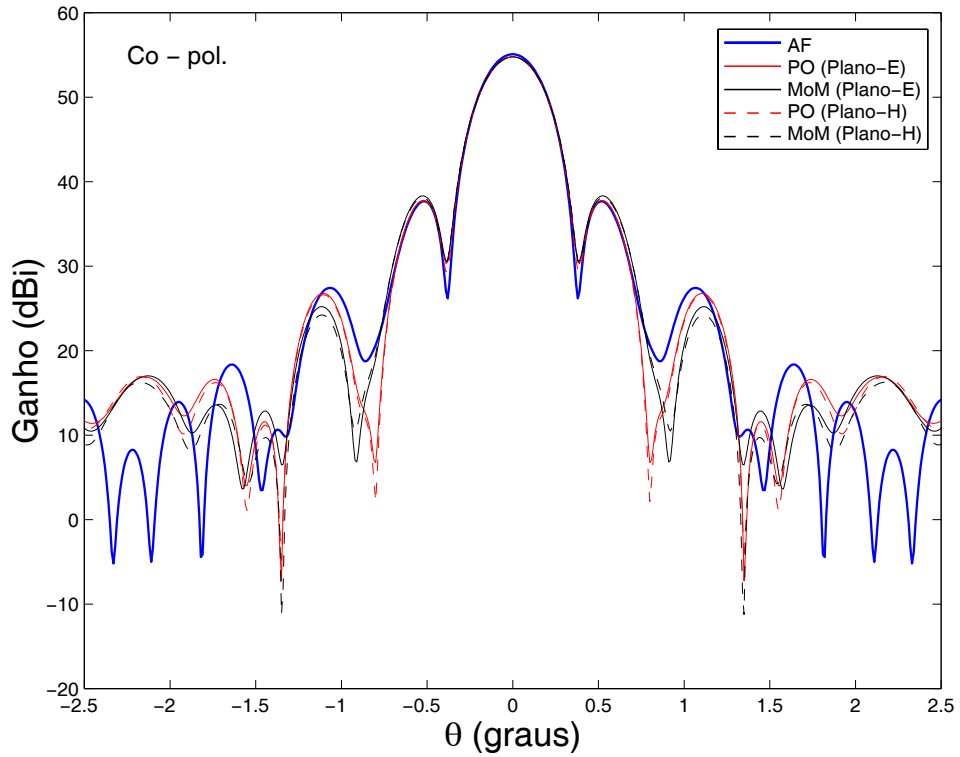


Figura 3.16: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H .

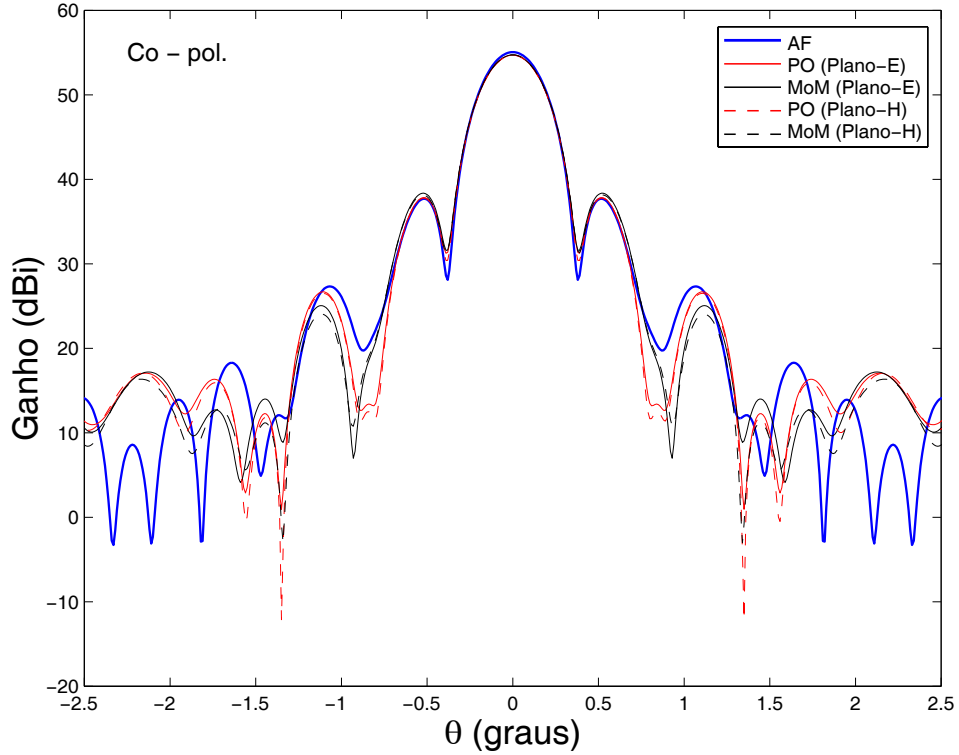


Figura 3.17: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H .

Os próximos gráficos sintetizam todos os anteriores, agregando informações relevantes à avaliação da antena frente às desfocalizações: o ganho máximo da antena e o nível de potência do lóbulo secundário. Como é visto na Fig. 3.18, a PO e o MoM não produzem curvas simétricas em relação a $z_o = 0$, ao contrário da técnica AF. A simetria esboçada pelo AF se deve ao fato da formulação de primeira ordem não distinguir situações de aproximação ou afastamento do alimentador em relação ao sub-refletor; isto é, simplesmente considera as diferenças no comprimento do percurso adotado pelos raios, retratadas pela parcela variável d (Seção 3.2). Assim, um dado deslocamento Δz_o , em qualquer um dos dois sentidos do eixo de simetria, representa efeitos similares sobre a distribuição da fase no campo da abertura estimada pela formulação de primeira ordem. A assimetria mencionada (PO, MoM) revela que a posição ótima para a obtenção do máximo ganho da antena não é exatamente o foco primário, mas aquela posição em que z_o é ligeiramente positivo. O local ideal para o posicionamento do centro de fase do alimentador deve ser tal que, um pequeno aumento da eficiência de transbordamento no sub-refletor, motivado pela proximidade crescente entre o alimentador e essa superfície,

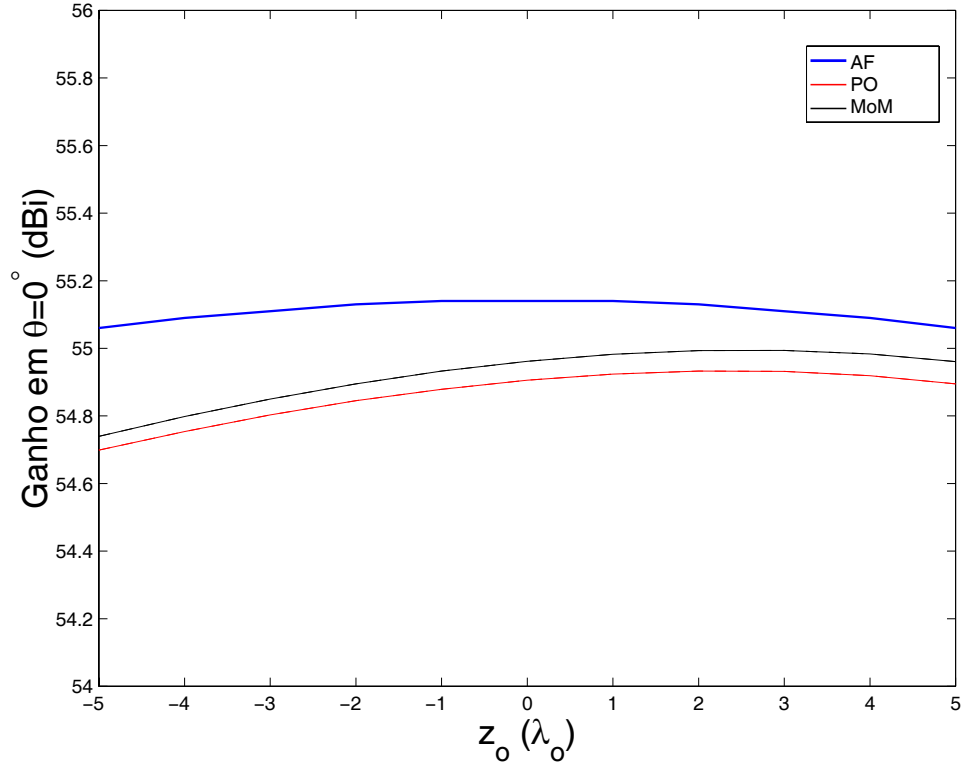


Figura 3.18: Variação do ganho da antena ADC em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o .

ocorra antes do início da perda de uniformidade da fase devido à desfocalização.

A Tabela III.II contém os valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ de cada diagrama apresentado, juntamente com a eficiência total associada a cada um desses valores. Essa eficiência é calculada por meio da suposição de que a abertura está completamente livre de obstáculos e, portanto, sua área é considerada na totalidade. Com base na Eq. 2.15, pode-se encontrar os valores de eficiência correspondentes aos ganhos máximos através da relação:

$$\epsilon_t = \frac{10^{(G_o/10)}}{(\kappa_o D_M/2)^2} \times 100\%. \quad (3.27)$$

A iluminação do sub-refletor permanece simétrica, pois o alimentador não deixa o eixo de simetria do conjunto refletor, o que daí se explica a razão pela qual os valores de ganho nos Planos E e H se mantêm iguais, independentemente do valor imposto a z_o , não estando discriminados na Tabela III.II.

A observação da Fig. 3.19 permite algumas conclusões com relação ao comportamento do primeiro lóbulo secundário, informação importante para se avaliar indiretamente a variação da eficiência da antena. Se o referido lóbulo tem sua

$z_o(\lambda_o)$	Ganho (dBi) / Eficiência (%)					
	AF		PO		MoM	
-5	55,06	81,2	54,70	74,7	54,74	75,4
-4	55,09	81,8	54,75	75,7	54,80	76,5
-3	55,11	82,1	54,80	76,5	54,85	77,4
-2	55,13	82,5	54,85	77,3	54,89	78,2
-1	55,14	82,7	54,88	77,9	54,93	78,8
0	55,14	82,7	54,91	78,4	54,96	79,4
1	55,14	82,7	54,92	78,7	54,98	79,8
2	55,13	82,5	54,93	78,9	54,99	79,9
3	55,11	82,1	54,93	78,9	54,99	80,0
4	55,09	81,8	54,92	78,6	54,98	79,8
5	55,06	81,2	54,89	78,2	54,96	79,4

Tabela III.II: Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADC, em função de z_o .

potência incrementada, pode-se deduzir que a energia que compõe o lóbulo principal está gradativamente migrando para o mesmo, o que pode ser notado à medida que valores negativamente maiores de z_o são considerados e comparações com a Fig. 3.18 mostram a redução do ganho da antena (PO e MoM). A disposição das curvas presentes na Fig. 3.19 mostra que, de acordo com a PO e o MoM, desfocalizações positivas implicam em aumento da diferença de potência entre o primeiro lóbulo secundário e o principal, o que é desejável. Porém, a curva referente ao AF não apresenta a mesma característica, esboçando novamente uma simetria em relação à posição de desfocalização nula.

Pela Fig. 3.18 e pela Tabela III.II, nota-se que a maior discrepância entre os valores de ganho máximo calculados pelo AF e o MoM ocorre para $z_o = -5\lambda_o$, sendo de aproximadamente 0,32 dB a diferença entre eles. Logo, a formulação acompanha com razoável eficácia as mudanças no valor do ganho máximo da antena. Tal fato mostra que a teoria de primeira ordem está apta a retratar o decaimento da eficiência na abertura para uma antena ADC em virtude das aberrações, podendo ser aplicada para se estimar valores absolutos de ganho.

Outro item importante, avaliado num diagrama de radiação da antena, é a largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW - *Half-Power Beamwidth*). A Tabela III.III resume a variação da HPBW, provocada pelas desfocalizações realizadas. Observa-se que a geometria ADC não apresenta variações detectáveis para deslocamentos axiais inferiores a $5\lambda_o$.

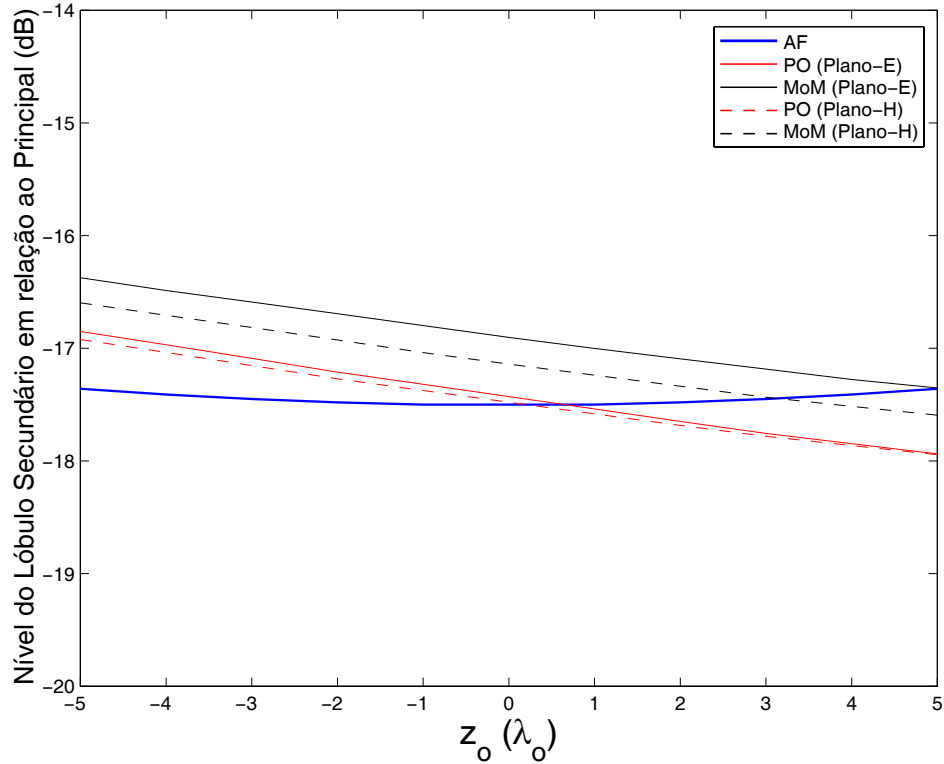


Figura 3.19: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADC em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H .

Em todos os diagramas de radiação apresentados até o momento, pode ser notado que a posição do lóbulo principal permanece inalterada. Essa observação se aplica a desfocalizações de magnitude superior ao valor máximo adotado nesse trabalho ($|z_o| = 5 \lambda_o$), e pode ser comprovada por meio dos próximos diagramas (Figs. 3.20 e 3.21). Neles, uma desfocalização de $15 \lambda_o$ é imposta ao centro de fase do alimentador com o propósito de se visualizar também o aumento da discrepância entre os resultados fornecidos pelo AF para o ganho máximo da antena, em relação à PO e ao MoM. Apesar da excessiva desfocalização, a formulação de primeira ordem ainda apresenta uma diferença inferior a 0,8 dB em relação aos outros métodos para a estimativa de ganho do lóbulo principal.

HPBW (graus)											
$z_o(\lambda_o)$	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
AF	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32
PO	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
MoM	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34

Tabela III.III: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADC analisada, em função de z_o .

Um aumento da HPBW é indicado pelo MoM na Fig. 3.20, acusando um valor de $0,38^\circ$. Porém, a curva obtida com o método AF não exibe nenhuma alteração de valor para esse índice. Ao se promover um afastamento ($z_o = -15 \lambda_o$) do alimentador em relação ao sub-refletor (Fig. 3.21), os valores da HPBW calculados através dos três métodos não demonstram uma tendência clara para o seu comportamento, mantendo-se iguais àqueles valores determinados para a desfocalização $z_o = -5 \lambda_o$. Comparações entre as curvas obtidas pelo AF nas Figs. 3.20 e 3.21 confirmam a aproximação realizada pela formulação de primeira ordem, onde se verifica que seus diagramas são idênticos para deslocamentos axiais simétricos. Nesse sentido, a estimativa do primeiro lóbulo secundário para $z_o = 15 \lambda_o$ não é tão boa quanto para $z_o = -15 \lambda_o$.

Para fins qualitativos, são apresentados dois diagramas [Figs. 3.22(a) e (b)] em que são retratadas as variações na distribuição da fase na abertura da antena para os piores casos avaliados, ou seja, para $|z_o| = 5 \lambda_o$. As curvas de nível exibem uma comparação entre a distribuição obtida por uma técnica de traçado de raios (GO) e a distribuição obtida de forma analítica, através da formulação de primeira ordem que trata as desfocalizações axiais. A variação da fase na abertura, dada pela diferença entre os valores calculados nos pontos dessa abertura e um dado valor referencial, caracteriza adequadamente o grau de concordância da formulação com a técnica de traçado de raios. Opta-se pela variação e não por valores absolutos da fase, uma vez que essa variação é quem determina a queda de desempenho da antena. O valor referencial usado em cada um dos métodos é a fase associada ao raio principal (definido na Seção 2.4.1) determinado através do método sobre o qual os cálculos mencionados estão sendo realizados. Ambos os valores de referência, assim como todos os demais raios, devem ser iguais à fase absoluta, calculada pelo produto da constante de propagação κ_o pelo parâmetro L_o , na ausência de desfocalização. As Figs. 3.22(a) e (b) mostram um padrão de distribuição de fase concêntrico ao eixo de simetria da antena. Em ambos os diagramas percebe-se uma variação da fase monotônica do centro para a periferia da abertura, ou seja, um atraso [Fig. 3.22(a)] ou adiantamento [Fig. 3.22(b)] progressivo da fase em relação ao valor de referência determinado. A discrepância entre os dois métodos é tão menor quanto mais próxima do centro da abertura é a região observada, e a maior diferença entre esses métodos se encontra na periferia da abertura ($1,6^\circ$).

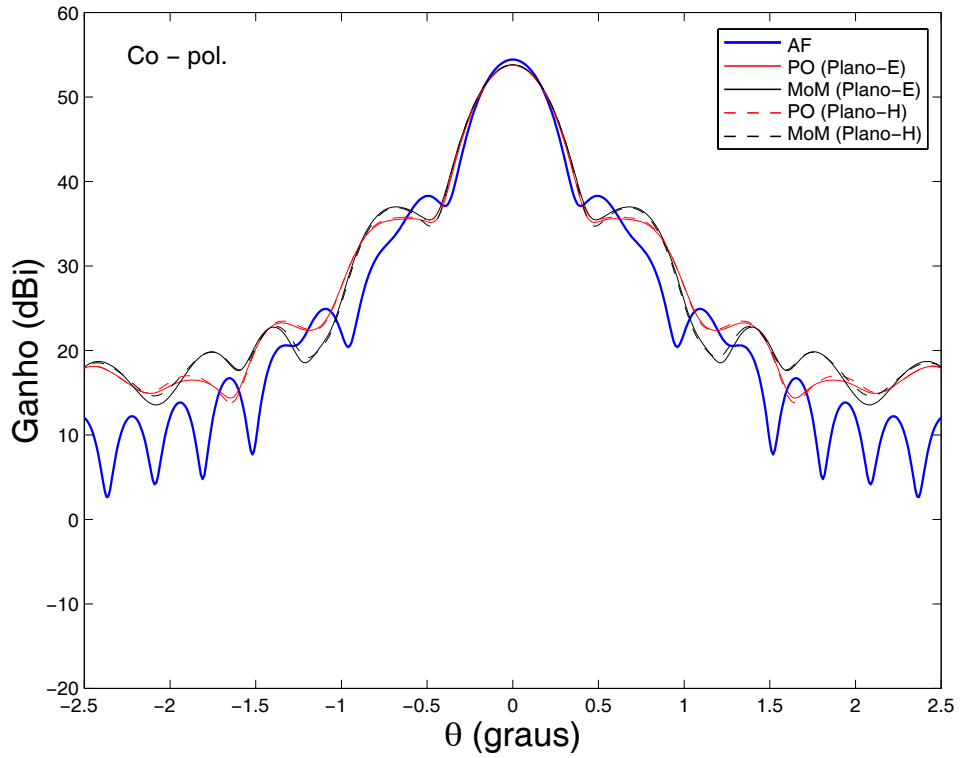


Figura 3.20: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 15 \lambda_o$: Planos E e H .

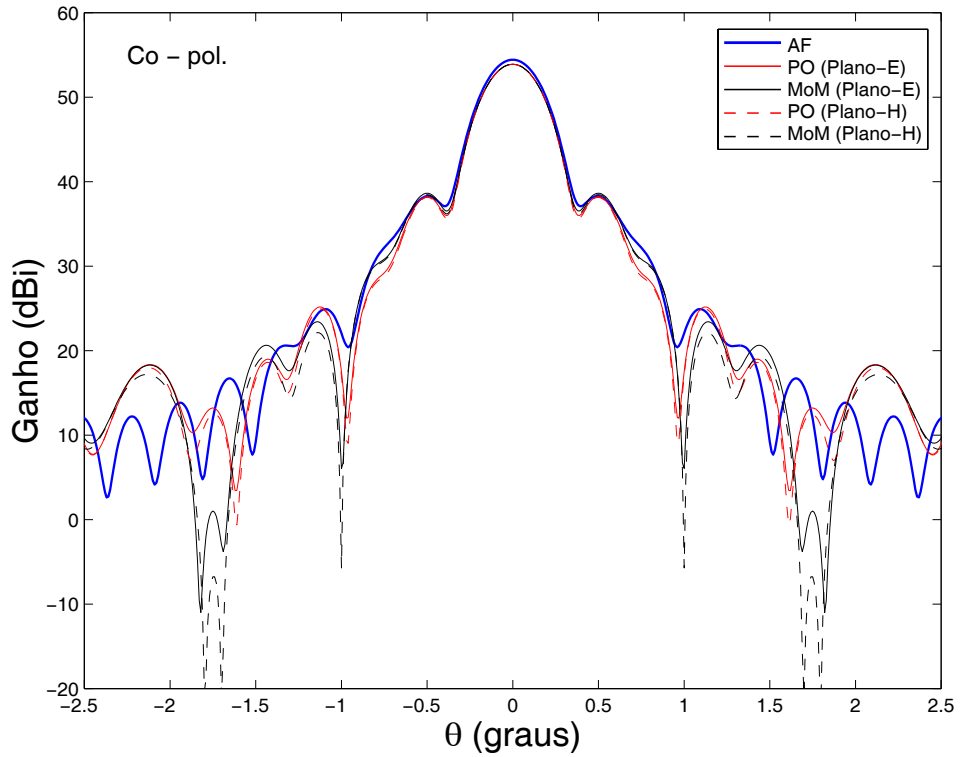
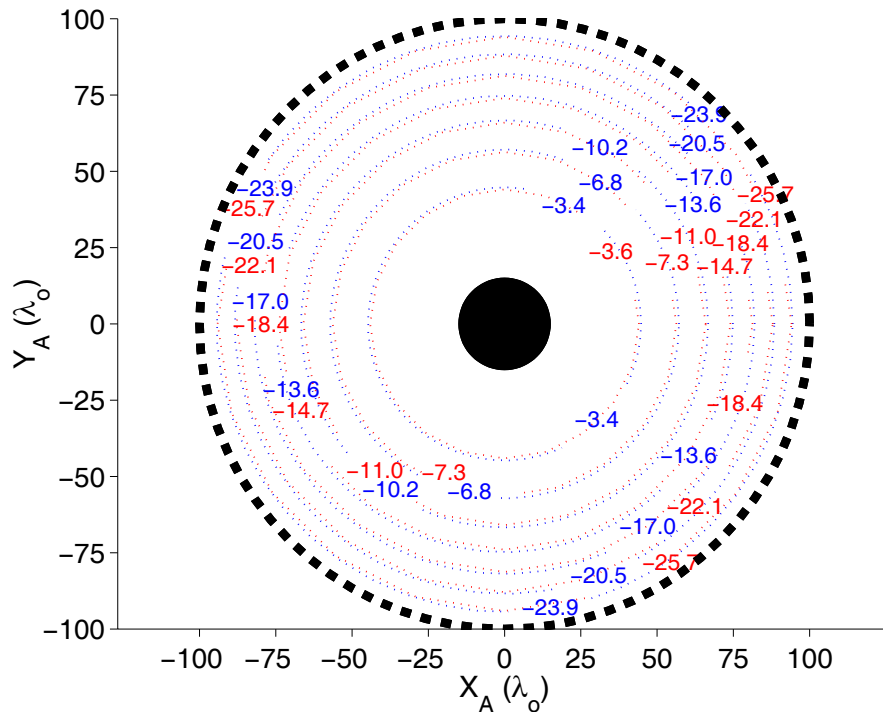
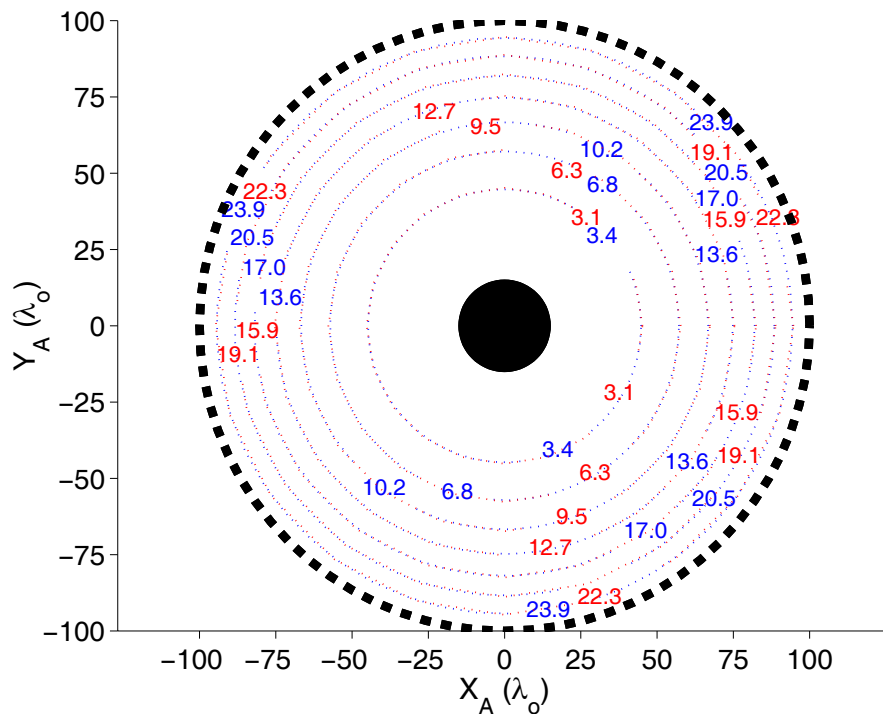


Figura 3.21: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -15 \lambda_o$: Planos E e H .



(a) Distribuição da fase na abertura para $z_o = 5 \lambda_o$ em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $z_o = -5 \lambda_o$ em graus.

Figura 3.22: Fase na abertura da antena ADC obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

3.6.2 Geometria ADG

De forma análoga à Seção 3.6.1, aqui são analisados os efeitos causados por deslocamentos do centro de fase do alimentador ao longo do eixo de simetria numa antena ADG, cujas especificações constam na Tabela III.I. Com tais especificações, uma antena com perfil idêntico àquele mostrado pela Fig. 3.23 pode ser gerada. Novamente, a superfície do refletor principal é estendida até o eixo de simetria Z . Os diagramas de radiação dessa antena, para as mesmas desfocalizações impostas para a antena ADC ($z_o \in [-5\lambda_o, 5\lambda_o]$), são agora apresentados. A seqüência dos gráficos segue o padrão adotado na seção anterior.

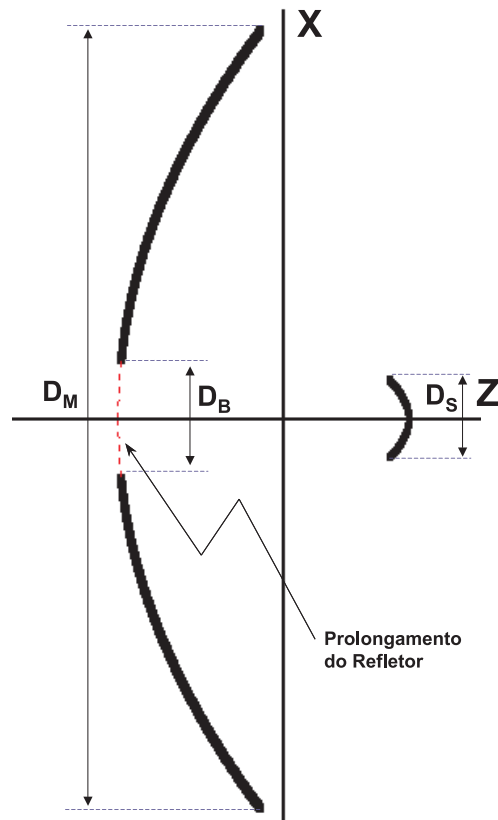


Figura 3.23: Geometria ADG analisada (em escala).

A Fig. 3.35 contém os valores de ganho máximo encontrados para as desfocalizações realizadas. A assimetria dos resultados gerados pelos métodos PO e MoM permanece, mas não da mesma forma como ocorre nos resultados relativos à antena ADC. A maior discrepância entre o AF e os outros dois métodos é detectada quando o alimentador se localiza mais próximo do sub-refletor ($z_o = 5\lambda_o$), estando a diferença mensurada em torno

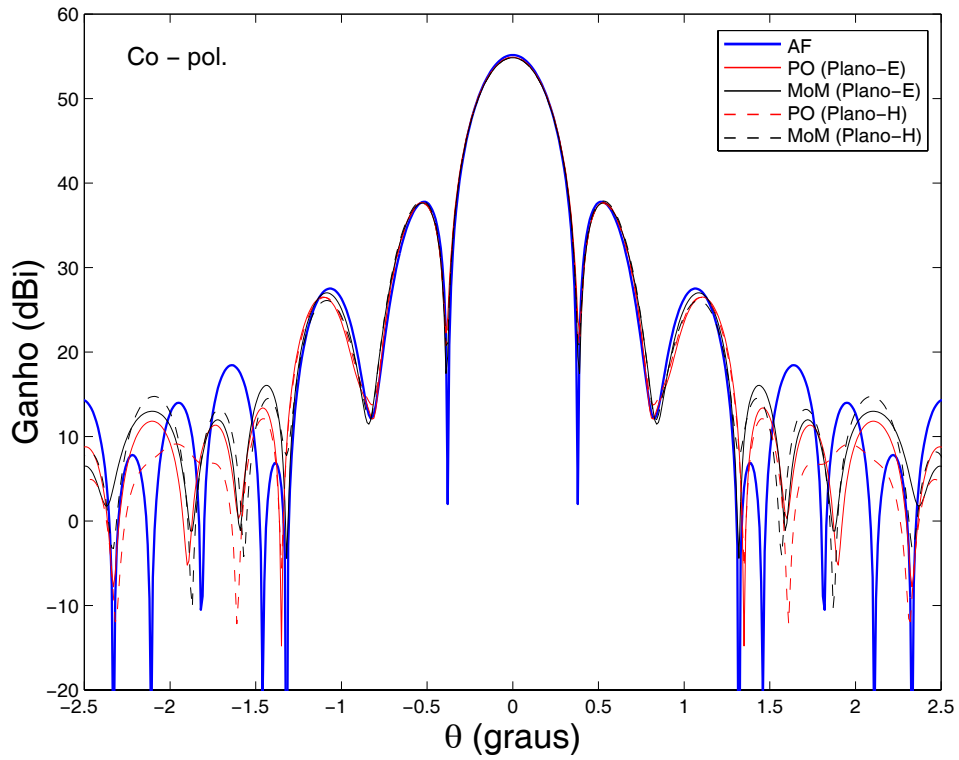


Figura 3.24: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H .

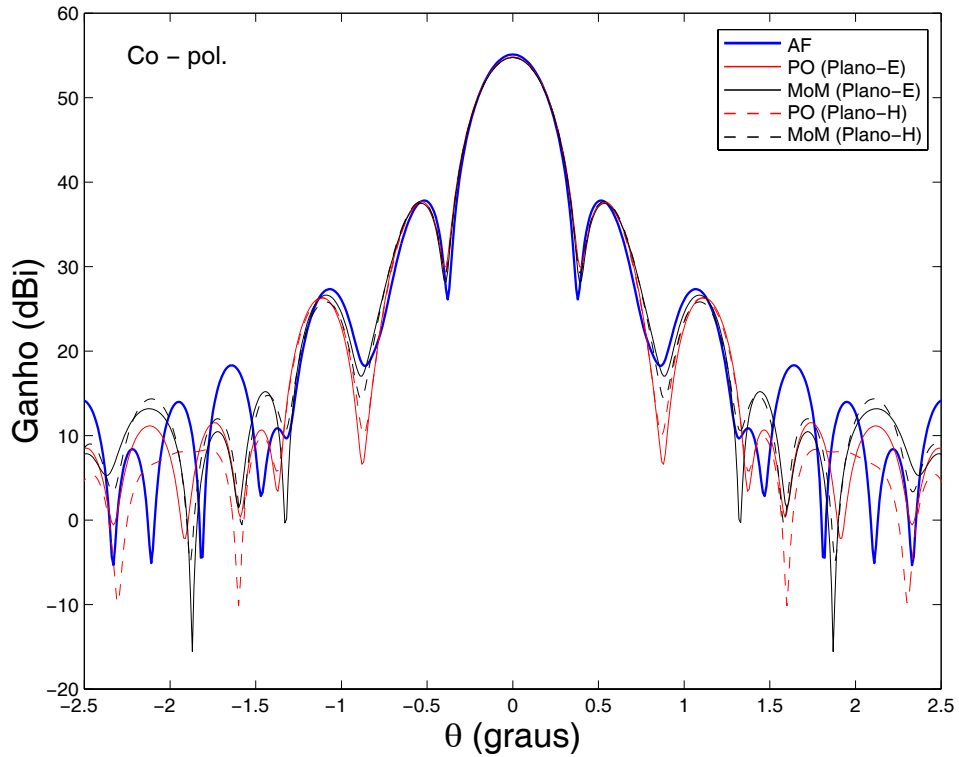


Figura 3.25: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H .

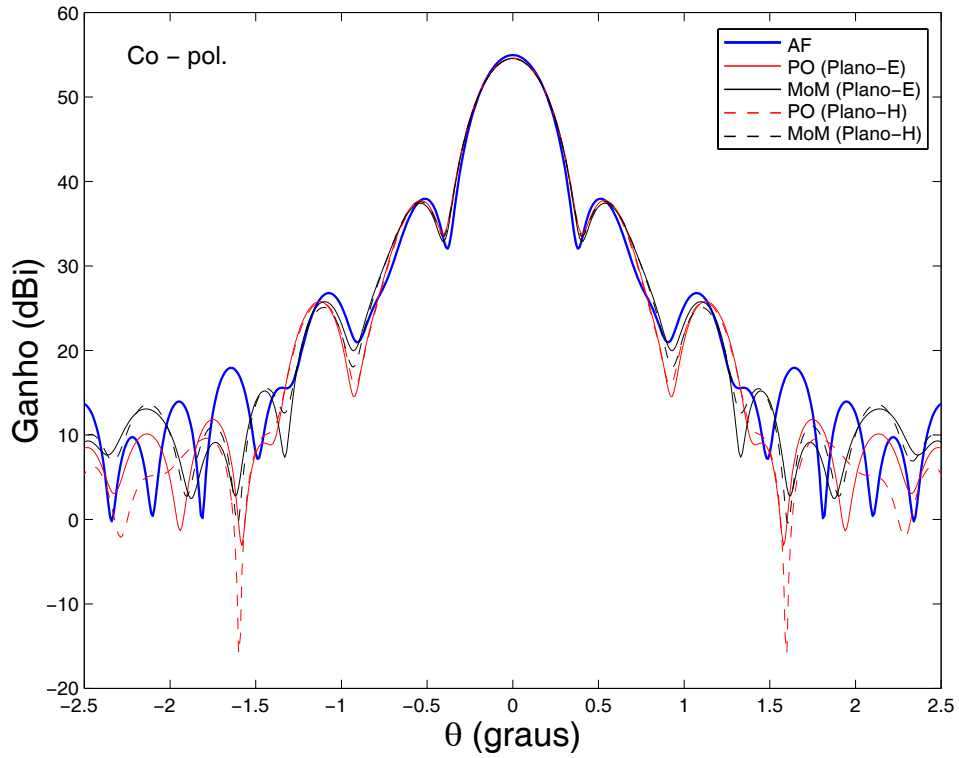


Figura 3.26: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2\lambda_o$: Planos E e H .

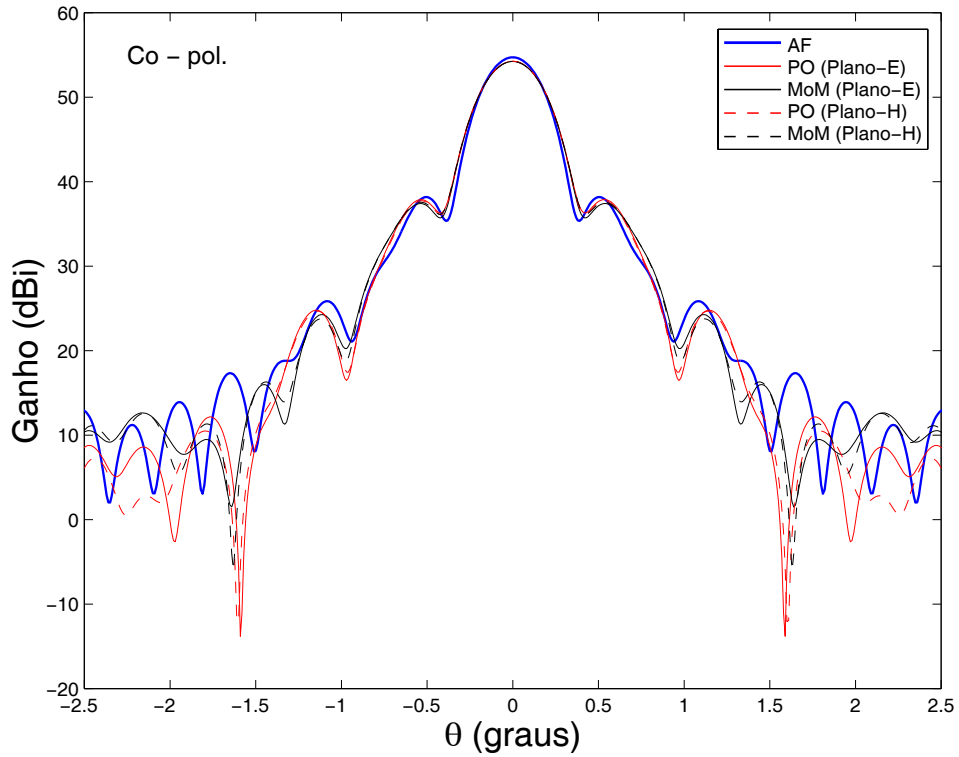


Figura 3.27: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3\lambda_o$: Planos E e H .

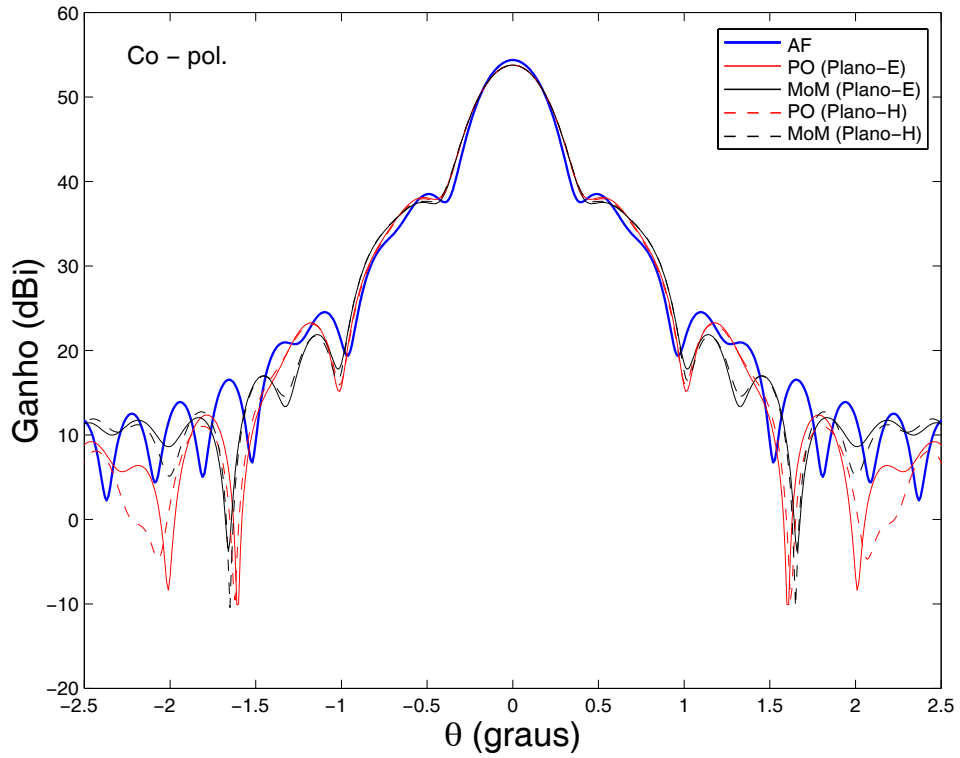


Figura 3.28: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4\lambda_o$: Planos E e H .

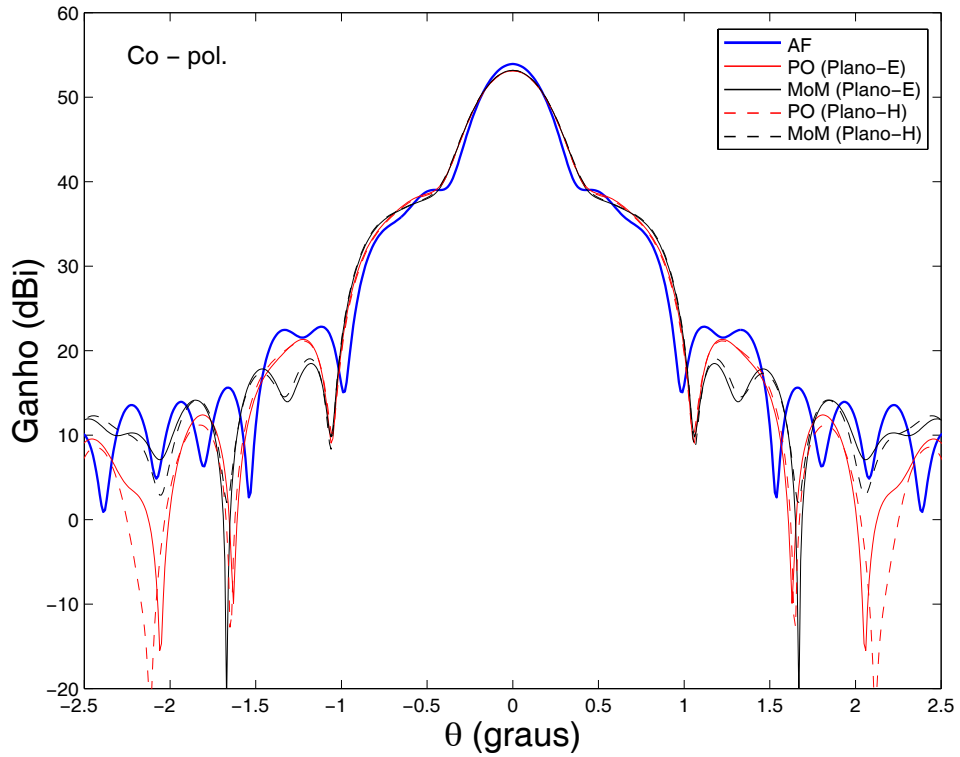


Figura 3.29: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5\lambda_o$: Planos E e H .

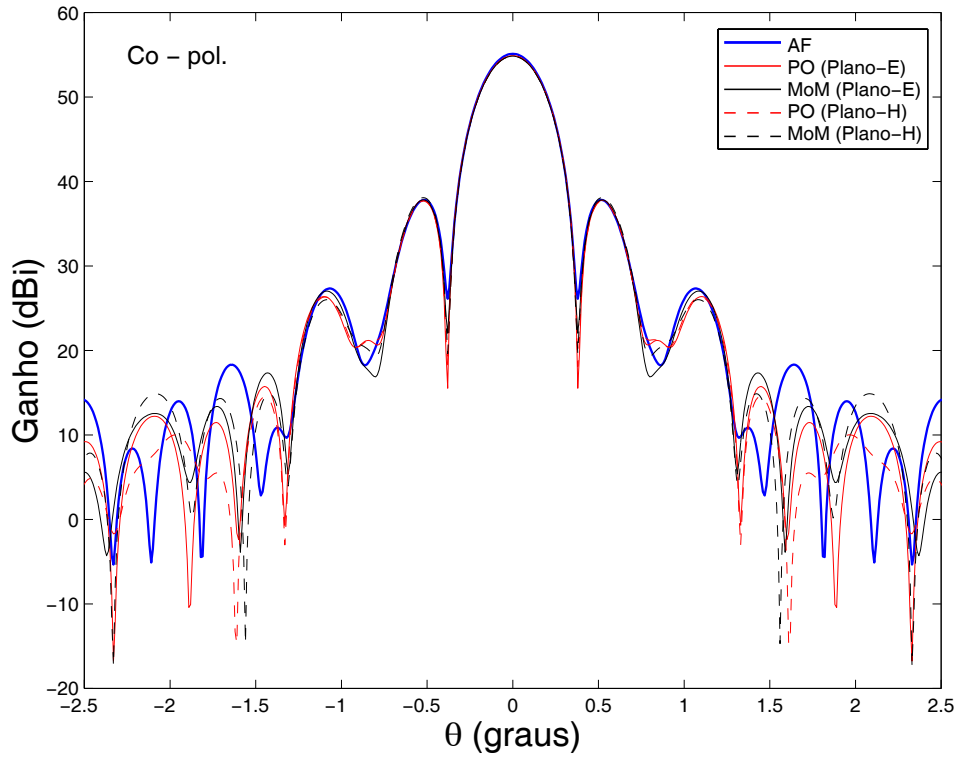


Figura 3.30: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H .

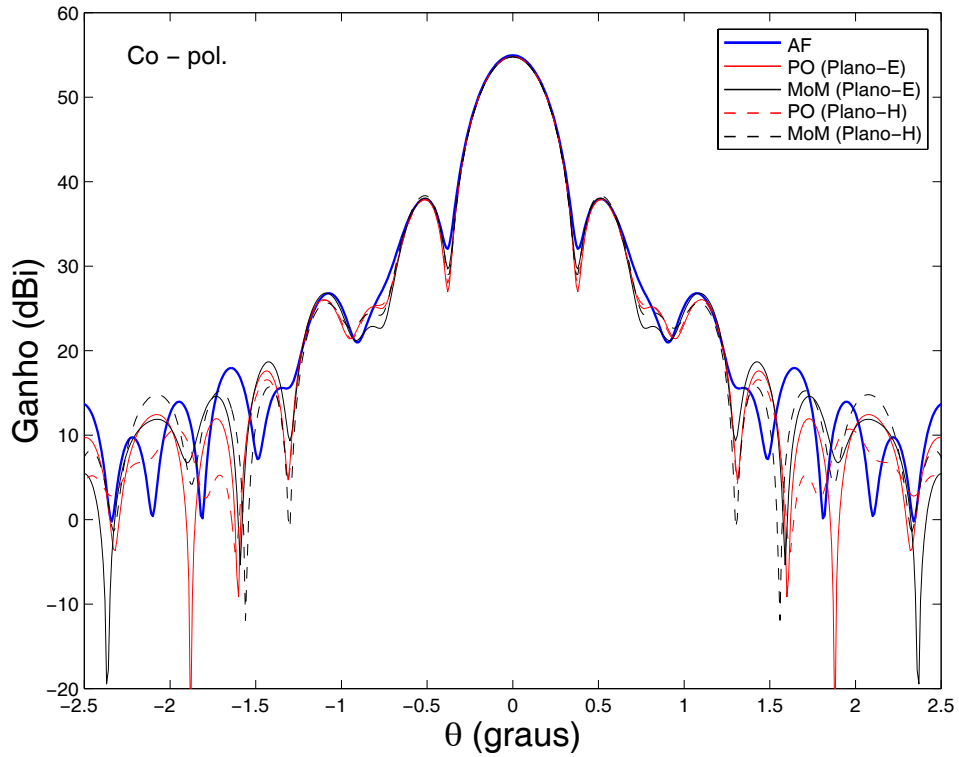


Figura 3.31: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H .

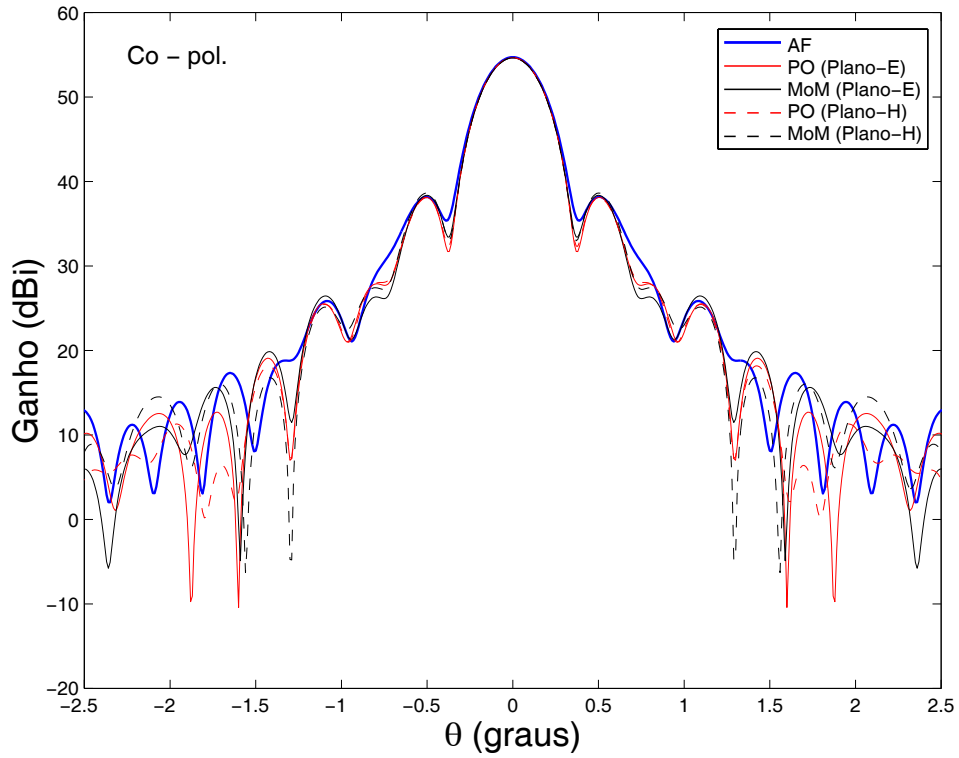


Figura 3.32: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H .

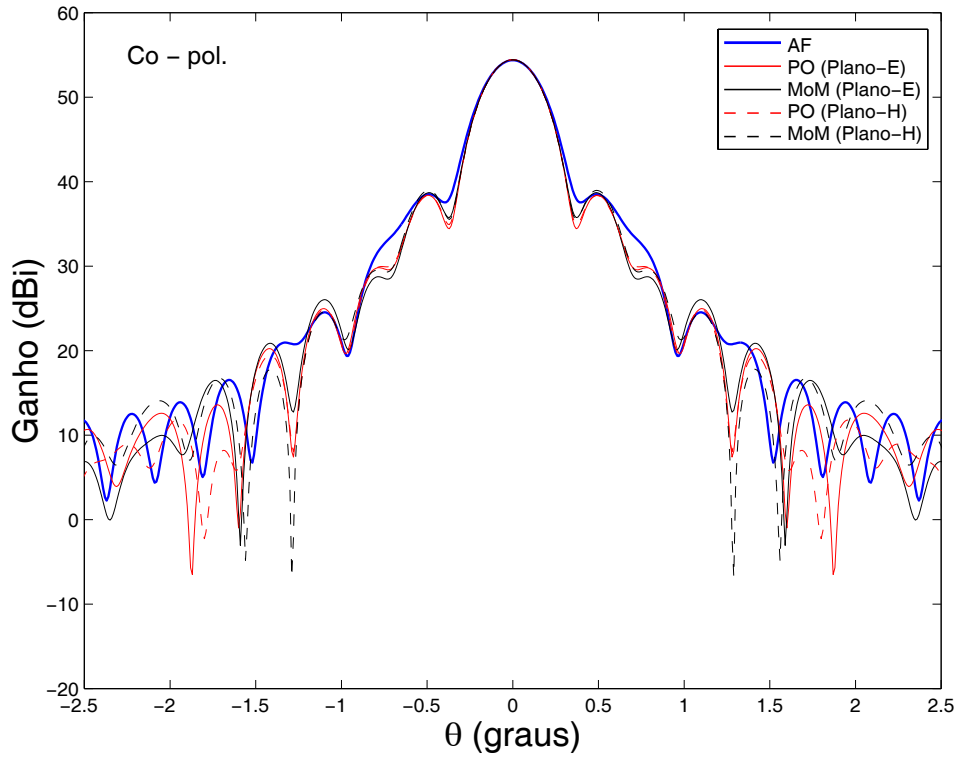


Figura 3.33: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H .

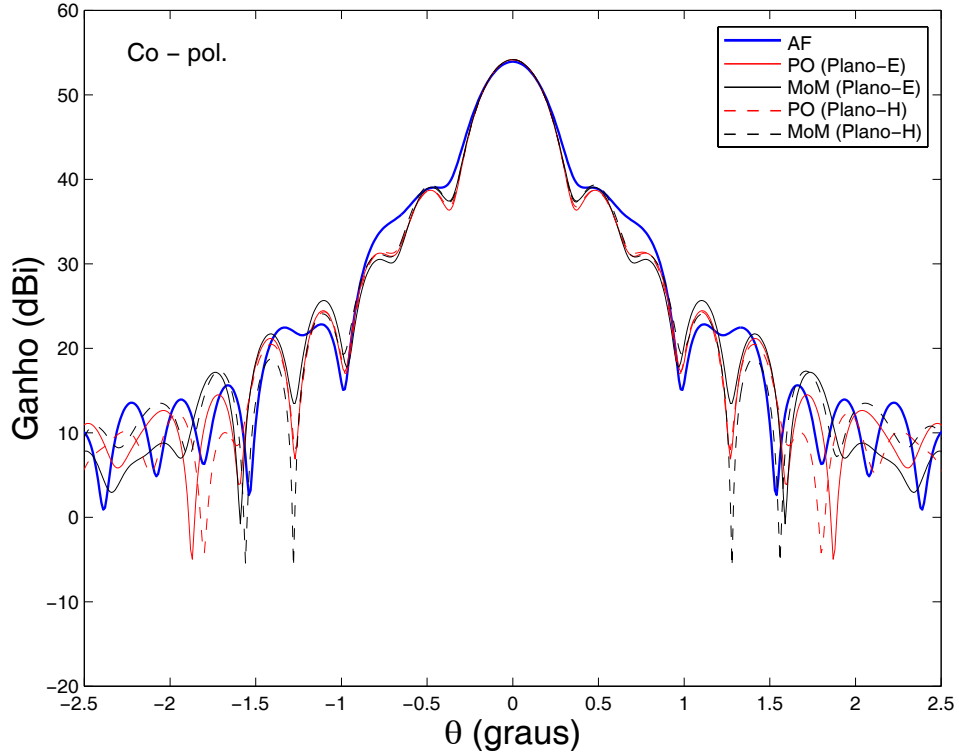


Figura 3.34: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H .

de 0,8 dB. Com essa assimetria, verifica-se que a posição ótima de z_o para ganho máximo está definida em algum ponto entre o foco primário e $z_o = -1 \lambda_o$.

A Tabela III.IV contém os valores de ganho máximo de cada diagrama apresentado nessa seção, juntamente com a eficiência total correspondente. As mesmas observações relativas às eficiências, calculadas e contidas nessa tabela, feitas na Seção 3.6.3, se aplicam. Com a variação do ganho máximo, evidenciada pela Fig. 3.35 e pela Tabela III.IV, verifica-se que a configuração ADG analisada é mais vulnerável às desfocalizações axiais do que a antena ADC examinada na seção anterior. Com base nas observações colocadas ao longo das Seções 3.2 e 3.3, pode-se admitir que a maior vulnerabilidade da antena ADG é atribuída provavelmente ao aumento do parâmetro θ_E . A queda relativa do ganho para um deslocamento de $5 \lambda_o$ do alimentador na geometria ADG atinge 2%, avaliado pelos resultados fornecidos pelo AF, enquanto que para a configuração ADC tal variação não supera 0,2%. Sabe-se, por estudos paramétricos, que antenas com geometrias diferentes e parâmetros de especificação idênticos apresentam desempenhos compatíveis [MOREIRA, 97]. Portanto, a diferença

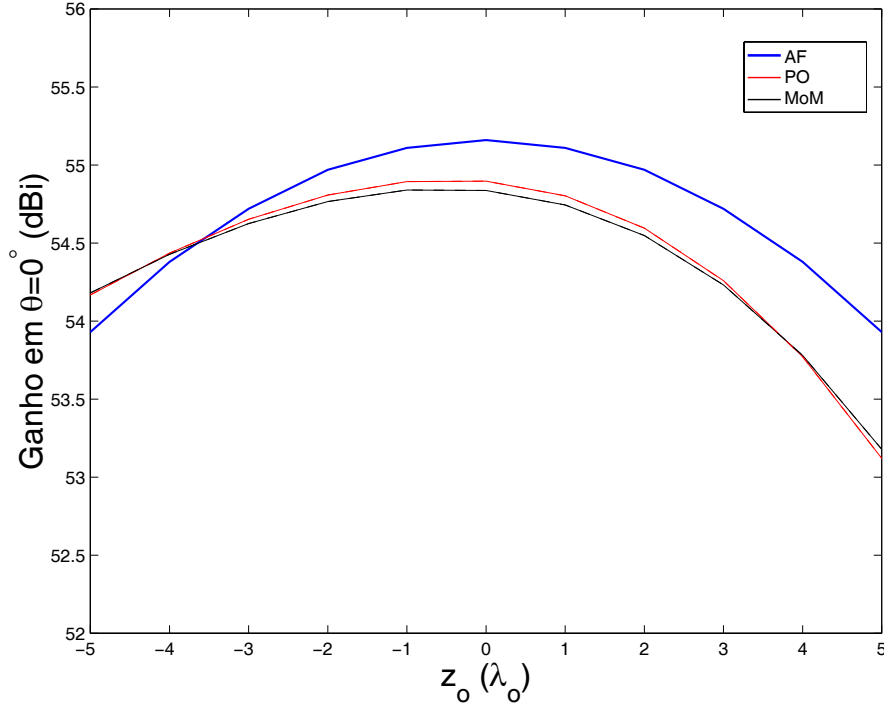


Figura 3.35: Variação do ganho da antena ADG em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o .

entre os valores do parâmetro θ_E , atribuídos a cada uma das geometrias influi bastante na performance do sistema frente aos deslocamentos axiais executados.

A Fig. 3.36 ilustra o comportamento do primeiro lóbulo secundário, onde o AF consegue prever níveis de potência para o mesmo, próximos àqueles calculados pela PO e o MoM, exceto para z_o maior que $4\lambda_o$. Nesse caso, observa-se que a PO e o MoM concordam entre si mas diferem do AF, o que pode ser explicado pela aglutinação desse lóbulo ao principal (Fig. 3.29), dificultando a sua identificação. A pequena diferença numérica nos resultados obtidos via AF, faz que esse lóbulo possa ainda ser identificado numa desfocalização de $5\lambda_o$, não acontecendo o mesmo com a PO e o MoM. Como era esperado, o nível de potência do lóbulo secundário aumenta, independentemente do tipo de desfocalização, prejudicando o desempenho da antena.

A variação da largura do lóbulo principal (HPBW) é um bom indicativo para determinar se a geometria é adequada para aplicações do tipo *Shaped-Beam*, sendo tanto melhor quanto maior for a influência sobre o diagrama para um dado deslocamento do alimentador [SILVER, 49], [COGDELL, 73]. A Tabela III.V resume essa variação provocada pelas desfocalizações axiais, onde uma sensibilidade da geometria é evidenciada, justificada possivelmente pelo alto valor do parâmetro θ_E . Da referida tabela, verifica-se

$z_o(\lambda_o)$	Ganho (dBi) / Eficiência (%)					
	AF		PO		MoM	
-5	53,93	62,6	54,17	66,1	54,18	66,3
-4	54,38	69,4	54,44	70,3	54,43	70,2
-3	54,72	75,1	54,65	73,9	54,63	73,5
-2	54,97	79,6	54,81	76,6	54,77	75,9
-1	55,11	82,2	54,89	78,2	54,84	77,2
0	55,16	83,1	54,90	78,2	54,84	77,2
1	55,11	82,2	54,80	76,5	54,74	75,5
2	54,97	79,6	54,60	73,0	54,55	72,2
3	54,72	75,1	54,26	67,5	54,23	67,1
4	54,38	69,4	53,77	60,4	53,78	60,5
5	53,93	62,6	53,12	51,9	53,18	52,7

Tabela III.IV: Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADG em função de z_o .

que a largura HPBW aumenta à medida que o alimentador se aproxima do sub-refletor, mas se mantém estável para desfocalizações negativas. Esse acréscimo na HPBW é acompanhado pelo decréscimo do ganho, reportado na Tabela III.IV, o que indica portanto uma migração da energia para os lóbulos secundários.

As Figs. 3.37 e 3.38 apresentam dois diagramas de radiação para os casos $z_o = 10 \lambda_o$ e $z_o = -10 \lambda_o$, respectivamente. Dessas figuras, constata-se uma ineficácia da formulação para a predição do ganho máximo da antena em situações de desfocalizações excessivas. O paralelismo entre os raios da GO, condição básica para se realizar as aproximações associadas ao tratamento escalar da formulação proposta, deixa de existir desde o momento em que o alimentador não mais se encontra no foco da antena. Para pequenas desfocalizações, esse paralelismo pode ainda ser admitido sem maiores problemas (Fig. 3.3). Entretanto, quando as desfocalizações alcançam magnitudes consideráveis, tal premissa não é mais válida e conseqüentemente a confiabilidade da estimativa por essa formulação é afetada. O achatamento do lóbulo principal é acompanhado pela progressiva união do primeiro lóbulo secundário àquele lóbulo, quando desfocalizações positivas são consideradas. Para desfocalizações negativas maiores que $5 \lambda_o$ (Fig. 3.38), o resultado fornecido pelo AF não é mais coerente com a PO e o MoM.

A seguir, perfis de distribuição da fase do campo na abertura da antena ADG examinada para os casos extremos analisados ($|z_o| = 5 \lambda_o$) são exibidos nas Figs. 3.39(a) e (b). Novamente, salienta-se que os valores de fase apresentados correspondem à sua

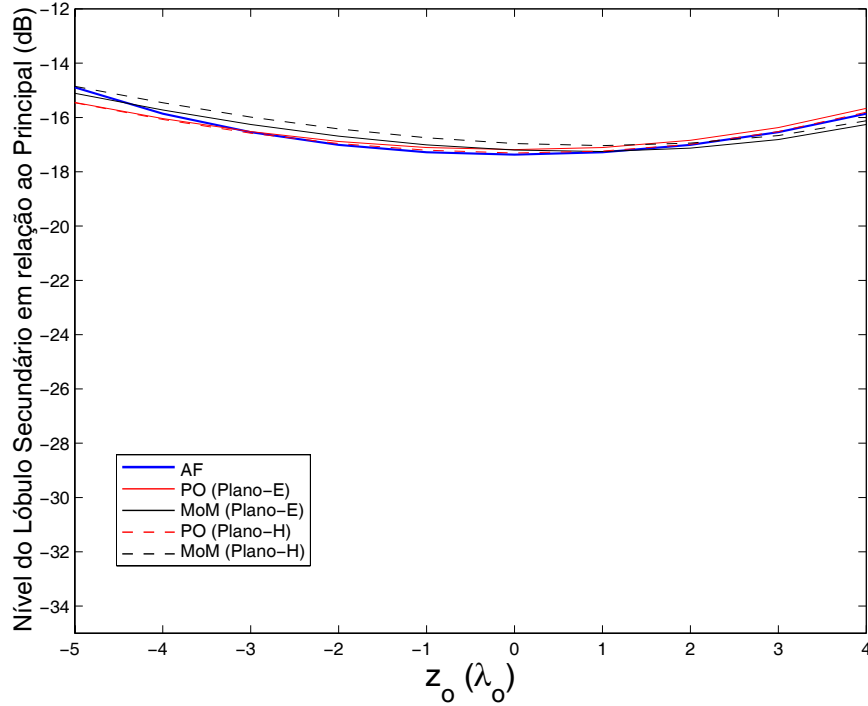


Figura 3.36: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADG em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H .

variação em relação à fase atribuída para o raio principal, determinado por cada um dos métodos. De maneira semelhante à antena ADC, as curvas equifásicas formam círculos concêntricos em torno do eixo de simetria da antena. Dadas em graus e presentes em toda a área da abertura, tais curvas esboçam um aumento contínuo da diferença de fase do centro para a periferia da abertura, como foi visto na ADC. Nota-se que o progressivo atraso [Fig. 3.39(a)] ou adiantamento [Fig. 3.39(b)] da fase é mais pronunciado quando comparado ao da geometria anterior analisada, o que comprova e justifica a maior queda no ganho observada para essa configuração específica ADG. A maior aproximação entre as curvas obtidas analiticamente e por meio da GO ocorre para a desfocalização negativa ($z_o = -5 \lambda_o$), por estar o centro de fase do alimentador mais afastado do sub-refletor.

HPBW (graus)											
$z_o(\lambda_o)$	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
AF	0,34	0,34	0,34	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,34	0,34	0,34
PO	0,32	0,32	0,32	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34	0,36	0,36	0,38
MoM	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,34	0,34	0,34	0,36	0,36	0,38

Tabela III.V: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADG analisada, em função de z_o .

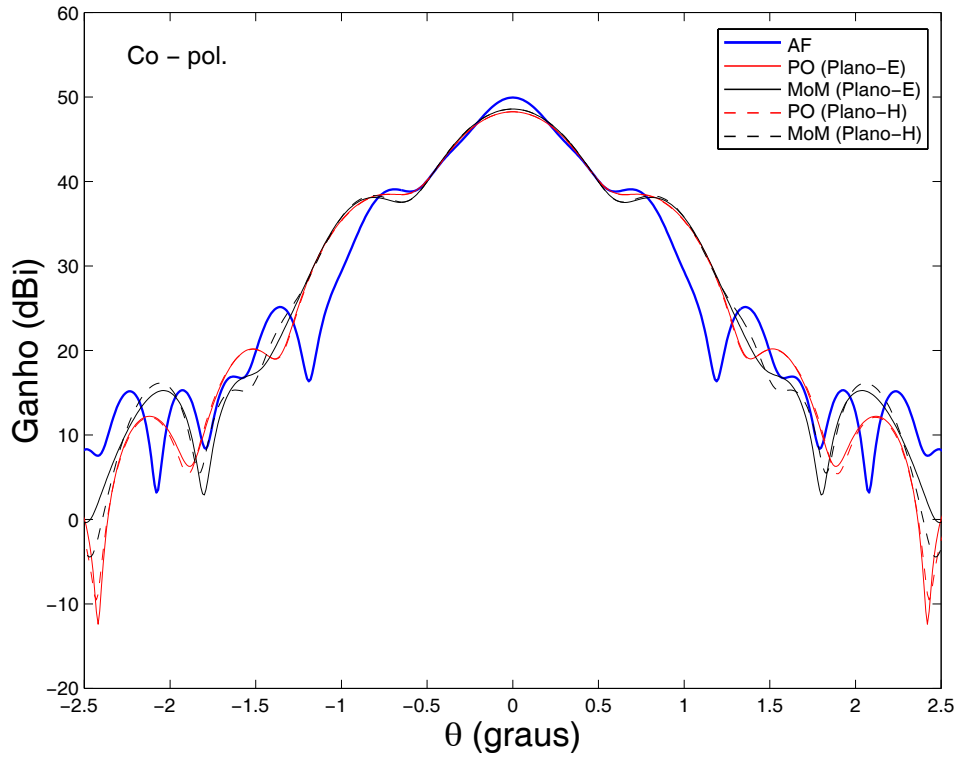


Figura 3.37: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H .

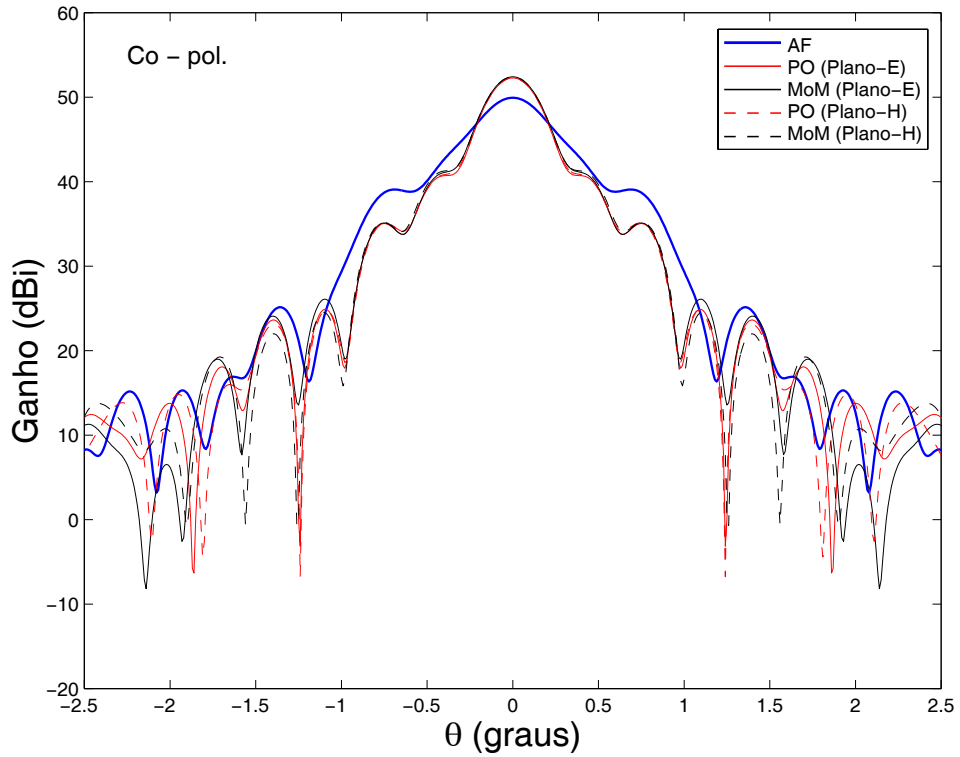
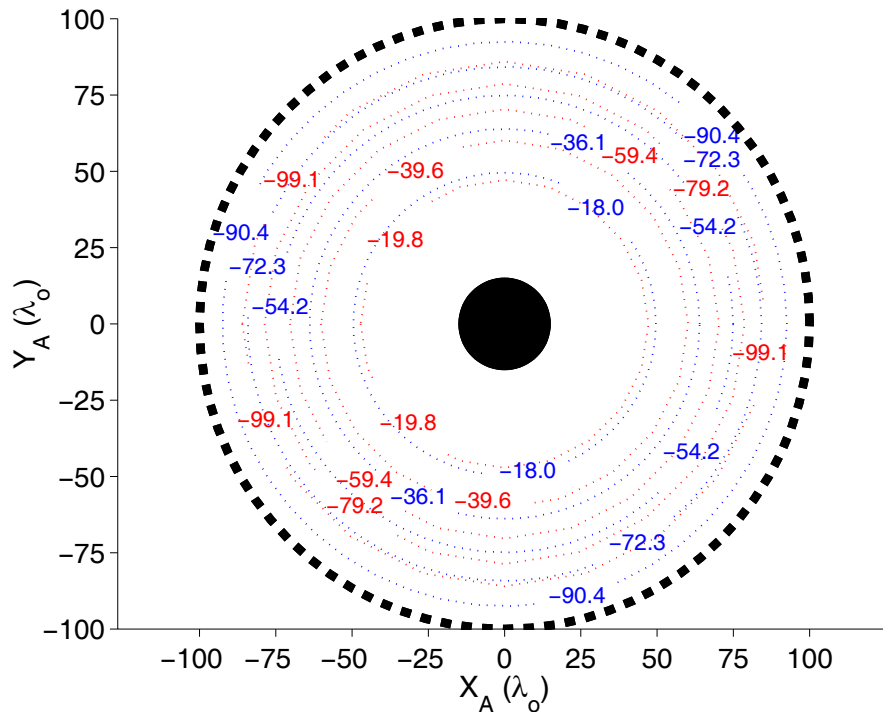
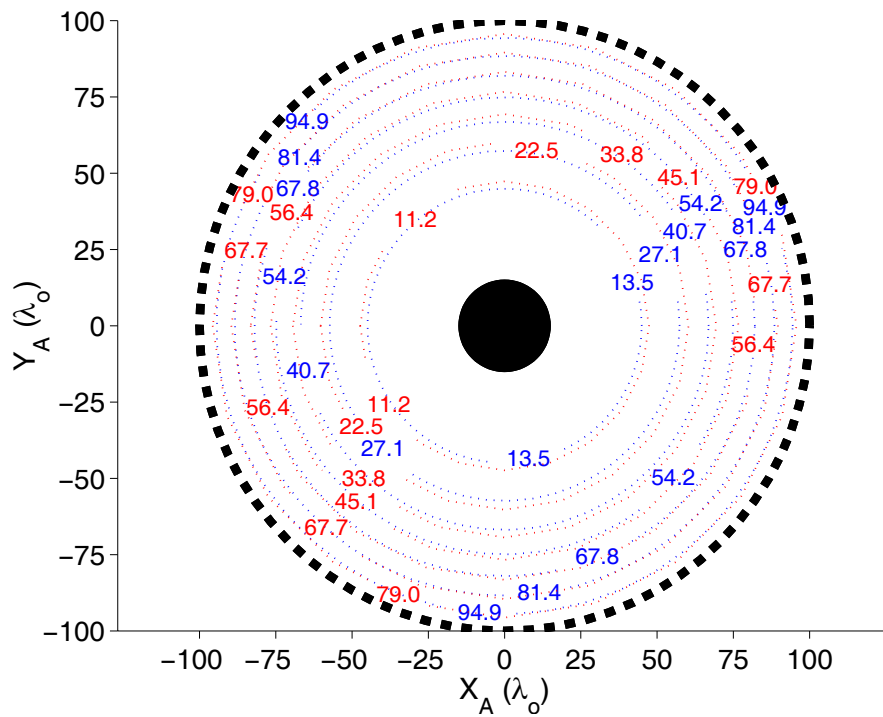


Figura 3.38: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H .



(a) Distribuição da fase na abertura para $z_o = 5 \lambda_o$ em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $z_o = -5 \lambda_o$ em graus.

Figura 3.39: Fase na abertura da antena ADG obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

3.6.3 Geometria ADE

Com os mesmos parâmetros da Tabela III.I, uma antena do tipo ADE é investigada na presente seção. Essa geometria, por ser uma das mais adequadas para a obtenção de configurações compactas, teve a distância entre o refletor principal e o sub-refletor ($L_o/2$) reduzida em relação à especificação das duas geometrias anteriores. A Figura 3.40 exhibe o seu aspecto, onde os parâmetros mais relevantes são destacados. Como antes, o refletor principal é estendido até o eixo de simetria da antena. Seus diagramas de campo distante para as mesmas desfocalizações axiais realizadas nas geometrias ADC e ADG são mostrados pelas Figs. 3.41 – 3.51.

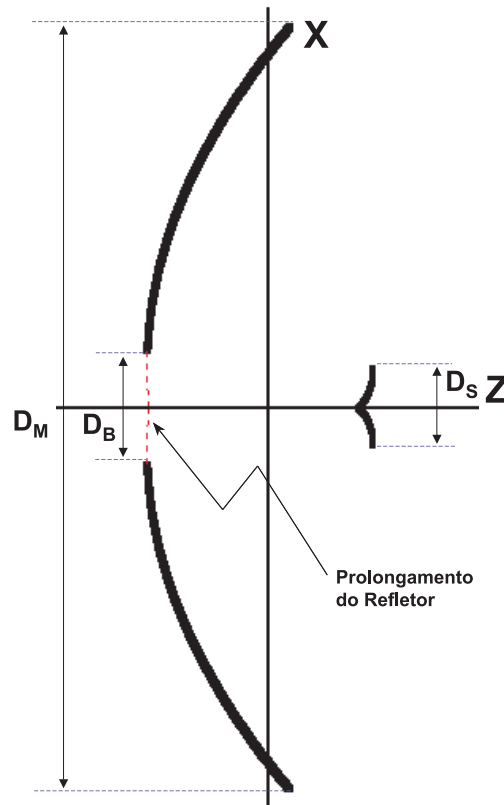


Figura 3.40: Geometria ADE analisada (em escala).

Pelos onze diagramas de radiação apresentados, observa-se que a formulação exhibe uma boa concordância com o MoM, podendo essa coerência alcançar o terceiro lóbulo secundário em certos casos ($|z_o| < 2\lambda_o$). A variação do ganho máximo da antena é exibida pela Fig. 3.52. Ao se comparar tal gráfico com os correspondentes da geometria ADC (Fig. 3.18) e ADG (Fig. 3.35), percebe-se que o comportamento do ganho com a

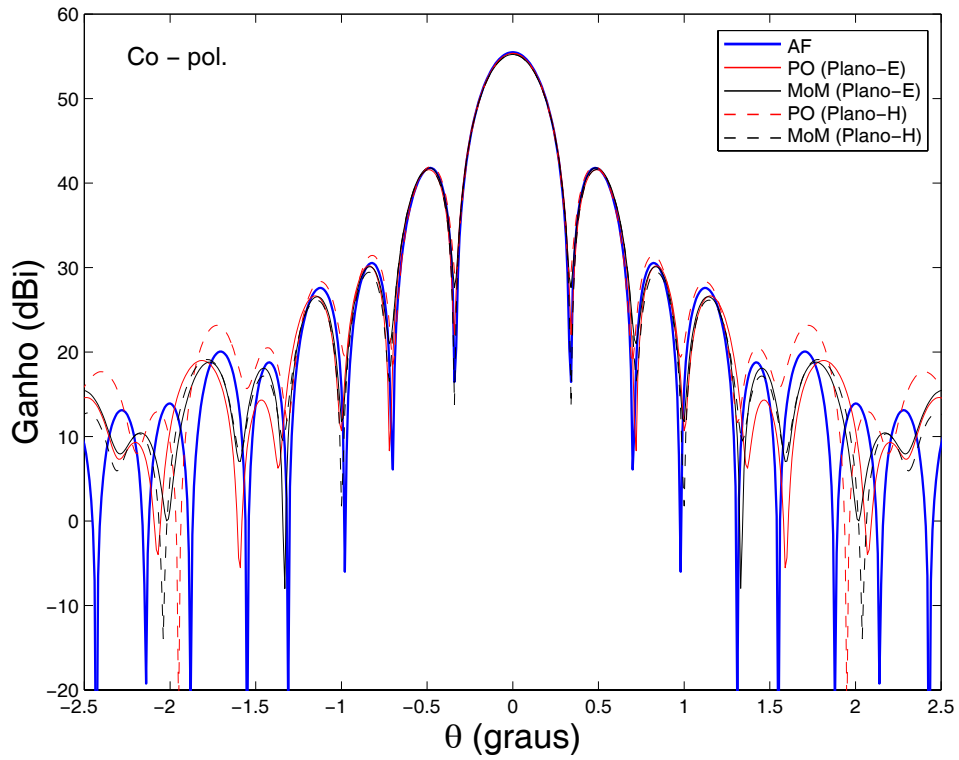


Figura 3.41: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H .

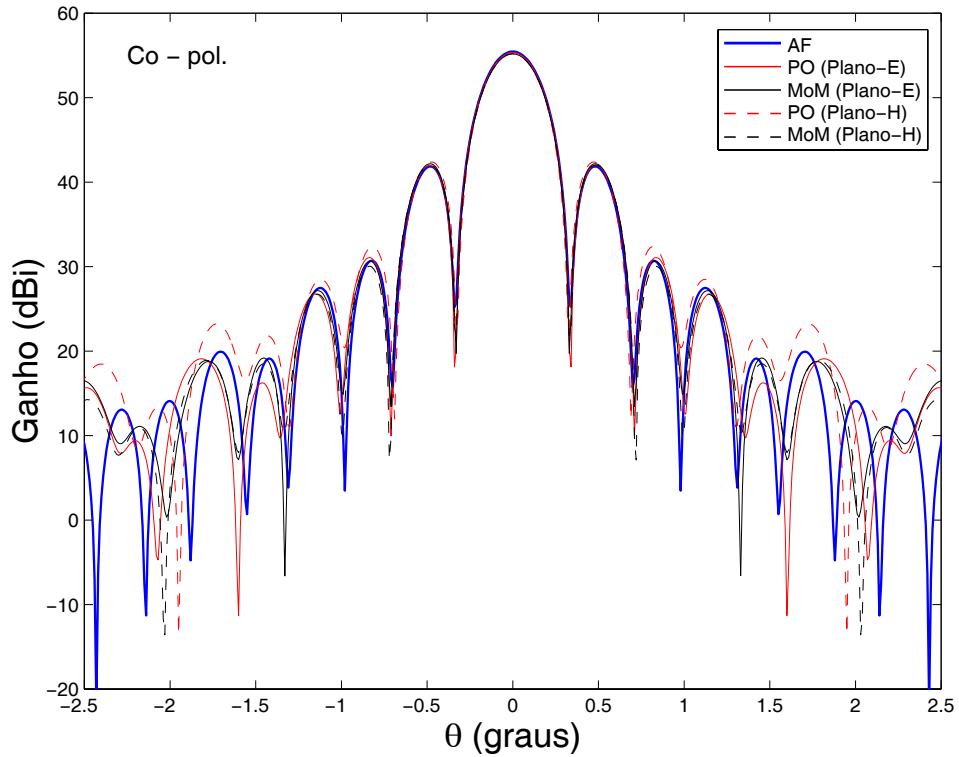


Figura 3.42: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H .

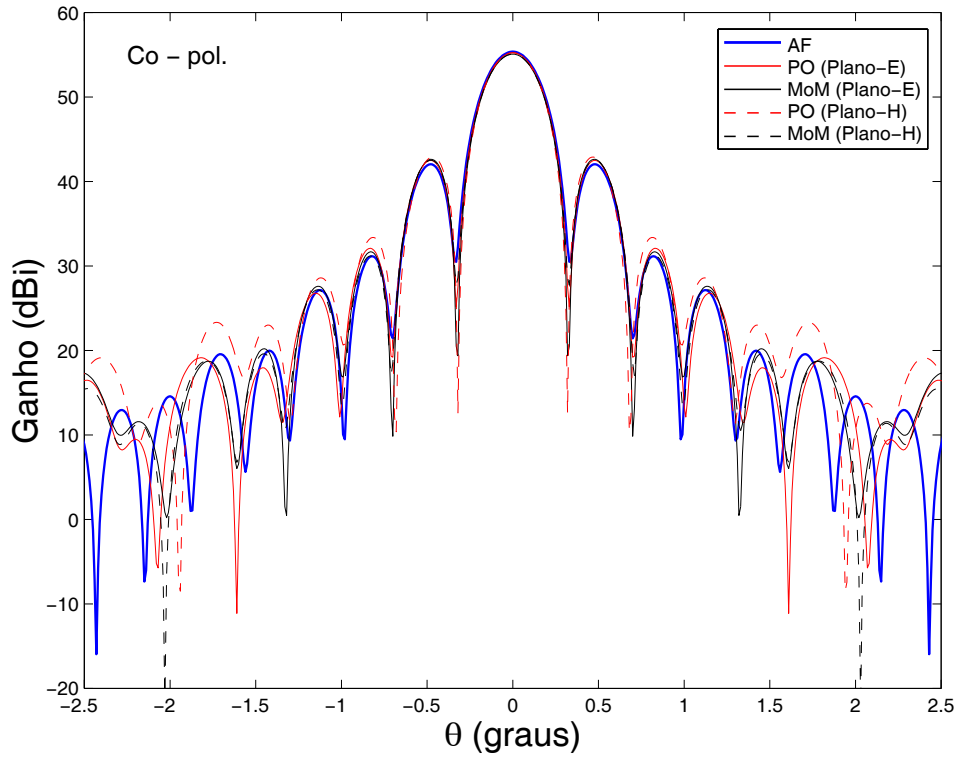


Figura 3.43: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2\lambda_o$: Planos E e H .

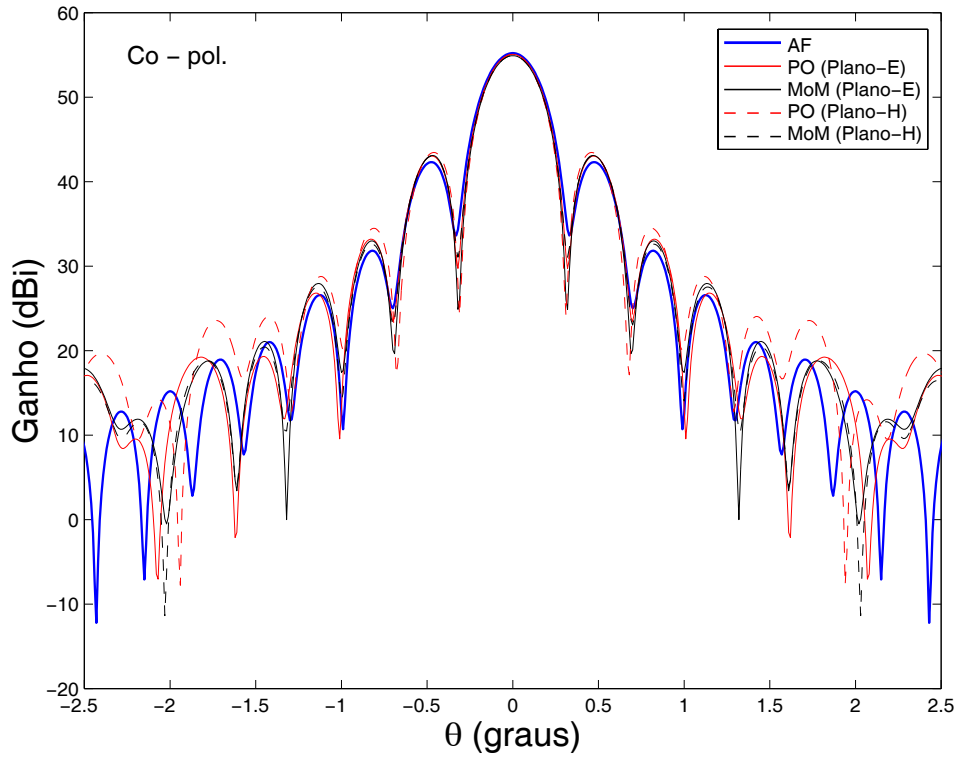


Figura 3.44: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3\lambda_o$: Planos E e H .

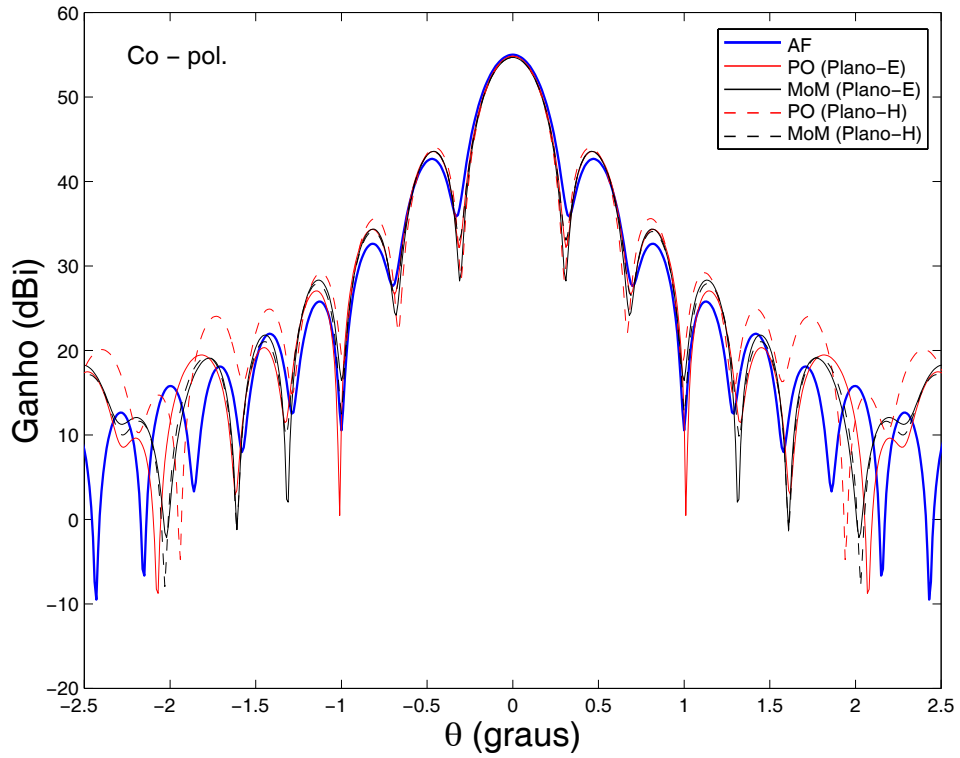


Figura 3.45: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4 \lambda_o$: Planos E e H .

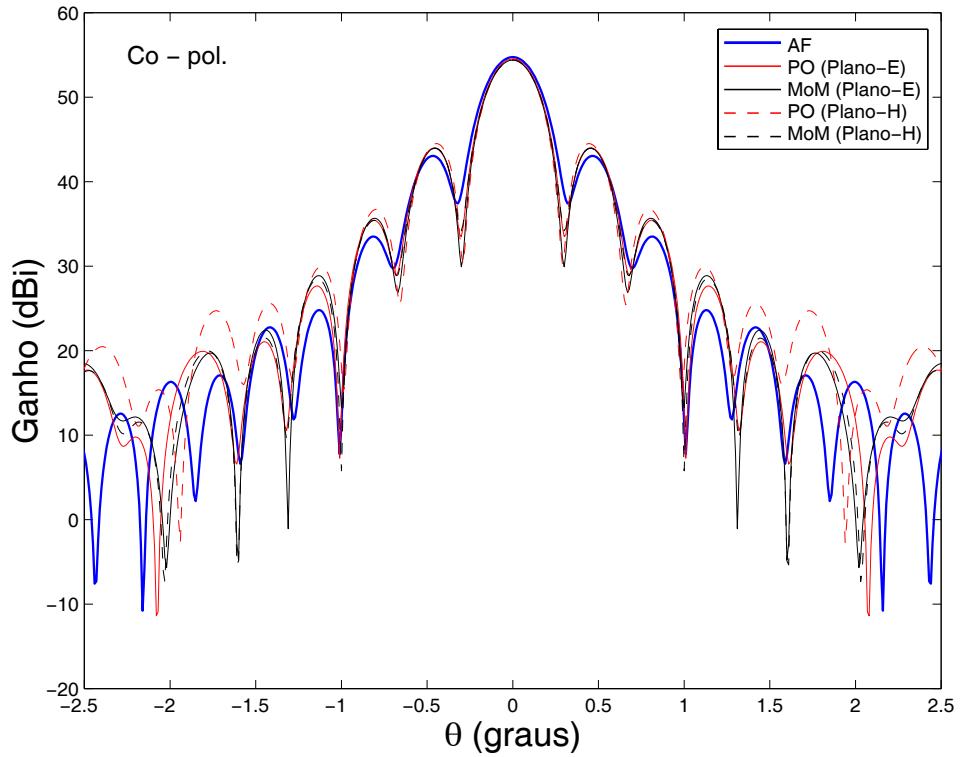


Figura 3.46: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5 \lambda_o$: Planos E e H .

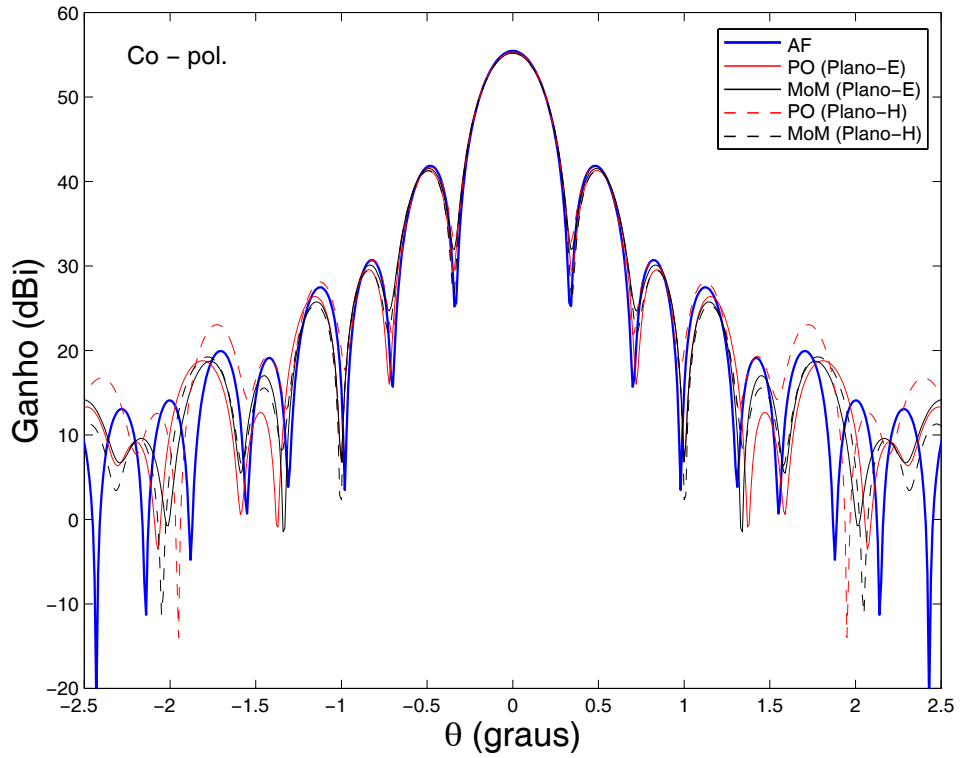


Figura 3.47: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H .

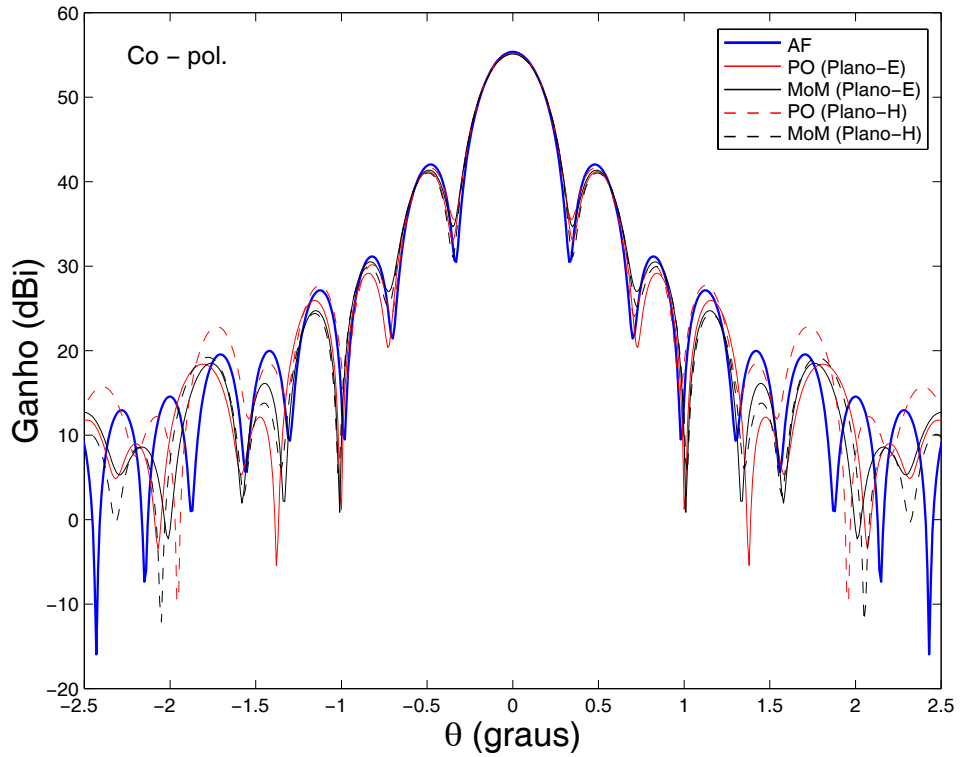


Figura 3.48: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H .

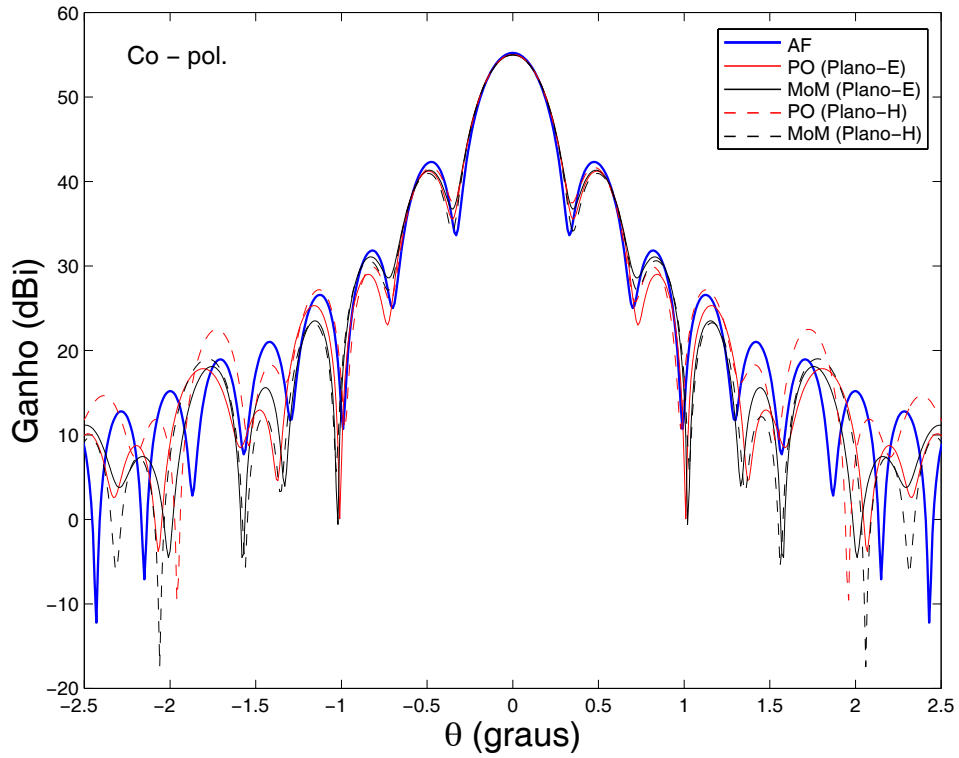


Figura 3.49: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3\lambda_o$: Planos E e H .

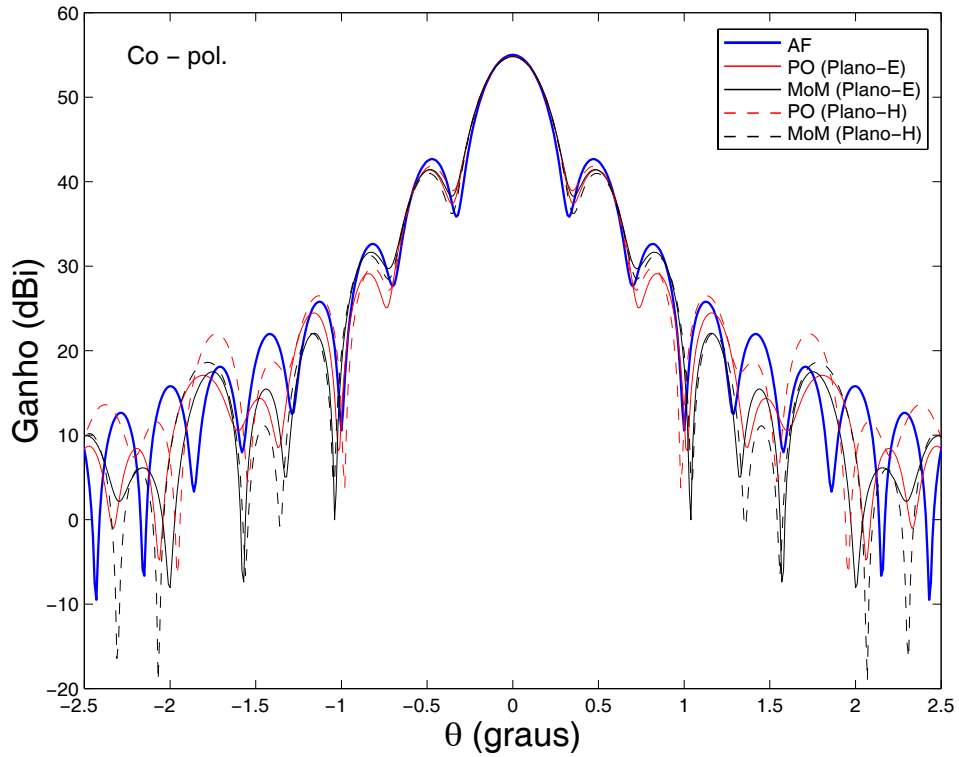


Figura 3.50: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4\lambda_o$: Planos E e H .

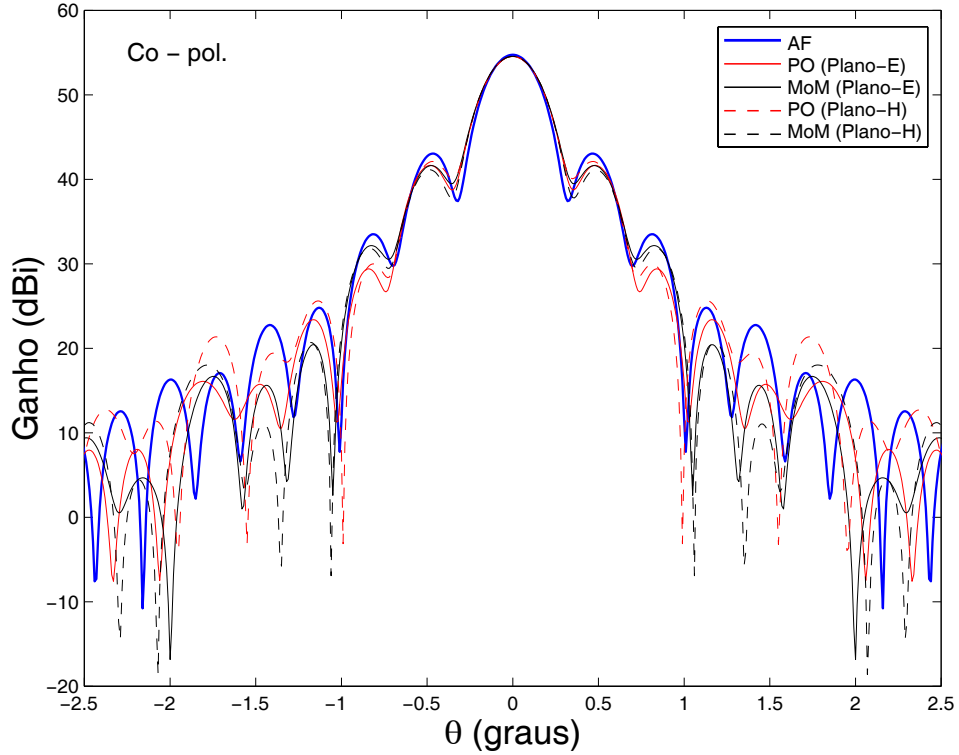


Figura 3.51: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H .

desfocalização na antena ADE possui características comuns a ambos. Primeiramente, a assimetria das curvas relativas à PO e ao MoM se assemelha àquela obtida para a antena ADG, atingindo uma discrepância máxima entre o AF e o MoM de 0,3 dB para $z_o = 5 \lambda_o$. Entretanto, a posição de máximo ganho dessas curvas se localiza num intervalo de z_o entre 0 (foco primário) e $1 \lambda_o$, fato esse visto na geometria ADC.

A Tabela III.VI apresenta a variação do ganho máximo da antena ADE para um deslocamento do centro de fase do alimentador ao longo do eixo de simetria da mesma, juntamente com as respectivas eficiências totais. Novamente, a área utilizada para o cálculo dessas eficiências assume uma abertura, com diâmetro do refletor principal, completamente iluminada pelo campo proveniente desse refletor, apesar da não existência de bloqueio do sub-refletor, segundo a GO, ser admitida somente para o caso em que o alimentador se encontre posicionado no foco do sistema refletor. Pelos valores apresentados na Tabela III.VI, observa-se uma antena capaz de alcançar níveis de ganhos superiores àqueles alcançados pelas duas geometrias anteriores (ADC e ADG), sendo mantida uma taxa de queda na eficiência da antena, com o deslocamento z_o , não superior

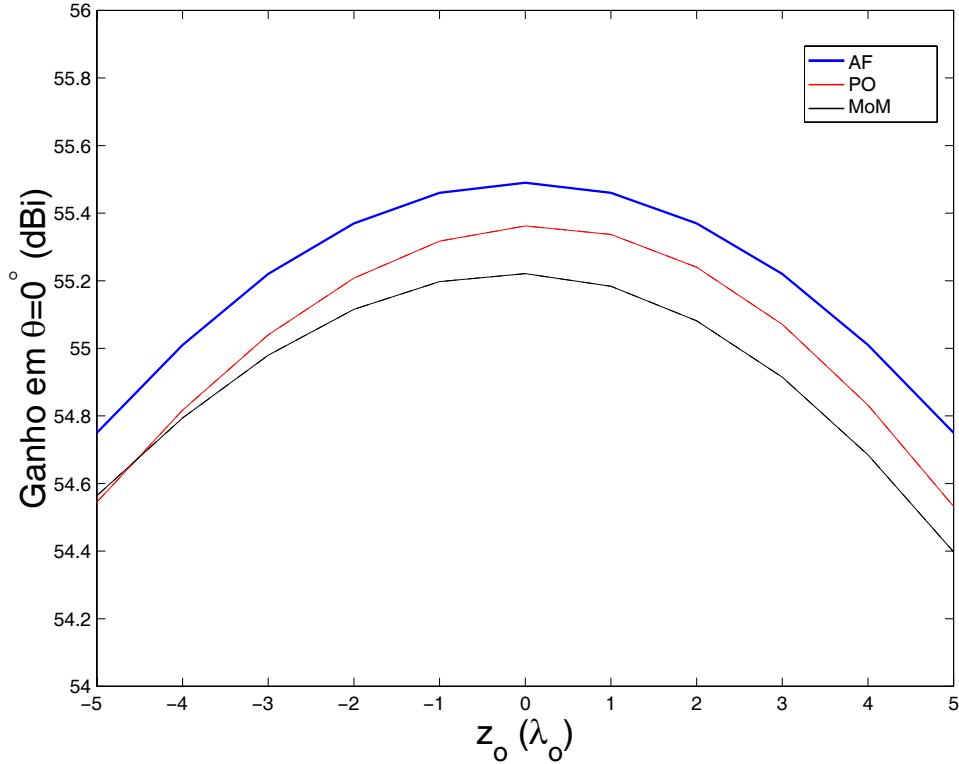


Figura 3.52: Variação do ganho da antena ADE em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o .

às demais configurações.

A Fig. 3.53 retrata um comportamento do primeiro lóbulo secundário bastante semelhante àquele exibido pela geometria ADG. Na faixa de variação admitida para z_o , a diferença de potência entre lóbulo principal e o lóbulo em questão se reduz com um deslocamento do alimentador em direção ao sub-refletor.

A Tabela III.VII resume a variação da HPBW, provocada pelas desfocalizações realizadas. Com uma tendência oposta à verificada para a antena ADG, desfocalizações visando a aproximação do alimentador ao sub-refletor promovem a redução da largura do lóbulo principal. Já para deslocamentos no sentido contrário, a PO e o MoM indicam um provável aumento da HPBW, menor do que aquele detectado para a desfocalização positiva, enquanto o AF acusa uma estabilidade desse mesmo índice.

Dois diagramas são apresentados pelas Figs. 3.54 e 3.55 para desfocalizações excessivas ($|z_o| = 10 \lambda_o$) com o propósito de serem visualizados acréscimos na discrepância entre os resultados fornecidos pelo AF em relação à PO e ao MoM. Mesmo com tais deslocamentos, a formulação produz resultados mais condizentes do que aqueles encontrados para as geometrias ADC e ADG. Apesar da distância entre os refletores ser

$z_o(\lambda_o)$	Ganho (dBi) / Eficiência (%)					
	AF		PO		MoM	
-5	54,75	75,6	54,55	72,1	54,56	72,4
-4	55,01	80,3	54,82	76,8	54,79	76,4
-3	55,22	84,3	55,04	80,8	54,98	79,7
-2	55,37	87,2	55,21	84,0	55,12	82,3
-1	55,46	89,1	55,32	86,2	55,20	83,8
0	55,49	89,7	55,36	87,1	55,22	84,3
1	55,46	89,1	55,34	86,6	55,18	83,6
2	55,37	87,2	55,24	84,7	55,08	81,6
3	55,22	84,3	55,07	81,4	54,91	78,5
4	55,01	80,3	54,83	77,1	54,68	74,5
5	54,75	75,6	54,53	71,9	54,40	69,7

Tabela III.VI: Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADE em função de z_o .

reduzida em relação à especificada para as duas antenas analisadas anteriormente, o AF ainda exibe curvas qualitativamente úteis à análise do comportamento da antena. A estimativa de ganho para o lóbulo principal, dada pelo AF, difere de menos de 0,3 dB para os demais métodos. A redução da HPBW para desfocalizações positivas cada vez maiores é confirmada pelo valor retirado da Fig. 3.54 ($0,26^\circ$). Das Figs. 3.54 e 3.55, fica constatado que o envelope associado ao diagrama obtido pelo AF concorda melhor com a PO e o MoM na situação em que o centro de fase é deslocado em direção ao vértice do sub-refletor ($z_o = 10 \lambda_o$). Nessas duas figuras, o lóbulo principal e os dois primeiros lóbulos secundários permanecem diferenciados, ou seja, são facilmente identificados, pois não ocorre ainda nenhum tipo de aglutinação entre os mesmos.

As Figs. 3.56(a) e (b) exemplificam a distribuição da fase do campo na abertura da antena para os casos em que $|z_o| = 5 \lambda_o$. Mais uma vez, frisa-se que os valores, dados em graus, retratam na verdade a variação da fase relativa àquela determinada para os respectivos raios principais de cada método. Quando comparada às distribuições geradas pelas geometrias ADC e ADG, observa-se que o perfil apresentado pela ADE exibe uma variação relativa da fase inversa, ou seja, o atraso [Fig. 3.56(a)] ou adiantamento [Fig. 3.56(b)] em relação à referência adotada é crescente da periferia para o centro da abertura, o que é justificado pela reversão dos raios ocorrida entre o sub-refletor e o refletor principal.

Em seguida, são mostrados os efeitos causados por uma redução do ângulo de borda

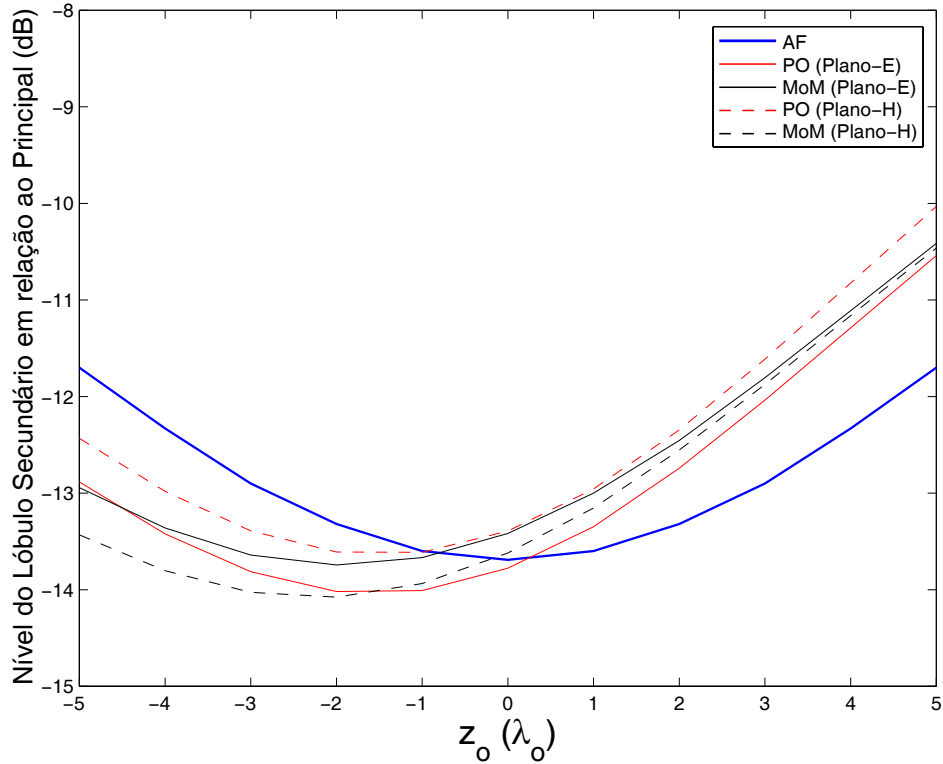


Figura 3.53: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADE em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H .

(θ_E) no desempenho de uma antena do tipo ADE, conforme mencionado na Seção 3.3. Tal redução é acompanhada por um aumento adequado da diretividade do alimentador, mantendo-se constante a atenuação de borda de 11,5 dB sobre o sub-refletor, uma vez que o mesmo estará mais afastado do sub-refletor e, portanto, uma parcela maior de energia radiada pelo alimentador poderá estar sendo perdida por transbordamento. A geometria escolhida se encontra especificada pelos parâmetros constantes na Tabela III.I. O valor de θ_E é o único parâmetro alterado, e o expoente RCF corrigido de forma a se ter a atenuação de borda em torno de 11,5 dB no sub-refletor. Os resultados obtidos pelo AF são apresentados pela Fig. 3.57, onde se observa uma queda relativa da eficiência com a

HPBW (graus)											
$z_o(\lambda_o)$	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
AF	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,28	0,28
PO	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,28
MoM	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,28

Tabela III.VII: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADE analisada em função de z_o .

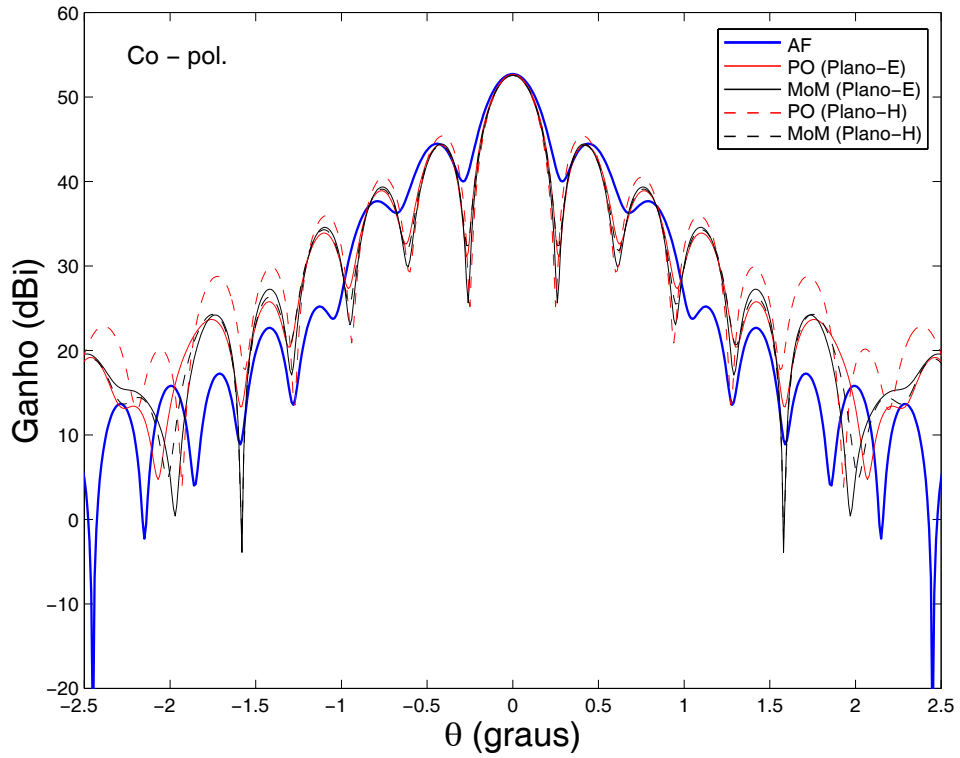


Figura 3.54: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H .

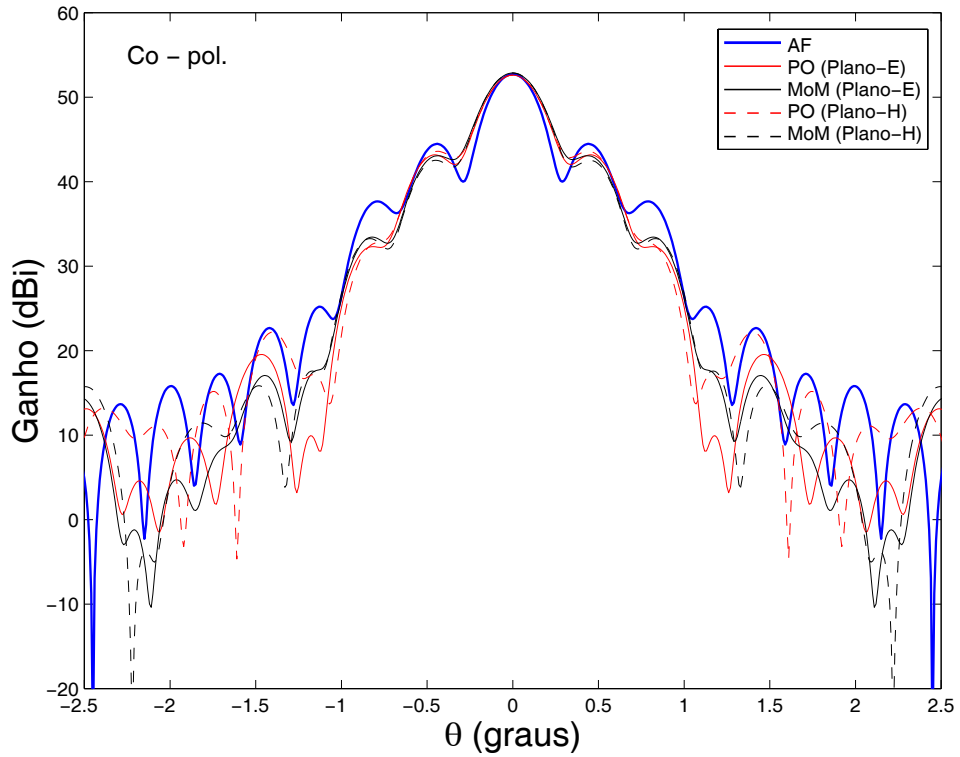
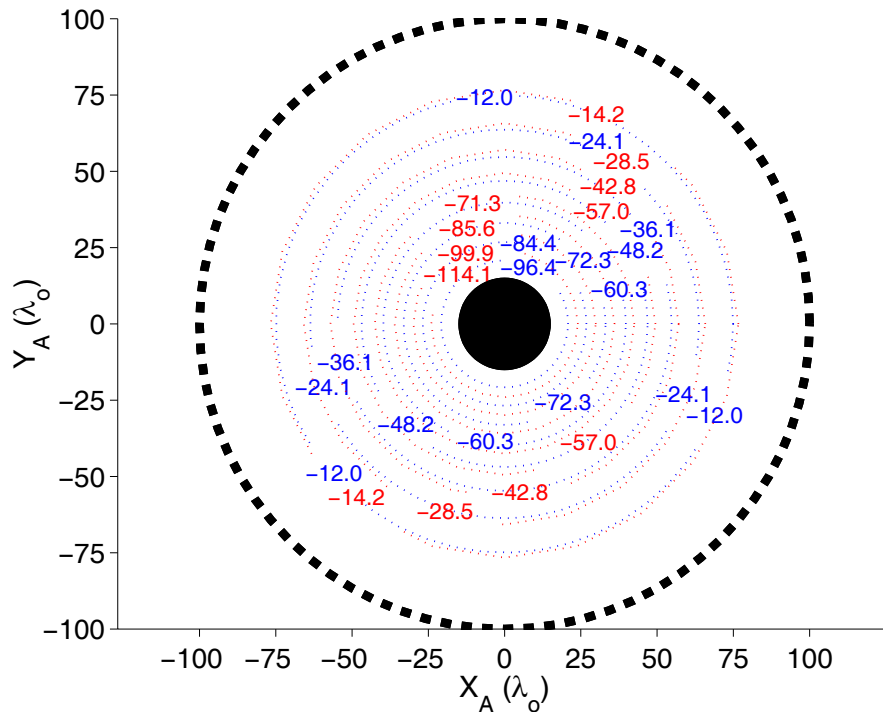
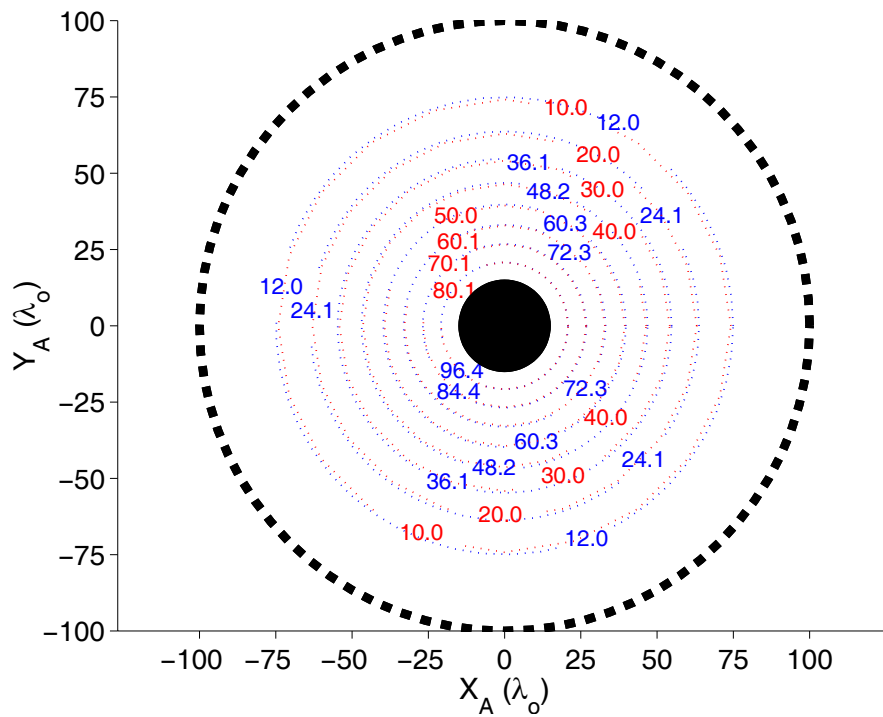


Figura 3.55: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H .



(a) Distribuição da fase na abertura para $z_o = 5 \lambda_o$ em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $z_o = -5 \lambda_o$ em graus.

Figura 3.56: Fase na abertura da antena ADE obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

desfocalização axial mais pronunciada para valores altos de θ_E . Alternativamente, um aumento da razão L_o/D_M , como apresentado em [MOREIRA, 99], pode ser feito para tornar a queda da eficiência mais suave, porém os resultados práticos positivos são bem inferiores (Fig. 3.58). As Tabelas III.VIII e III.IX confirmam que a condição $e^2 \rightarrow 1$, discutida na Seção 3.3, está implícita em ambos os procedimentos sugeridos, favorecendo a obtenção de geometrias menos sujeitas às aberrações criadas por desfocalizações axiais. Pelos valores de θ_E e L_o experimentados, observa-se que uma geometria ADE adequada é obtida ao se determinar um θ_E não superior a 20° e um L_o não inferior a aproximadamente $1/4$ do diâmetro do refletor principal ($0,25 D_M$). Obviamente, a redução do parâmetro θ_E exige alimentadores mais diretivos para que a eficiência de transbordamento (ϵ_S) permaneça aceitável. Além disso, por [MOREIRA, 01], sabe-se que diâmetros típicos usados para o sub-refletor (D_S) correspondem a aproximadamente 10% do D_M especificado.

Ecentricidade					
$\theta_E(\text{graus})$	40	30	20	15	10
e	0,6417	0,6505	0,7056	0,7542	0,8185
e^2	0,4118	0,4231	0,4978	0,5688	0,6699

Tabela III.VIII: Variação da ecentricidade da geratriz do sub-refletor na geometria ADE em função do parâmetro θ_E .

Razão L_o/D_M					
$L_o(\lambda_o)$	200	150	120	80	40
$D_M(\lambda_o)$	200	200	200	200	200
e	0,5335	0,6359	0,7056	0,8098	0,9285
e^2	0,2846	0,4044	0,4978	0,6558	0,8621

Tabela III.IX: Variação da ecentricidade da geratriz do sub-refletor na geometria ADE em função da razão L_o/D_M .

Resumidamente, pode-se afirmar que a minimização das aberrações é de grande valia para o desempenho de uma antena, pois confere a ela um comportamento mais linear, essencial à operação numa faixa de frequências.

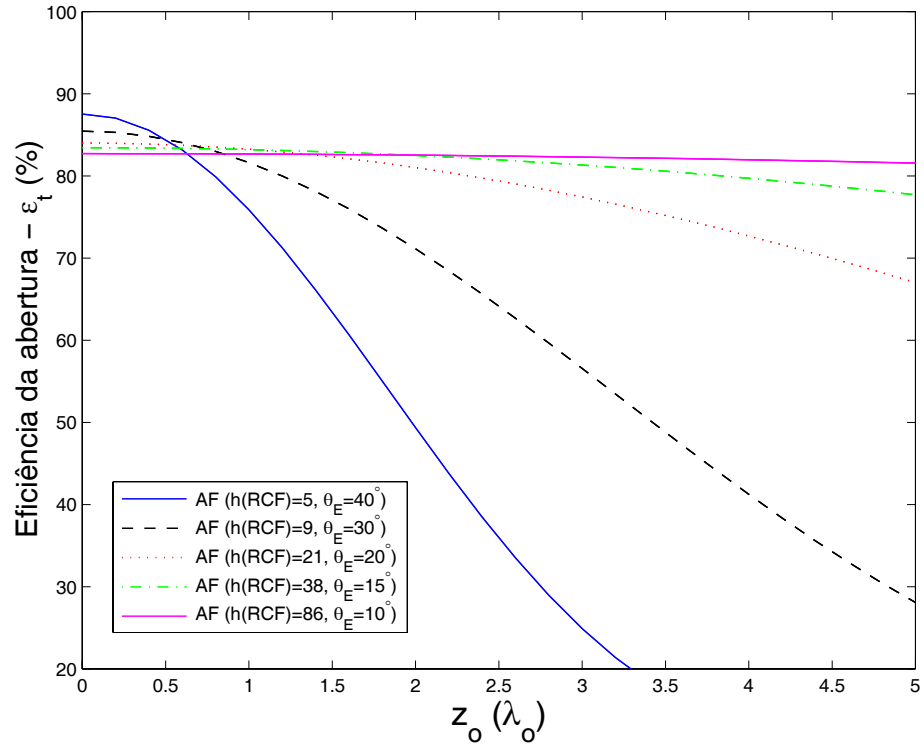


Figura 3.57: Curvas de ganho da antena ADE, em função de z_o , gerados pelo AF para diferentes valores de θ_E .

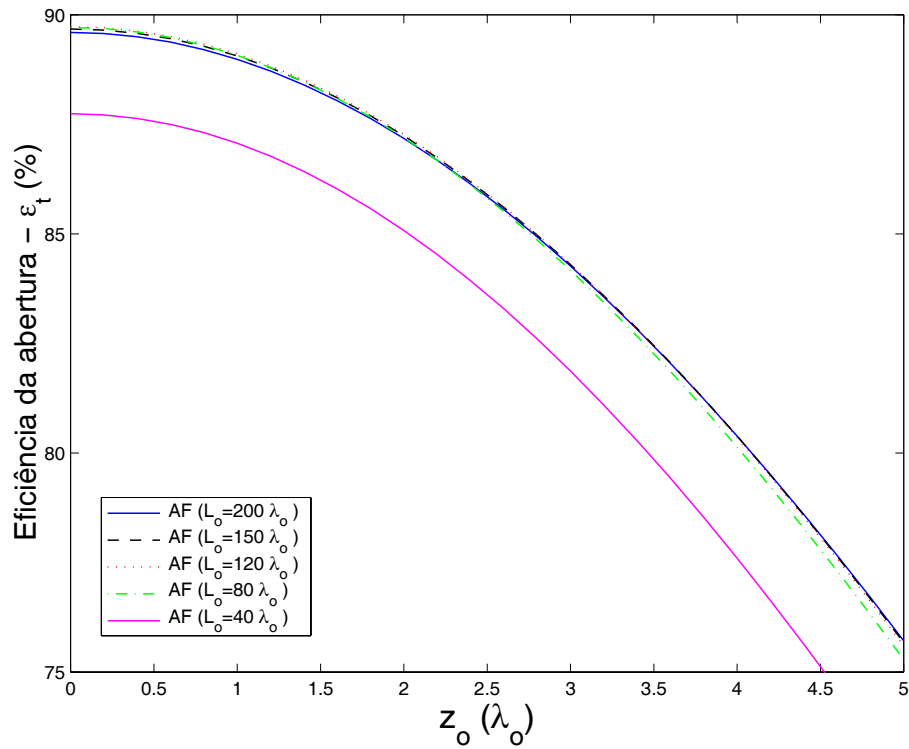


Figura 3.58: Curvas de ganho da antena ADE, em função de z_o , gerados pelo AF para diferentes valores de L_o .

3.6.4 Geometria ADH

Os diagramas de campo distante, exibidos no decorrer dessa seção, agregam informações relativas à antena do tipo ADH, particularizada pelos parâmetros presentes na Tabela III.I. A Fig. 3.59 esboça o perfil da antena criada a partir de tais parâmetros. Como feito para as geometrias já analisadas, uma extensão da superfície refletora principal foi implementada para a análise desenvolvida. Ao final dessa seção, ficará evidente que o comportamento das quatro geometrias, diante das desfocalizações axiais, em muitos aspectos se assemelha. Para as desfocalizações pertencentes ao domínio $z_o \in [-5\lambda_o, 5\lambda_o]$, os diagramas resultantes são mostrados pelas Figs 3.60 – 3.70.

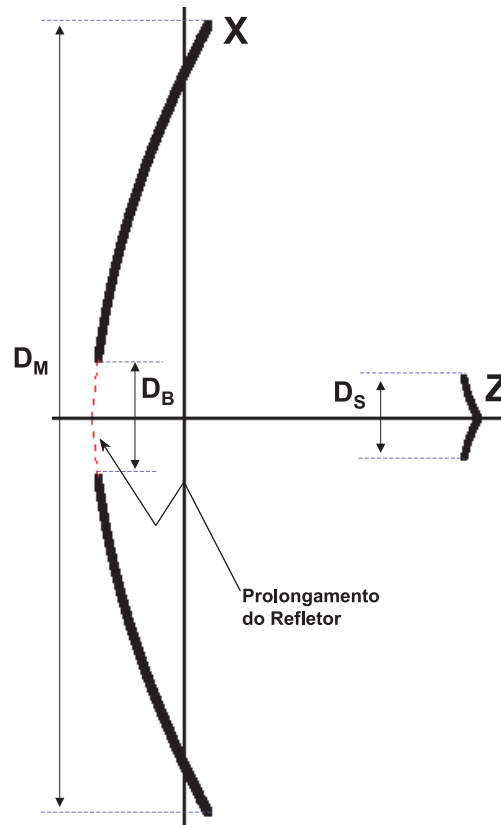


Figura 3.59: Geometria ADH analisada (em escala).

A Fig. 3.71 mostra um comportamento quase linear do ganho máximo da antena para o conjunto de desfocalizações admitido. Resultados obtidos com o AF indicam uma variação inferior a 0,05 dB, enquanto o MoM apresenta uma diferença máxima de 0,45 dB entre os casos de desfocalização extrema usados ($|z_o| = 5\lambda_o$). Pelas curvas presentes na Fig. 3.71, conclui-se que o ganho máximo da antena, dado o modelo RCF

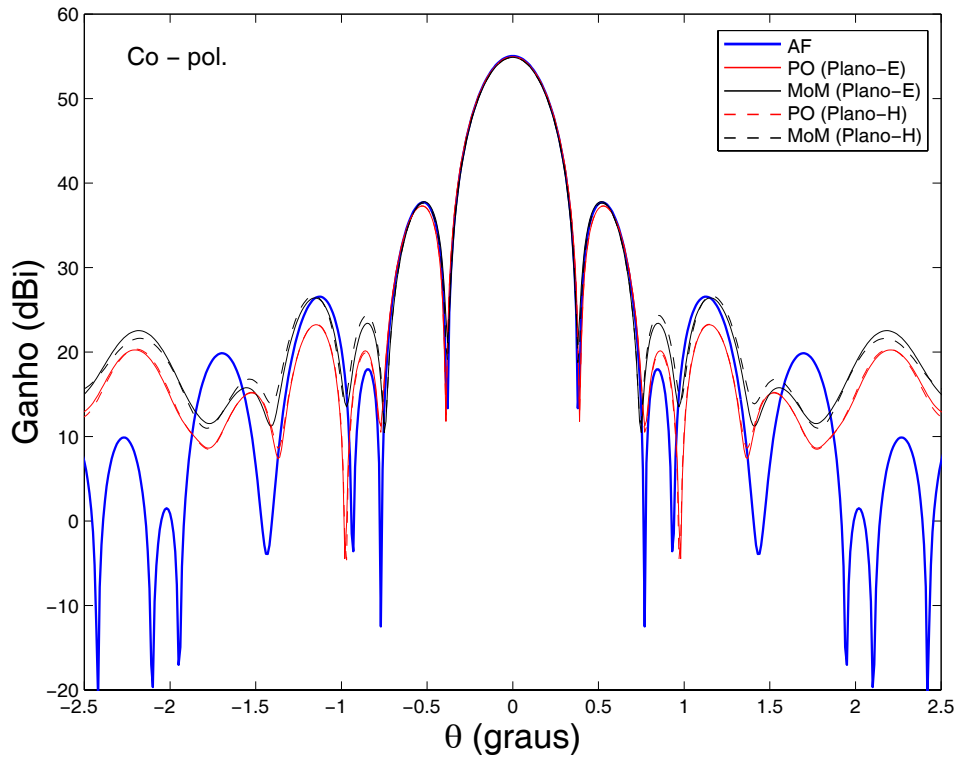


Figura 3.60: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador no foco ($z_o = 0$) : Planos E e H .

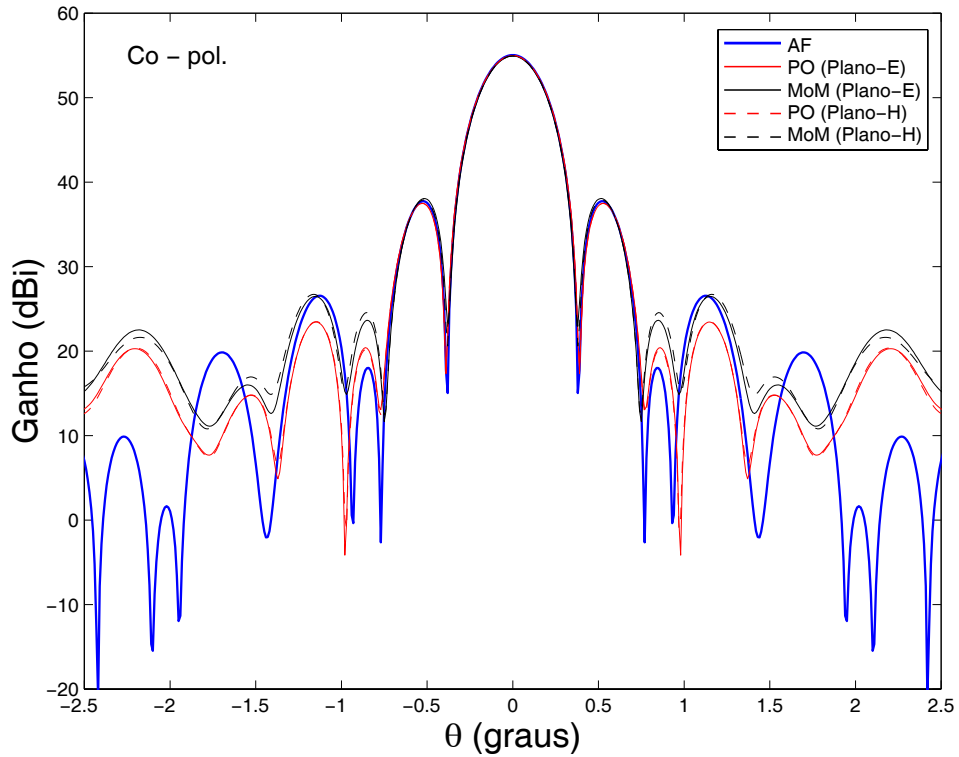


Figura 3.61: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +1 \lambda_o$: Planos E e H .

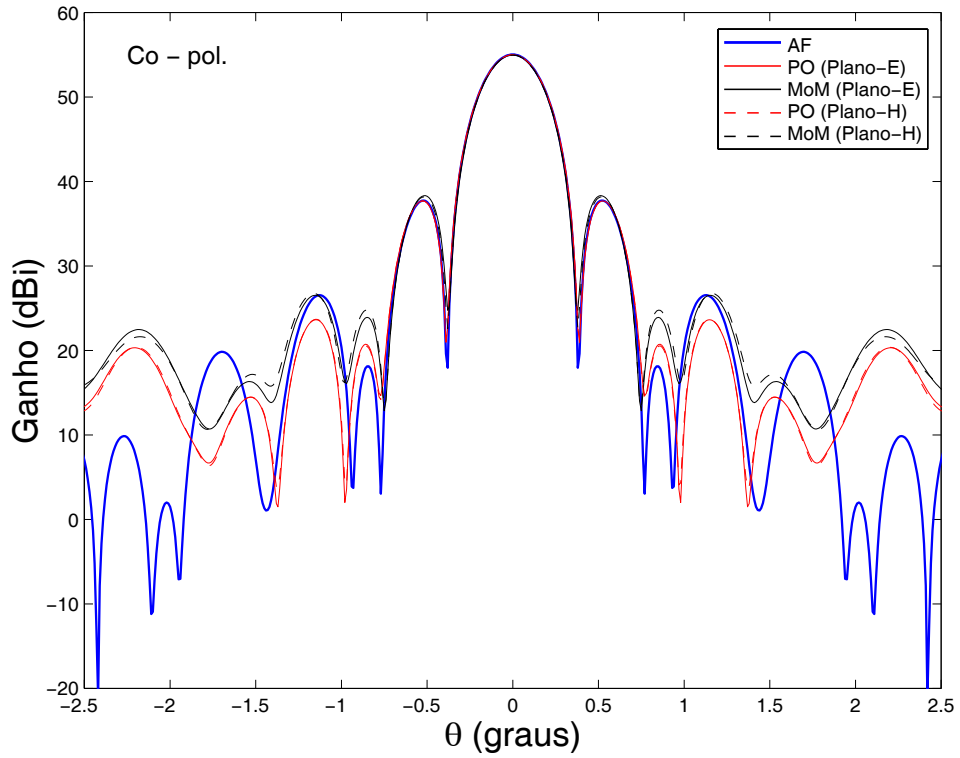


Figura 3.62: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +2\lambda_o$: Planos E e H .

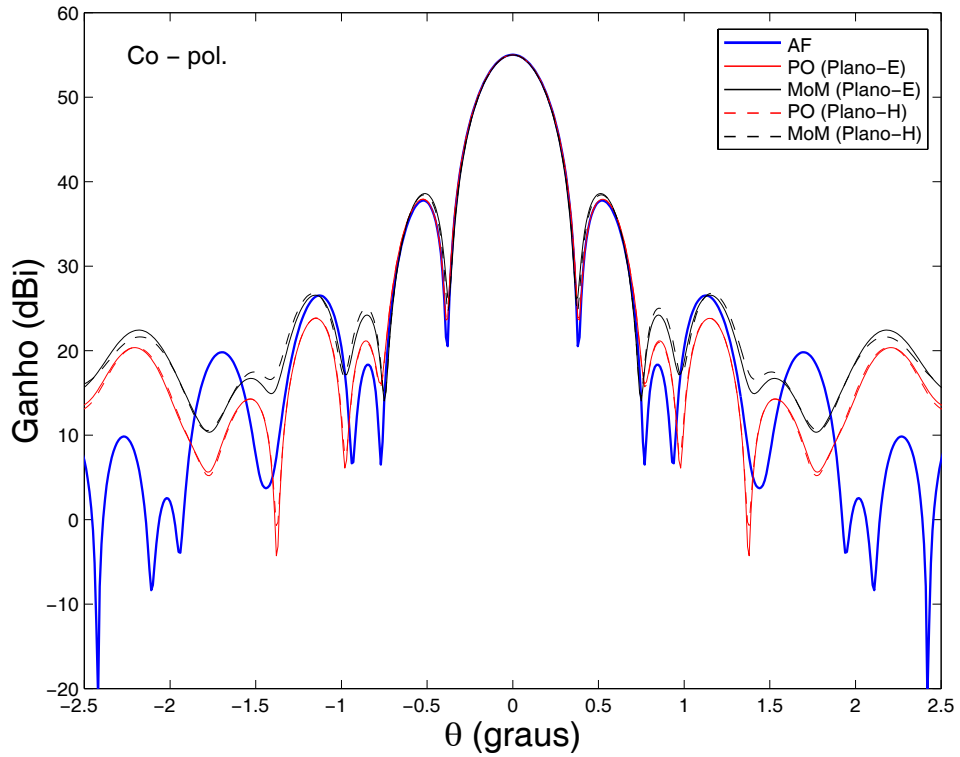


Figura 3.63: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +3\lambda_o$: Planos E e H .

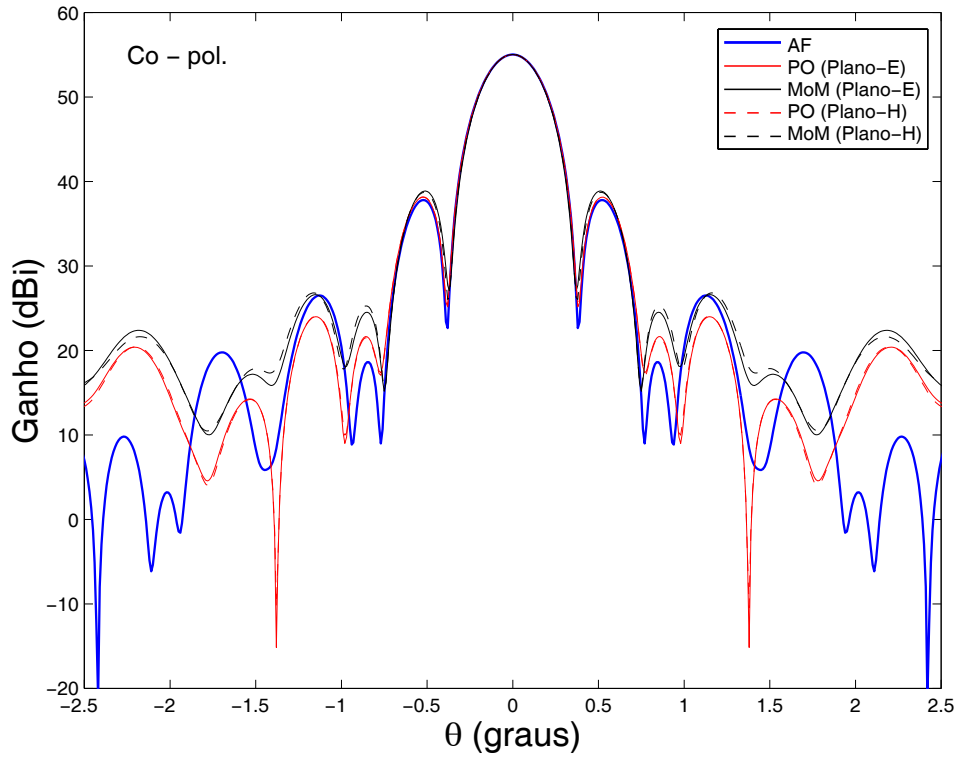


Figura 3.64: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +4\lambda_o$: Planos E e H .

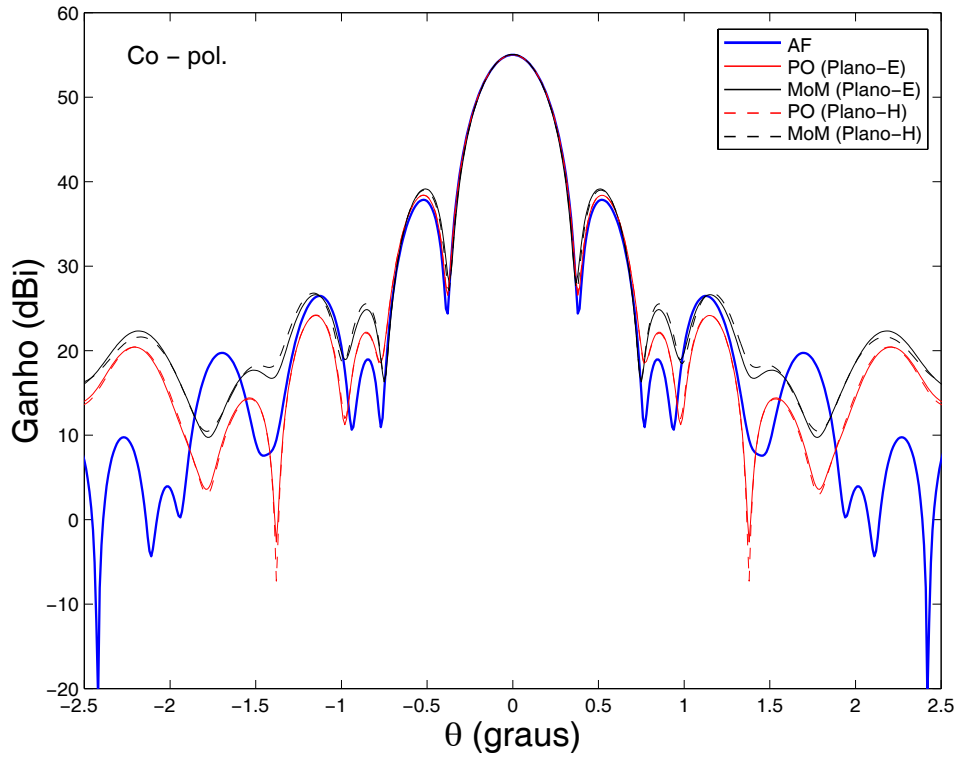


Figura 3.65: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = +5\lambda_o$: Planos E e H .

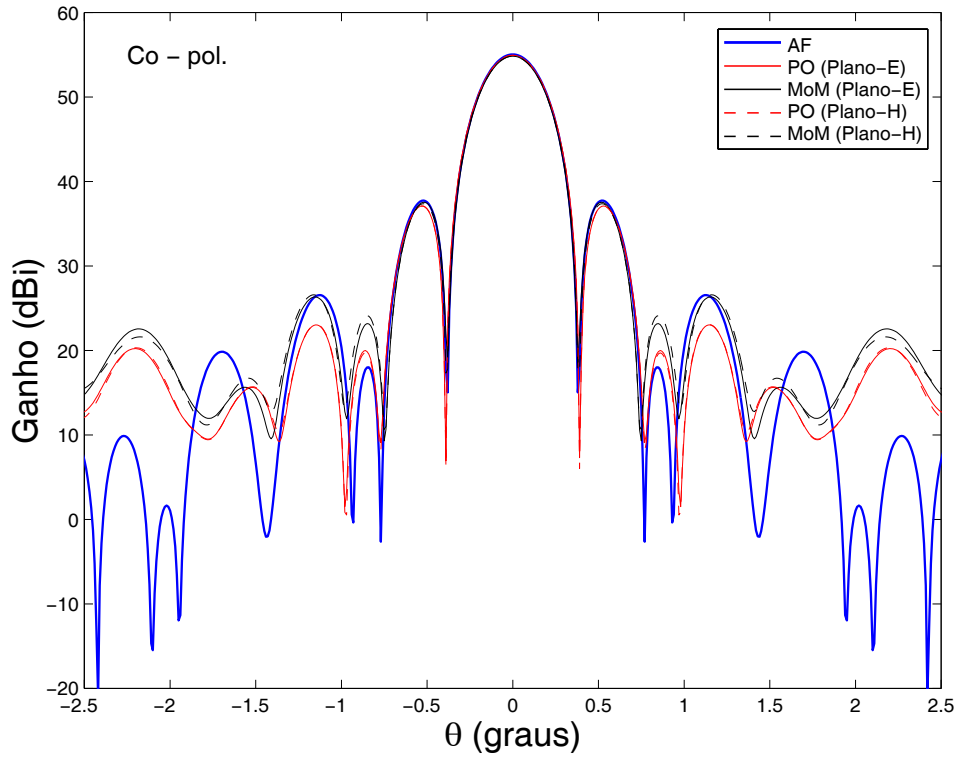


Figura 3.66: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -1 \lambda_o$: Planos E e H .

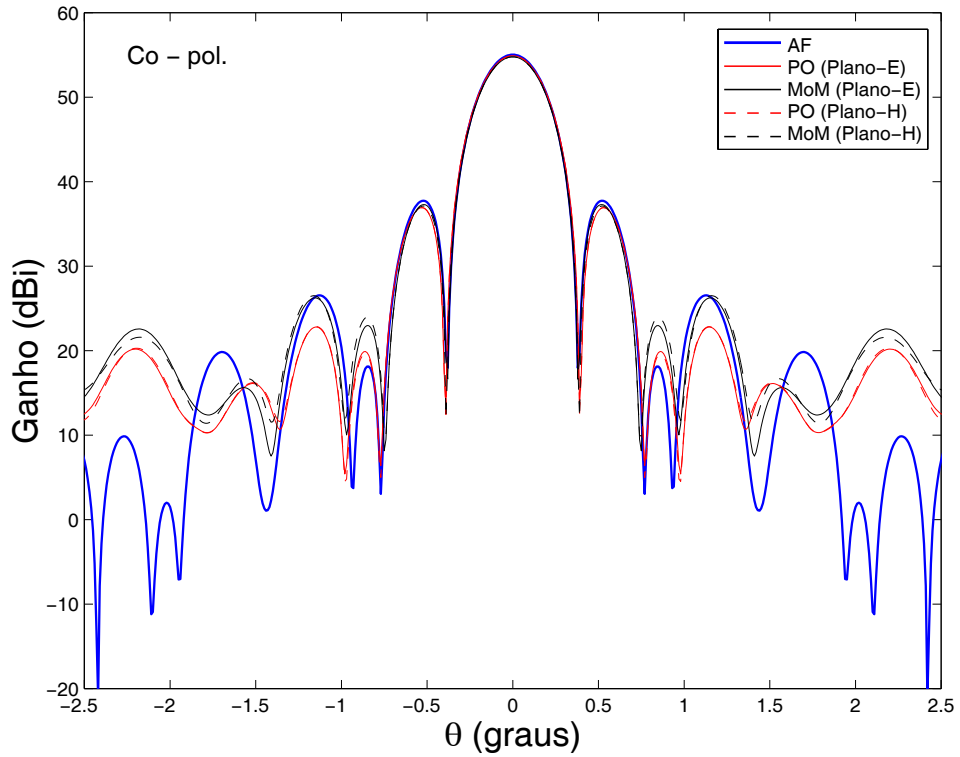


Figura 3.67: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -2 \lambda_o$: Planos E e H .

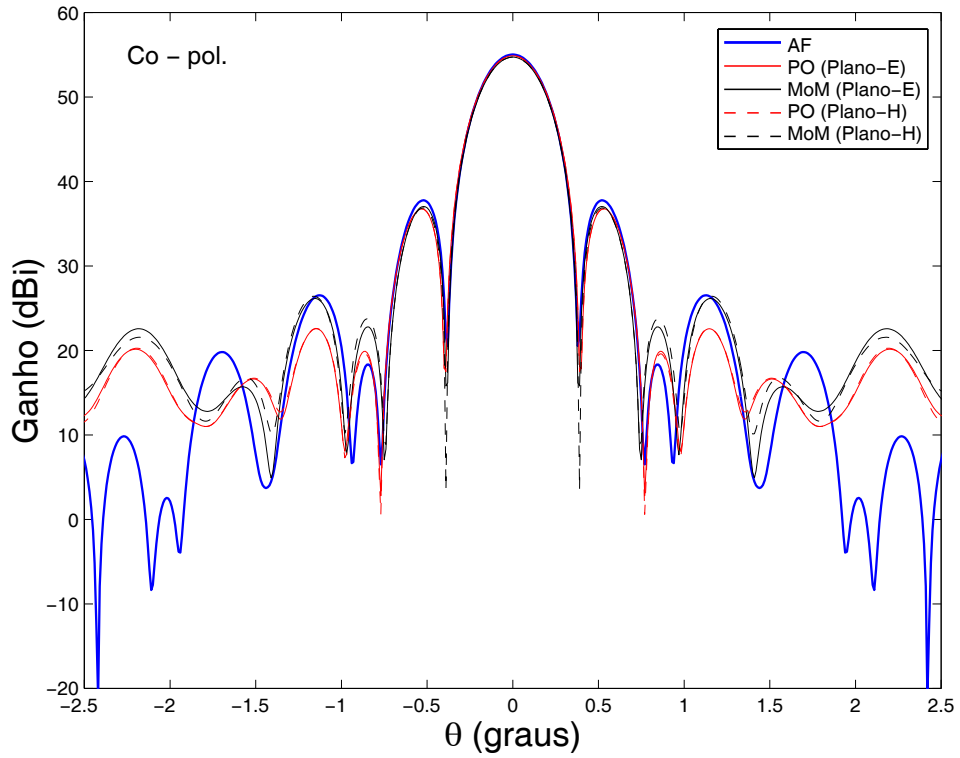


Figura 3.68: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -3 \lambda_o$: Planos E e H .

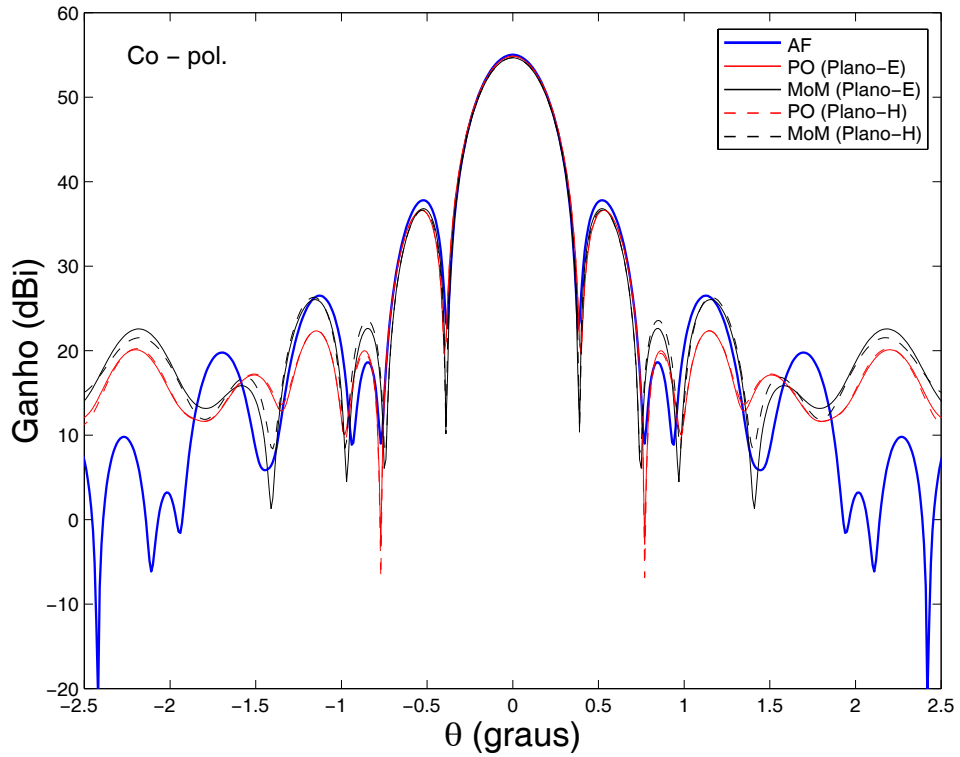


Figura 3.69: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -4 \lambda_o$: Planos E e H .

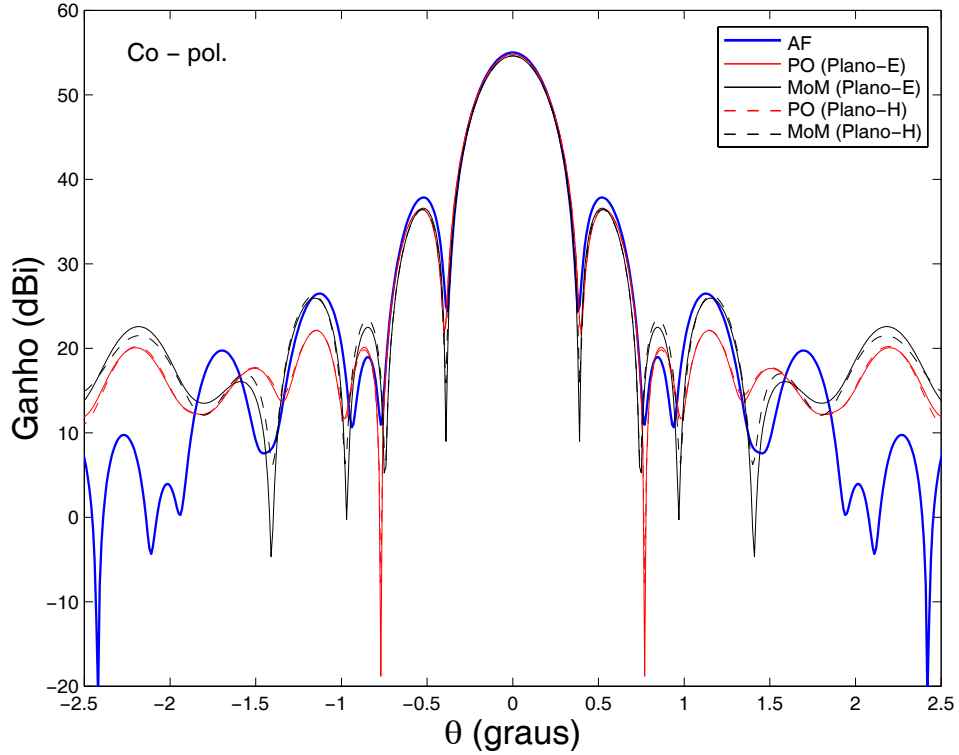


Figura 3.70: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -5 \lambda_o$: Planos E e H .

adotado, não é conseguido com o centro de fase do alimentador posicionado sobre o foco primário, mas com uma desfocalização positiva adequada. Essa desfocalização deve ser estudada, pois sabe-se que a geometria ADH é facilmente sujeita a bloqueios, dentre eles, o do alimentador.

Como já explicado, a Tabela III.X apresenta a variação do ganho máximo e eficiência da antena ADH para deslocamentos axiais do centro de fase do alimentador. É importante salientar que essa eficiência total leva em conta a eficiência ϵ_F atribuída à uniformidade da distribuição da fase no plano da abertura (como descrito na Seção 2.5.1), onde ϵ_F deixa de ser unitária e é reduzida à medida que maiores desfocalizações são executadas. A diferença de potência entre o lóbulo principal e o lóbulo secundário, ilustrada pela Fig. 3.72, indica uma variação semelhante àquela apresentada pela geometria ADE, embora mais suave. A Tabela III.XI resume a variação da HPBW, induzida pelas desfocalizações. Como a geometria ADC, essa geometria apresenta pequenas variações da HPBW para deslocamentos axiais inferiores a $5 \lambda_o$.

Os diagramas de radiação das Figs. 3.73 e 3.74 correspondem a $|z_o| = 10 \lambda_o$, onde

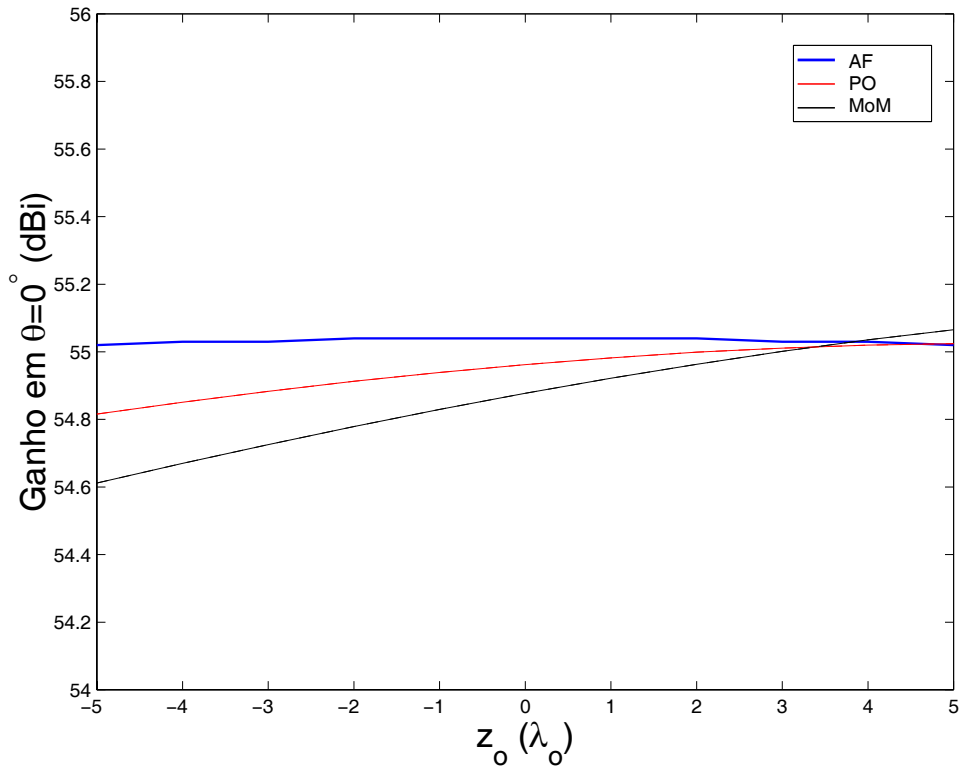


Figura 3.71: Variação do ganho da antena ADH em $\theta = 0^\circ$ em função de z_o .

$z_o(\lambda_o)$	Ganho (dBi) / Eficiência (%)					
	AF		PO		MoM	
-5	55,02	80,5	54,82	76,8	54,61	73,3
-4	55,03	80,7	54,85	77,4	54,67	74,2
-3	55,03	80,7	54,88	78,0	54,73	75,2
-2	55,04	80,8	54,91	78,5	54,78	76,1
-1	55,04	80,8	54,94	79,0	54,83	77,0
0	55,04	80,8	54,96	79,4	54,88	77,9
1	55,04	80,8	54,98	79,8	54,92	78,7
2	55,04	80,8	54,99	80,0	54,96	79,4
3	55,03	80,7	55,01	80,3	55,00	80,1
4	55,03	80,7	55,02	80,5	55,04	80,8
5	55,02	80,5	55,02	80,5	55,07	81,3

Tabela III.X: Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência da geometria ADH em função de z_o .

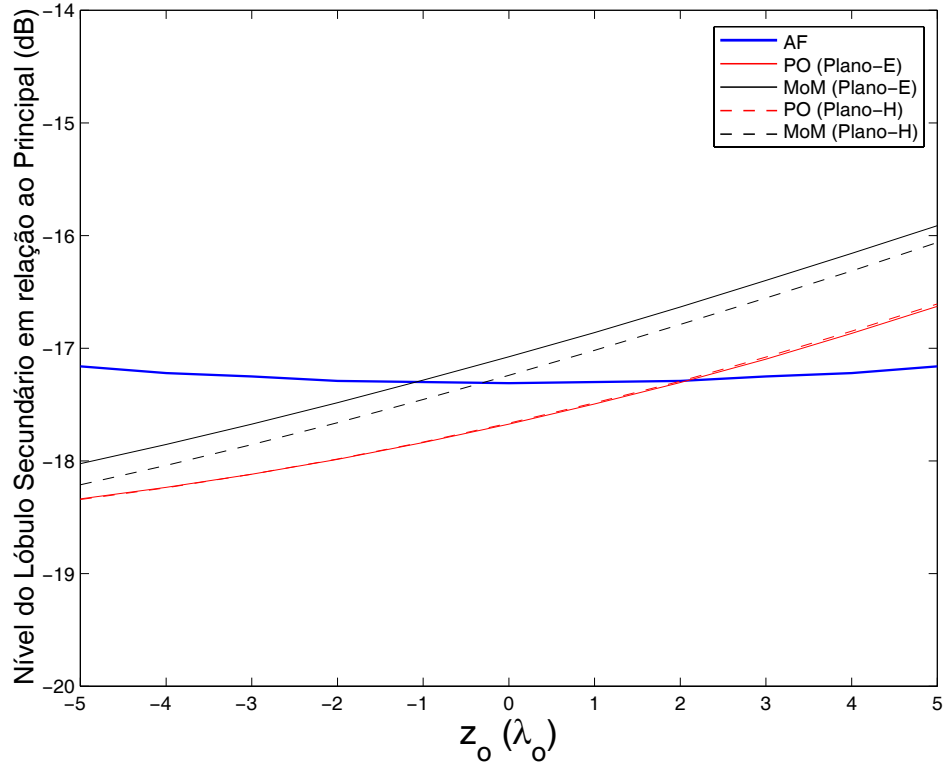


Figura 3.72: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADH em relação ao lóbulo principal, em função de z_o : Planos E e H .

se constata um comprometimento da estimativa feita pelo AF para o primeiro lóbulo secundário. Para a ADH analisada, as Figs. 3.75(a) e (b) exibem os perfis de distribuição da fase do campo na abertura, que muito se assemelham àqueles referentes à ADE. Os valores indicados pelas figuras são relativos à fase absoluta do raio principal. Por ser a variação total da fase bem inferior àquelas determinadas para as demais antenas analisadas, a queda do ganho para essa configuração se torna menos proeminente. De maneira geral, observa-se que o lóbulo principal e os dois primeiros lóbulos secundários não são alterados de modo exacerbado, como ocorre para as desfocalizações radiais, a serem vistas no Capítulo 4.

HPBW (graus)											
$z_o(\lambda_o)$	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
AF	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
PO	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
MoM	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32

Tabela III.XI: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADH analisada em função de z_o .

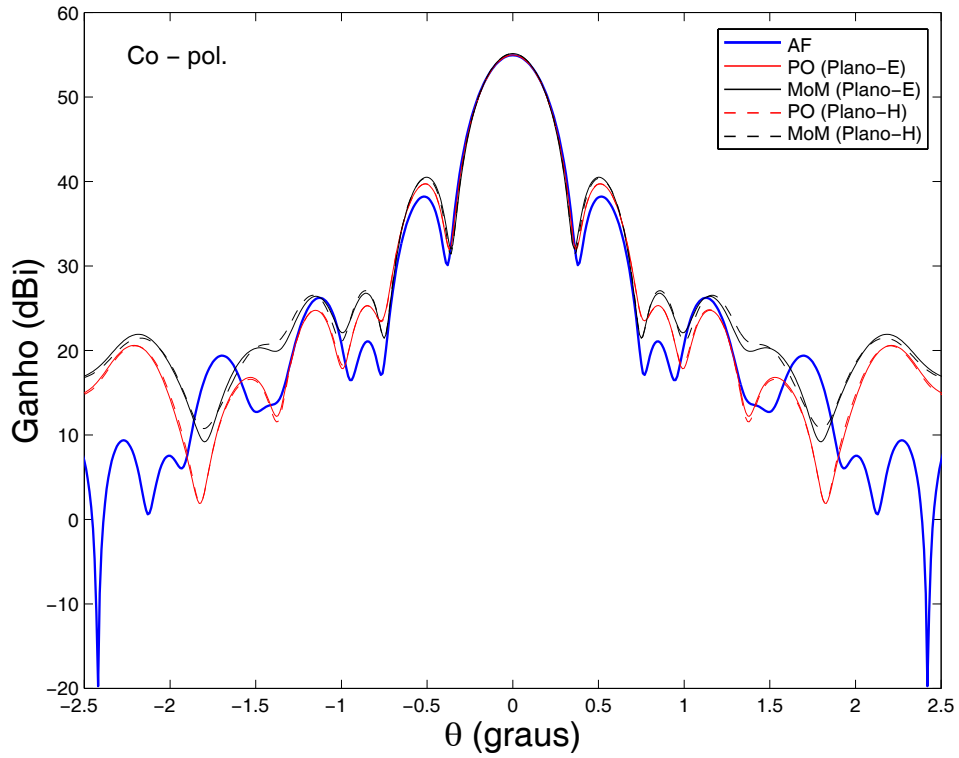


Figura 3.73: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = 10 \lambda_o$: Planos E e H .

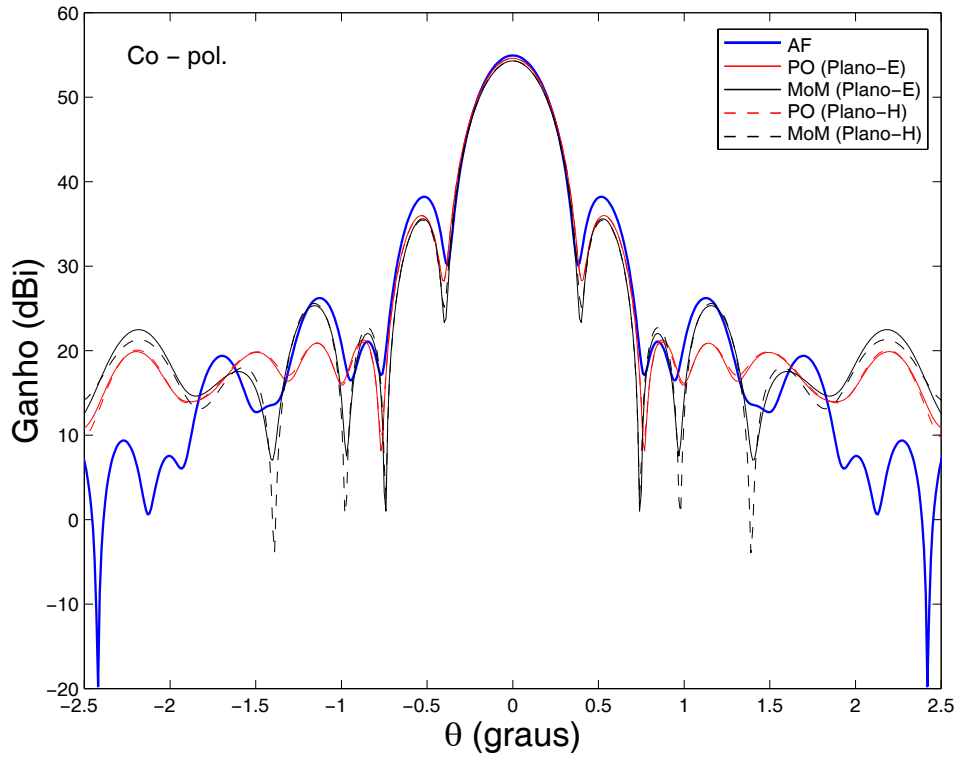
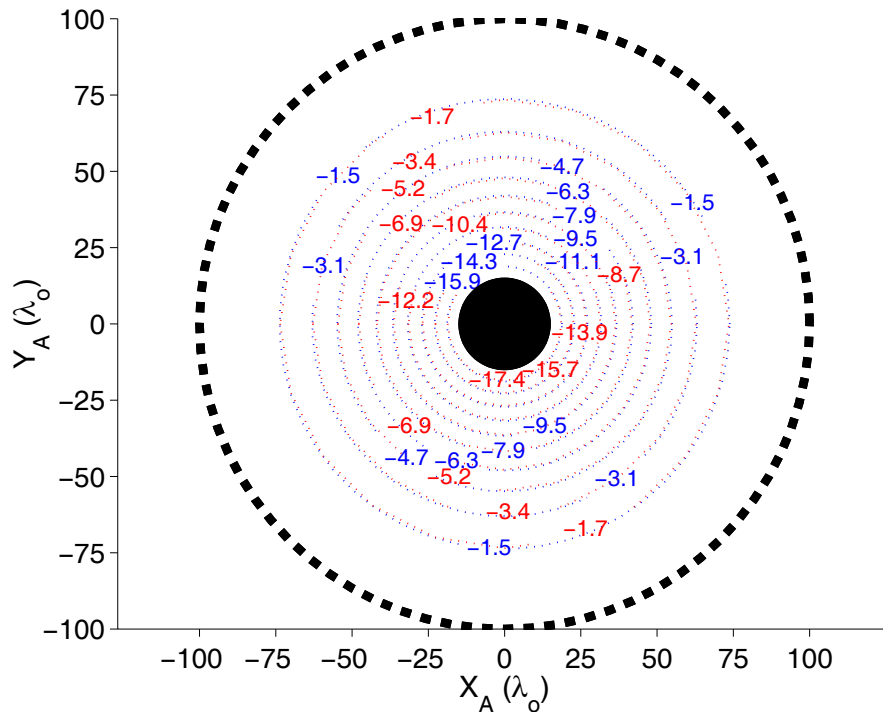
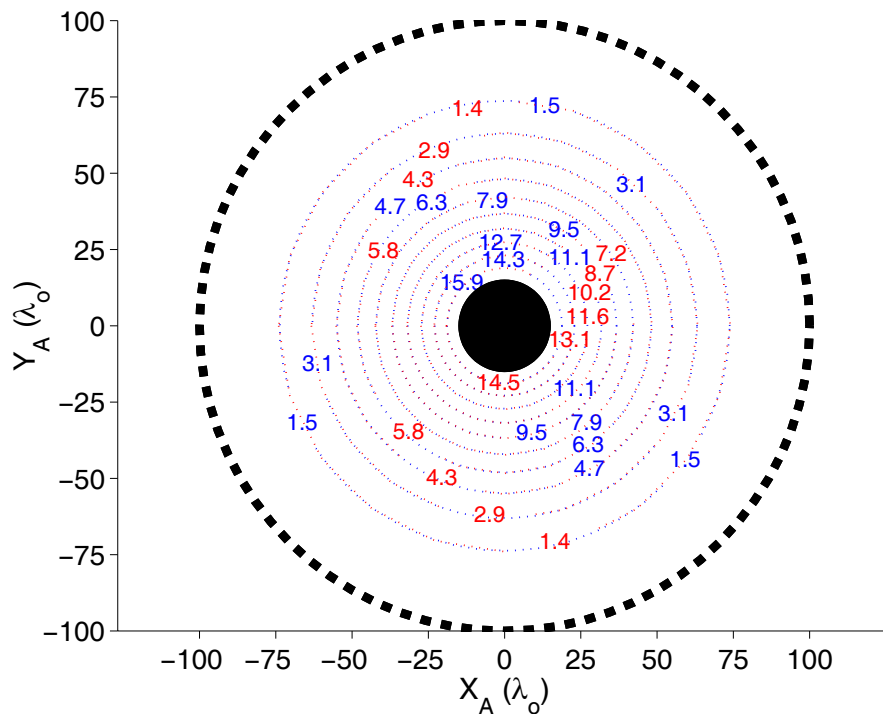


Figura 3.74: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $z_o = -10 \lambda_o$: Planos E e H .



(a) Distribuição da fase na abertura para $z_o = 5 \lambda_o$ em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $z_o = -5 \lambda_o$ em graus.

Figura 3.75: Fase na abertura da antena ADH obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

3.7 Conclusões Parciais

Pelos resultados obtidos no presente capítulo, comprova-se que as desfocalizações axiais dão origem a aberrações. Tais aberrações representam perturbações na fase do campo da abertura da antena, de padrões e magnitudes diferentes, que juntas promovem a redução do desempenho de uma dada antena *ASDRA*.

Para as desfocalizações axiais, as mudanças no diagrama se resumem basicamente à variação de potência de cada lóbulo. O que se observa em todos os casos é, naturalmente, a redução do ganho máximo do diagrama e o aumento do nível dos lóbulos secundários. Além disso, a aglutinação de lóbulos também pode vir a ocorrer em situações de desfocalização mais crítica, como observado para a antena ADG nas Figs. 3.27 – 3.29. Generalizações não podem ser feitas a partir de comparações entre os resultados obtidos pelas quatro geometrias investigadas. Não se pode afirmar que a geometria ADH é superior às demais por esta ter demonstrado a maior estabilidade de ganho, ao se variar a magnitude da desfocalização axial. Para uma avaliação comparativa correta, todas as antenas analisadas deveriam ter suas especificações parametrizadas em relação a um único parâmetro de dimensão linear, como, por exemplo, os parâmetros D_M , D_B , D_S e L_o . De forma geral, pode-se concluir que o método AF comporta-se melhor, como método de estimativa do campo, para antenas com grandes distâncias L_o .

A maior discrepância estabelecida entre o AF e o MoM, verificada nos resultados para as desfocalizações axiais, foi de 0,8 dB na estimativa do ganho máximo para a antena ADG (Tabela III.XII). A conformação côncava do sub-refletor dessa antena torna o acoplamento entre a sua porção superior e a porção inferior mais intenso do que nas demais antenas, podendo ser a provável justificativa para tal diferença nos resultados obtidos. Ainda assim, o AF se mostra eficaz. Outra observação relevante é a assimetria das curvas de ganho máximo em função da desfocalização (Figs. 3.18, 3.35, 3.52 e 3.71), notada por meio dos métodos PO e MoM. O AF não se comporta da mesma maneira, uma vez que por ser uma estimativa simplificada, não contempla certas variações do campo, necessárias à obtenção desse comportamento assimétrico do ganho, como por exemplo a mudança na distribuição da amplitude ou na área efetiva da abertura com a desfocalização.

Estabelecendo-se uma atenuação de borda de aproximadamente 11,5 dB em todas as antenas examinadas, observa-se que, pela Tabela III.XII, a eficiência da antena ADE

é superior às demais quando o alimentador se encontra no foco. Esse fato indica que a configuração é extremamente vantajosa do ponto de vista de eficiência, característica já ressaltada anteriormente na Seção 3.6.3. A Tabela III.XIII revela que a geometria *ASDRA* apresenta pouca ou nenhuma sensibilidade para alterações da HPBW com desfocalizações axiais de até $5 \lambda_o$. Para desfocalizações axiais superiores a $10 \lambda_o$, a confiabilidade do AF passa a ficar comprometida uma vez que todas as aproximações feitas se tornam ineficazes.

Geometria	$z_o(\lambda_o)$	Ganho (dBi) / Eficiência (%)					
		AF		PO		MoM	
ADC	-5	55,06	81,2	54,70	74,7	54,74	75,4
	0	55,14	82,7	54,91	78,4	54,96	79,4
	5	55,06	81,2	54,89	78,2	54,96	79,4
ADG	-5	53,93	62,6	54,17	66,1	54,18	66,3
	0	55,16	83,1	54,90	78,2	54,84	77,2
	5	53,93	62,6	53,12	51,9	53,18	52,7
ADE	-5	54,75	75,6	54,55	72,1	54,56	72,4
	0	55,49	89,7	55,36	87,1	55,22	84,3
	5	54,75	75,6	54,53	71,9	54,40	69,7
ADH	-5	55,02	80,5	54,82	76,8	54,61	73,3
	0	55,04	80,8	54,96	79,4	54,88	77,9
	5	55,02	80,5	55,02	80,5	55,07	81,3

Tabela III.XII: Valores do ganho em $\theta = 0^\circ$ e da eficiência para as quatro geometrias, em função de z_o .

Geometria	$z_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)		
		AF	PO	MoM
ADC	-5	0,32	0,34	0,34
	0	0,32	0,34	0,34
	5	0,32	0,34	0,34
ADG	-5	0,34	0,32	0,32
	0	0,32	0,34	0,34
	5	0,34	0,38	0,38
ADE	-5	0,30	0,30	0,28
	0	0,32	0,30	0,28
	5	0,32	0,30	0,28
ADH	-5	0,34	0,34	0,34
	0	0,34	0,34	0,32
	5	0,34	0,34	0,32

Tabela III.XIII: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) para as quatro geometrias, em função de z_o .

Capítulo 4

Aberrações Causadas pela Desfocalização Radial do Alimentador

4.1 Introdução

Neste capítulo, são investigados os deslocamentos do centro de fase do alimentador fora do eixo de simetria de uma antena *ASDRA*. A avaliação dos efeitos associados a tais desfocalizações, assim como os tipos de aberração envolvidos, são extremamente úteis na elaboração de projetos que utilizam conjunto de alimentadores (*feed-array*), geralmente empregados na obtenção de diagramas modelados para comunicações simultâneas ou varreduras.

Alguns tipos de aberrações, como a curvatura de campo e o coma, podem ser reduzidos por meio de pequenas correções no posicionamento do alimentador. Tal observação também é igualmente válida para os casos em que uma compensação deve ser implementada devido à existência de pequenas imperfeições na superfície refletora, que não é o foco deste trabalho.

Para desfocalizações radiais, termos de aberrações distintos daqueles apresentados no Capítulo 3 surgem devido à assimetria na iluminação promovida pelo alimentador sobre os refletores. O aparecimento de termos de aberração específicos, como o astigmatismo e o coma, é previsto por estudos já realizados [RUZE, 65], [COGDELL, 73], [DRAGONE, 82]. A queda de eficiência da antena não é a única consequência imediata, gerada pela perturbação sobre a fase do campo na abertura. A localização do lóbulo principal no diagrama de radiação também não permanece constante, sendo o seu posicionamento

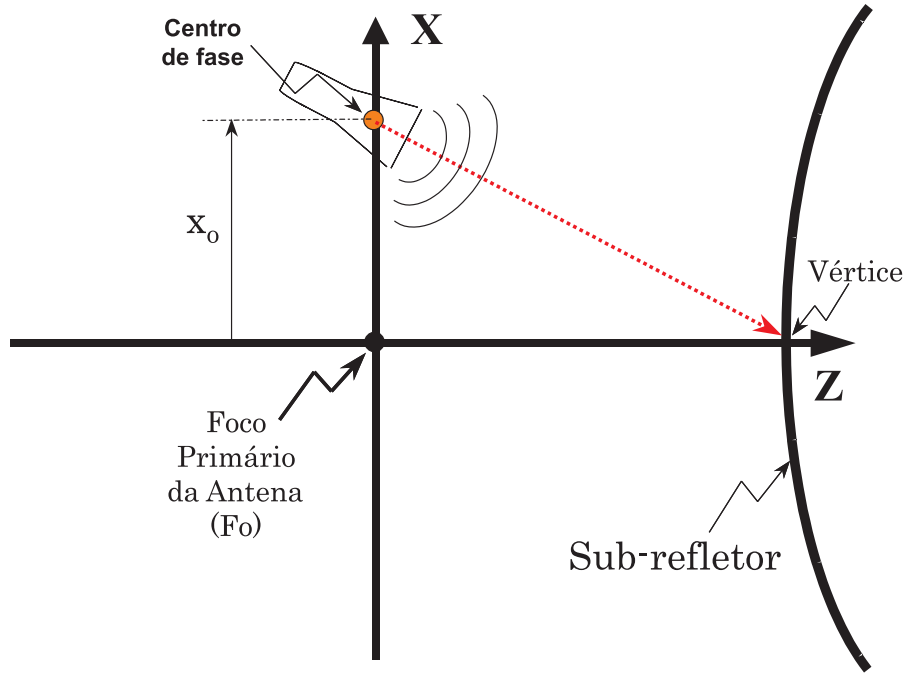


Figura 4.1: Direcionamento do alimentador para as desfocalizações radiais.

dependente da desfocalização radial realizada.

A teoria complementar da formulação de primeira ordem, responsável pela obtenção da distribuição da fase do campo na abertura diante de desfocalizações nas duas direções ortogonais ao eixo de simetria da antena, é apresentada na Seção 4.2. A aproximação dada pela associação entre a Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*) e o Método da Abertura (AF - *Aperture Field Method*) possui um tratamento escalar e não vetorial, evidenciado pela Seção 3.2 e novamente abordado na Seção 4.2. A expansão em série da parcela que contém a variação da fase em função da desfocalização será apresentada na Seção 4.3, assim como a equação, baseada na formulação de primeira ordem, que estima a direção do máximo de radiação. Resultados obtidos por essa teoria são comparados com os da Ótica Física (PO - *Physical Optics*) e os do Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*) ao longo da Seção 4.6.

É importante salientar que as desfocalizações radiais realizadas no presente estudo admitem que o alimentador esteja sempre direcionado para o vértice do sub-refletor, conforme ilustra a Figura 4.1.

4.2 Formulação de Primeira Ordem para o Tratamento das Aberrações

O tratamento uniforme, iniciado no Capítulo 3, aplicável às quatro geometrias *ASDRA*, é complementado agora com a inclusão da parcela que retrata as alterações na distribuição da fase do campo na abertura devido aos deslocamentos do centro de fase do alimentador ao longo das duas direções ortogonais ao eixo de simetria da antena, ou seja, desfocalizações radiais que de acordo com o sistema de eixos adotado correspondem a X e Y (veja Fig. 1.4). Essas desfocalizações também são denominadas deslocamentos laterais em alguns trabalhos publicados como o de [RUZE, 65]. Seus efeitos afetam dramaticamente o diagrama de radiação da antena, dentre os quais podem ser identificados o aparecimento da polarização cruzada e a mudança de direção dos lóbulos.

Tal como afirmado na Seção 3.2, os deslocamentos admitidos no estudo devem ser de pequena magnitude ($|x_o|, |y_o| \approx \lambda_o$) para que a aproximação, feita pela formulação, para a estimativa do campo na abertura possa assumir a invariabilidade da amplitude e da polarização desse campo diante de tais deslocamentos. A obtenção da distribuição da fase na abertura da antena segue o mesmo procedimento desenvolvido na Seção 3.2. Portanto, o comportamento da antena pode ser previsto, com precisão aceitável, apenas pelas variações da fase, calculadas pelos comprimentos das trajetórias dos raios da GO desde o centro de fase do alimentador até a abertura (Fig. 4.2). De acordo com os princípios da GO, sabe-se que não ocorrendo nenhuma desfocalização ($x_o = y_o = 0$), os percursos ópticos de todos os raios são constantes e iguais ao parâmetro de projeto L_o (veja Seção 2.4). O conjunto dos raios refletidos pelas duas superfícies, que compõem a antena *ASDRA*, atravessa a área da abertura compreendida entre $D_B/2 \leq \rho_A \leq D_M/2$. Nessa situação, nenhum raio é bloqueado pelo sub-refletor enquanto se dirige à abertura. Entretanto, a inexistência de bloqueio não pode ser garantida quando se efetuam as desfocalizações.

A avaliação da fase num dado ponto da abertura (ρ_A, ϕ_A) depende diretamente do percurso V , mensurado em comprimentos de onda, entre o centro de fase do alimentador e o referido ponto. O valor da fase é composto, como mostrado para as desfocalizações axiais na Seção 3.2, por um termo constante (L_o) e por um termo (δV) que varia conforme o ponto analisado e o deslocamento executado, expresso em comprimentos de onda e

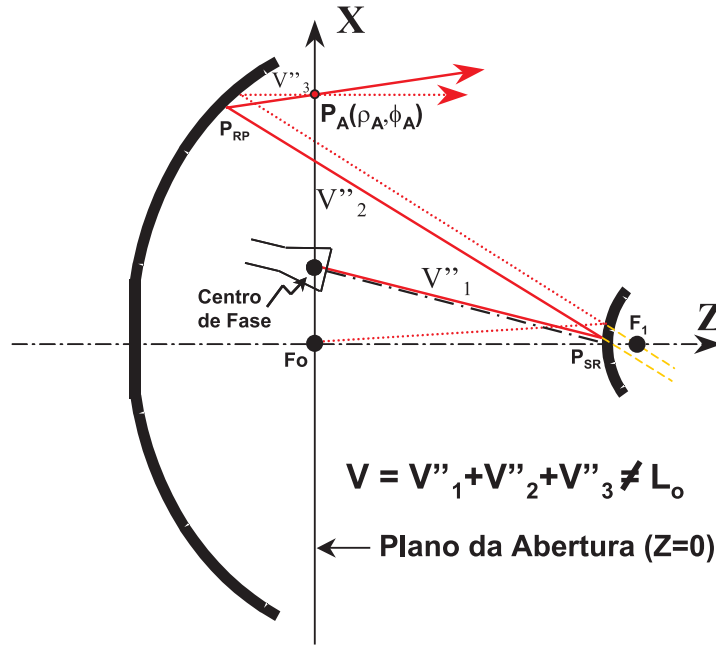


Figura 4.2: Variação do percurso V dos raios em função da desfocalização radial do alimentador.

reescrito aqui:

$$V = L_o + \delta V(x_o, y_o, \rho_A, \phi_A) , \quad (4.1)$$

onde L_o é o percurso óptico constante dos raios originados no foco primário até a abertura (Seção 2.4), x_o e y_o representam deslocamentos radiais do centro de fase do alimentador nas direções dos eixos X e Y , respectivamente, e (ρ_A, ϕ_A) definem um ponto, em coordenadas cilíndricas, na abertura da antena. O termo variável, que representa a fase relativa, é a própria função aberração (Φ) introduzida pela Seção 2.5.1:

$$V = L_o - \Phi(x_o, y_o, \rho_A, \phi_A) . \quad (4.2)$$

Num processo de abordagem semelhante àquele desenvolvido na Seção 3.2 para desfocalizações axiais, pode ser determinada, de maneira aproximada, a dependência de V com a magnitude dos deslocamentos e com o ponto na abertura analisado. Com base na Fig. 4.3(a), observa-se que sobre um dado ponto P_{sub} , localizado no sub-refletor, incidem dois raios A e B , descritos pelos vetores \vec{r}_F e \vec{r}'_F , provenientes do foco primário da antena e do centro de fase do alimentador desfocalizado (distância x_o), respectivamente. Admitindo-se que o sub-refletor esteja suficientemente afastado do foco primário e que

as desfocalizações sejam pequenas, pode-se assumir um paralelismo entre os raios A e B , detalhado pela Fig. 4.3(b). Logo, nota-se que uma alteração no percurso do raio original (raio A), provocada pela desfocalização, é acusada pelo segmento d que, pela Fig. 4.3(b), equivale a $x_o \text{ sen } \theta_F$. A simetria azimutal do conjunto dos raios que deixam o alimentador, quando este se localiza ao longo do eixo de simetria da antena, não é mantida nas situações de desfocalizações radiais onde, nesses casos, a expressão representativa de d deve conter uma dependência da variável ϕ_F . Para se definir tal dependência, deve ser notado que a aproximação referente às variações δV , causadas pelas desfocalizações radiais ou axiais, deriva do termo linear originado de uma expansão binomial feita para a função distância $|\vec{r}_F - \vec{r}_o|$. Essa função, que rigorosamente retrata a alteração (δV) no comprimento da trajetória do raio A , é simplificada pela consideração de paralelismo entre os raios correspondentes (e.g., raios A e B). Por inspeção da Fig. 4.3(b), pode-se constatar que esse termo linear é dado por:

$$\delta V \approx -\vec{r}_o \cdot \hat{r}_F = -d , \quad (4.3)$$

onde \vec{r}_o é dado pela Eq. 2.2, d representa a parcela variável do percurso V [ilustrada pela Fig. 4.3(b)] e \hat{r}_F corresponde ao vetor unitário na direção de \vec{r}_F :

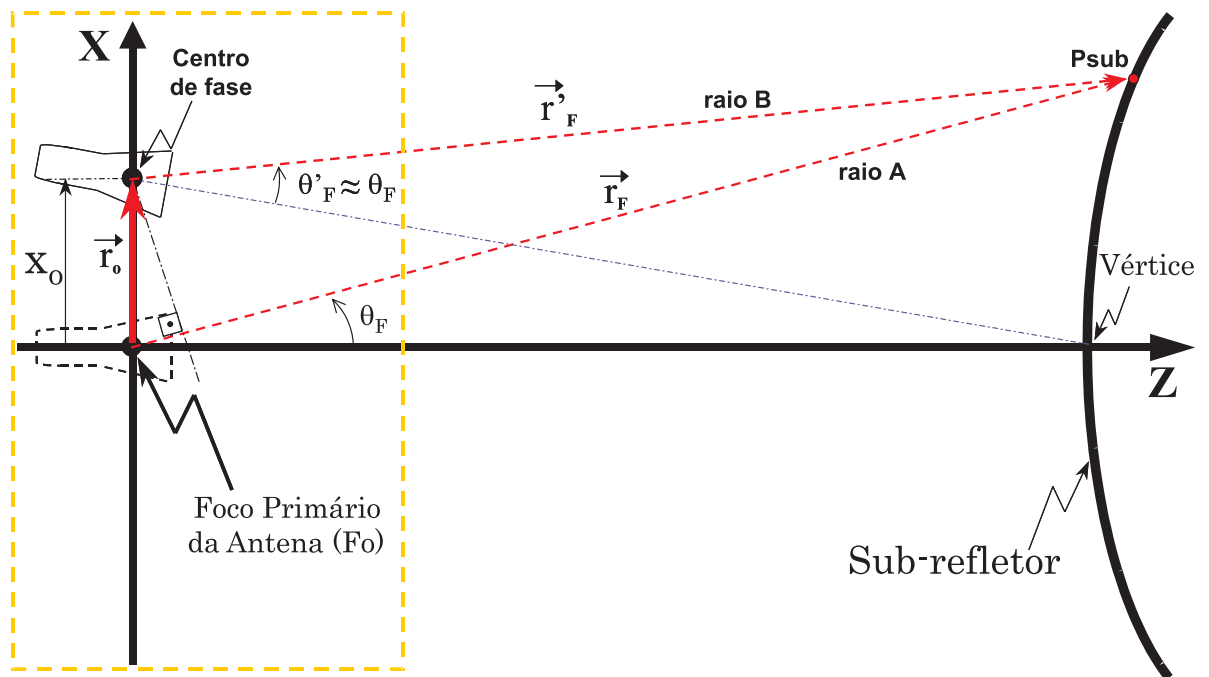
$$\hat{r}_F = \text{sen } \theta_F (\cos \phi_F \hat{x}_F + \text{sen } \phi_F \hat{y}_F) + \cos \theta_F \hat{z}_F . \quad (4.4)$$

Pelas Eqs. 4.3 e 4.4, nota-se que a expressão referente à desfocalização axial, apresentada na Eq. 3.3, é facilmente deduzida. Conseqüentemente, o termo que representa a variação da fase na área da abertura iluminada pode ser estabelecido:

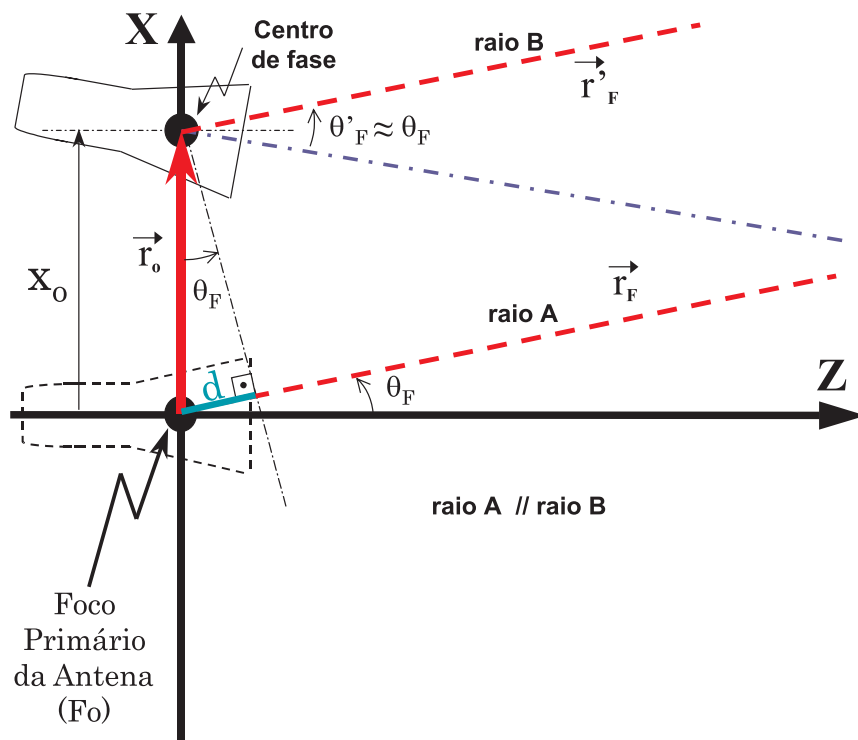
$$V = L_o - \Phi(x_o, y_o, \rho_A, \phi_A) \approx L_o - d \approx L_o - (x_o \cos \phi_F + y_o \text{ sen } \phi_F) \text{ sen } \theta_F , \quad (4.5)$$

onde θ_F, ϕ_F são coordenadas esféricas usuais.

A dependência de ϕ_F , não detectada na Eq. 3.3 para desfocalizações axiais, é justificada pela perda da simetria azimutal. É conveniente que a Eq. 4.5 esteja expressa em função das coordenadas da abertura (ρ_A, ϕ_A), uma vez que a análise dos efeitos das variações de fase, provocadas pelas desfocalizações sobre as características de radiação da antena, assim como o estudo das aberrações, se tornam diretos. Para a substituição da variável θ_F , as relações dadas pelas Eqs. 3.4 e 3.5 são usadas. Além delas, a troca de ϕ_F



(a) Deslocamento radial x_o do centro de fase do alimentador.



(b) Detalhe da parcela variável d do comprimento V dos raios.

Figura 4.3: Alteração da trajetória dos raios, associada a um deslocamento x_o do alimentador em relação ao eixo de simetria da antena.

por ϕ_A é feita mediante a seguinte regra [MOREIRA, 97]:

$$|\phi_F - \phi_A| = \begin{cases} 0, & \text{para as geometrias ADC e ADE.} \\ \pi, & \text{para as geometrias ADG e ADH.} \end{cases} \quad (4.6)$$

A relação descrita anteriormente pode ser justificada pela inversão da iluminação, proveniente do alimentador, promovida pelo sub-refletor das geometrias ADG e ADH. Ao serem realizadas algumas manipulações trigonométricas na Eq. 3.4, obtém-se [MOREIRA, 01]:

$$\text{sen } \theta_F = \frac{2(2A_4 - A_2\rho_A) - (2A_3 - A_1\rho_A)}{(2A_4 - A_2\rho_A)^2 + (2A_3 - A_1\rho_A)^2}, \quad (4.7)$$

onde os coeficientes A_1 , A_2 , A_3 e A_4 são definidos nas Eqs. 2.8 – 2.11. A partir da Eq. 4.7, uma decomposição em série para $\text{sen } \theta_F$ pode ser feita, num procedimento idêntico ao realizado na Seção 3.2 para $\text{cos } \theta_F$, ao mesmo tempo que a variável ϕ_F é substituída por ϕ_A [MOREIRA, 00a]. Conseqüentemente:

$$\begin{aligned} \Phi(x_o, y_o, \rho_A, \phi_A) &\approx v (x_o \cos \phi_A + y_o \text{sen } \phi_A) \text{sen } \theta_F \\ &= v (x_o \cos \phi_A + y_o \text{sen } \phi_A) \sum_{t=0}^{\infty} C_t \rho_A^t, \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde o índice t identifica a ordem dos termos expandidos e v é um fator de multiplicação unitário, originado da substituição de ϕ_F (Eq. 4.6), que vale:

$$v = \begin{cases} 1, & \text{para geometrias ADC e ADE.} \\ -1, & \text{para geometrias ADG e ADH.} \end{cases} \quad (4.9)$$

A expansão em série visa uma representação mais adequada ao estudo das aberrações integrantes da função aberração Φ e, portanto, à identificação de termos já conhecidos. Por meio de [ABRAMOWITZ, 72], as relações que determinam os coeficientes C_t já foram derivadas em [MOREIRA, 00a]:

$$C_0 = \delta_0, \quad (4.10)$$

$$C_1 = \delta_1 - \gamma_1 C_0, \quad (4.11)$$

$$C_2 = \delta_2 - \gamma_1 C_1 - \gamma_2 C_0, \quad (4.12)$$

$$C_t = -\gamma_1 C_{t-1} - \gamma_2 C_{t-2}, \text{ para } t \geq 3, \quad (4.13)$$

onde os sub-coeficientes γ são descritos pelas Eqs. 3.12 – 3.14 e os δ são

$$\delta_0 = 8A_3A_4/\gamma_0, \quad (4.14)$$

$$\delta_1 = -4(A_1A_4 + A_2A_3)/\gamma_0, \quad (4.15)$$

$$\delta_2 = 2A_1A_2/\gamma_0. \quad (4.16)$$

A estimativa das perturbações, criadas pelas desfocalizações radiais, é satisfatoriamente calculada pelos termos de mais baixa ordem dessa série, uma vez que as contribuições dos seus termos se reduzem à medida que ordens t mais elevadas são consideradas. Ao se identificar, através da Eq. 4.8, a função aberração (Φ), o termo exponencial V (Eq. 4.5) que mensura a fase na abertura pode ser visto como a composição de termos lineares (L_o e termos associados ao coeficiente C_1) e não-lineares, distinguidos a seguir:

$$V = L_o - v \left[C_1(x_o \rho_A \cos \phi_A + y_o \rho_A \sin \phi_A) + \left(C_0 + \sum_{t=2}^{\infty} C_t \rho_A^t \right) (x_o \cos \phi_A + y_o \sin \phi_A) \right]. \quad (4.17)$$

Assim, o método indica a variação da fase apenas pela variação do percurso V e mantém as direções de todos os raios. Finalmente, a determinação do campo na abertura é feita por meio da Eq. 2.17, onde o termo exponencial V deve ser substituído pela Eq. 4.5, representante da formulação de primeira ordem que trata as aberrações geradas pelas desfocalizações radiais.

4.3 Aberrações Primárias

As aberrações primárias (Seidel), já mencionadas na Seção 3.3, são as principais responsáveis pela queda da eficiência da antena. Por serem os primeiros termos da série representativa da função aberração, dada pela Eq. 4.8, tais aberrações apresentam magnitudes relevantes para a imposição de uma não-uniformidade prejudicial à fase do campo na abertura, quando desfocalizações radiais ocorrem. A expansão em série de termos possibilita a identificação não somente dessas aberrações como também das aberrações de ordem superior, permitindo a investigação da natureza da variação da fase, com maior clareza, para se buscar a minimização dos efeitos associados a tais aberrações. Assim, a análise deve se principiar com a Eq. 4.17:

$$\Phi(\rho_A, \phi_A) = v(x_o \cos \phi_A + y_o \sin \phi_A) [C_0 + C_1 \rho_A + C_2 \rho_A^2 + C_3 \rho_A^3 + \dots]. \quad (4.18)$$

Ao se realizar uma comparação com a Eq. 3.18, termos da aberração distintos são notados na Eq. 4.18 onde, dentre as aberrações primárias conhecidas [BORN, 64], o deslocamento (*tilt*) e o coma se fazem presentes. A mudança de direção do lóbulo principal, a ser constatada pelos resultados exibidos na Seção 4.6, é atribuída essencialmente à aberração do tipo deslocamento, dada pelo termo $C_1 \rho_A \cos \phi_A$

($C_1\rho_A \sin \phi_A$), quando uma desfocalização $x_o (y_o)$ é realizada. A aberração primária coma, associada ao termo $C_3\rho_A^3 \cos \phi_A$ ($C_3\rho_A^3 \sin \phi_A$) para desfocalizações $x_o (y_o)$, provoca uma assimetria nos lóbulos secundários igualmente afastados do lóbulo principal, o que pode ser comprovado também pelos resultados a serem vistos na Seção 4.6. Já o termo relacionado ao coeficiente C_2 se assemelha à aberração denominada astigmatismo. O astigmatismo ($C_n\rho_A^2 \cos^2 \phi_A$), identificado na literatura¹ como um dos tipos de aberrações primárias mais proeminentes em geometrias clássicas, não é detectado pela formulação de primeira ordem proposta. Como a aproximação depende apenas da primeira derivada, não existem termos quadráticos relativos à variável ϕ_A . Fisicamente, o astigmatismo pode surgir, por exemplo, devido às deformações ocorridas no refletor principal, ocasionadas pela ação da gravidade que acaba alterando o seu perímetro circular [COGDELL, 73]. A compressão das bordas opostas faz que essas se aproximem do eixo de simetria da antena e as bordas contidas na direção ortogonal à direção de compressão se afastem. Tal situação traz perturbações à uniformidade da fase no campo da abertura, sendo muito comum em antenas móveis de grandes dimensões. Um fenômeno semelhante pode se originar de variações extremas da temperatura ambiente, provocando expansões e contrações do material usado para os refletores [COGDELL, 73]. Em [COGDELL, 73] afirma-se que esse tipo de aberração não pode ser minimizado através de compensações feitas por simples desfocalizações, sendo necessária uma modelagem nas superfícies dos refletores.

Dentre os termos de ordem superior ($t > 3$), alguns deles produzem efeitos similares àqueles observados em certas aberrações primárias como, por exemplo, o coma. Esses termos são geralmente identificados pelo nome da aberração primária equivalente e pela correspondente ordem (e.g., coma de quinta ordem). Segundo [RUZE, 65], a importância dos termos da aberração de mais alta ordem aumenta em sistemas refletores cuja razão F/D_M seja pequena (menor que 1), que é o caso das antenas aqui investigadas. Como visto na Seção 3.3, alguns termos da aberração, evidenciados na Eq. 4.18, não são encontrados em sistemas ópticos clássicos como aqueles examinados em [BORN, 64].

Ao se particularizar a expansão em série da função aberração (Φ), dada pela Eq. 4.18, para o tratamento das geometrias clássicas Cassegrain e Gregorian, esta deixa de apresentar termos de ordem par (C_2, C_4, C_6, \dots). Essa simplificação é obtida pela anulação do parâmetro D_B que, por consequência, anula β . Um exame das

¹ [BORN, 64], [COGDELL, 73], [DRAGONE, 82], [MAHAJAN, 91].

Eqs. 2.8 – 2.11 indica que os coeficientes A_2 e A_3 se igualam a zero. Entretanto, o efeito sobre os parâmetros δ (Eqs. 4.14 – 4.16) e γ (Eqs. 3.12 – 3.14), que definem os coeficientes C_t , se diferencia em relação àquele visto para as desfocalizações axiais. Sendo os coeficientes A_2 e A_3 nulos, γ_1 , δ_0 e δ_2 se anulam também. Pelas Eqs. 4.10 – 4.13, o coeficiente C_0 depende de δ_0 e, portanto, desaparece do somatório que contém os termos da aberração (Eq. 4.18). O coeficiente C_2 também é cancelado, visto que o mesmo é dado pela soma de termos associados a δ_2 , γ_1 e ao coeficiente C_0 , nulo por determinação anterior. Estendendo-se a análise para os coeficientes pares de ordem superior a 2 (Eq. 4.13), estes também são descartados do somatório, pois dependem de γ_1 e do termo par imediatamente inferior.

Com a ajuda das Eqs. 4.10 – 4.16 e das Eqs. 3.12 – 3.14, os coeficientes C_t apresentados na Eq. 4.18 podem ser expandidos, tornando-os explicitamente vinculados aos parâmetros geométricos da antena (F , $2c$, e e β):

$$C_1 = \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)(A_3^2 - A_4^2)}{(A_3^2 + A_4^2)^2}, \quad (4.19)$$

$$C_2 = \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{2(A_3^2 + A_4^2)^3} [A_1A_3^3 - A_2A_4^3 - 3A_3A_4(A_1A_4 - A_2A_3)], \quad (4.20)$$

$$C_3 = \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{4(A_3^2 + A_4^2)^4} [(A_1^2 - A_2^2)(A_3^4 + A_4^4 - 6A_3^2A_4^2) + 8A_1A_2A_3A_4(A_3^2 - A_4^2)]. \quad (4.21)$$

A expansão dos demais coeficientes C_t ($t \geq 3$), por meio da Eq. 4.13, evidencia uma parcela comum a todos os termos da série, com exceção de C_0 , que representam a função aberração [MOREIRA, 00a]:

$$C_t \propto \frac{(A_1A_4 - A_2A_3)}{(A_3^2 + A_4^2)^{t+1}}, \quad \text{para } t > 0. \quad (4.22)$$

Nota-se que a parcela comum acima é idêntica à parcela encontrada na Seção 3.3 para os coeficientes B_t . Portanto, o procedimento matemático para se obter as condições favoráveis para a minimização das aberrações é o mesmo. Assim, as observações feitas na Seção 3.3 se aplicam também às desfocalizações radiais. A imposição de uma ecentricidade próxima da unidade ($e^2 \rightarrow 1$) torna a geratriz do sub-refletor cada vez mais semelhante a uma parábola, implicando numa distância inter-focal elevada ($2c \rightarrow \infty$). Derivada da Eq. 3.23, tal condição pode ser satisfatoriamente atendida pelo afastamento do vértice do sub-refletor em relação ao foco primário da antena, através da correção dos cinco parâmetros que definem a geometria *ASDRA*. A redução do parâmetro θ_E é uma outra

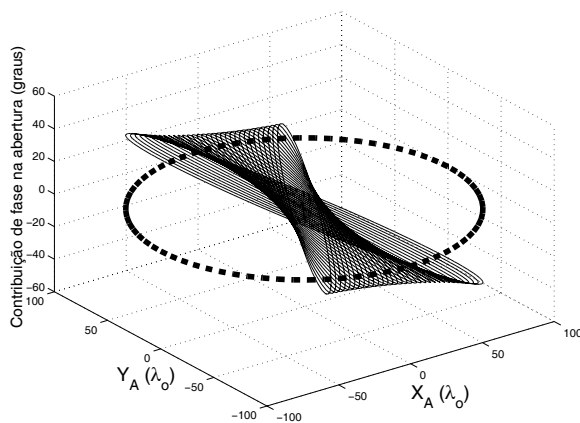
alternativa para se ter êxito na minimização dos efeitos provocados pelas desfocalizações sobre o desempenho da antena. Ambas as soluções envolvem a redução da variação de θ_F , fato destacado na Seção 3.2. A anulação do denominador da Eq. 4.22, também apresentada pela Seção 3.3, leva à conclusão que, através da Eq. 3.24, o valor absoluto da ecentricidade e deve tender ao infinito ($|e| \rightarrow \infty$). Com isso, pela Eq. 3.26 prova-se que as geometrias ADC e ADH são as únicas capazes de atender tal exigência ao se impor a igualdade $\beta = -\theta_1/2$ onde, de acordo com [MOREIRA, 01], $\theta_1 = \theta_L$ para a ADC e $\theta_1 = \theta_U$ para a ADH.

A expansão desenvolvida na presente seção é abordada novamente pela Seção 4.5.1, onde a partir de seus termos se deduz uma expressão para a estimativa da direção do lóbulo principal no diagrama de radiação.

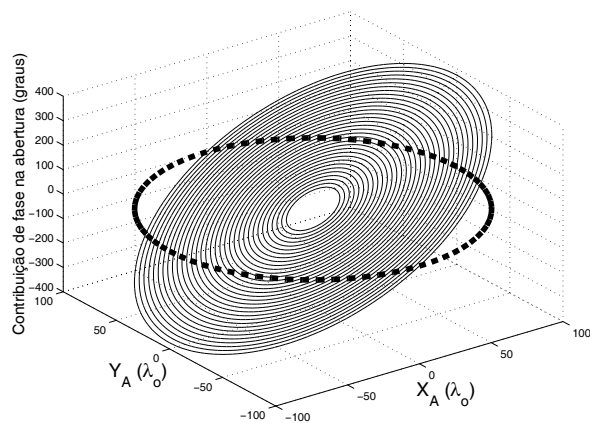
4.4 Caracterização dos Principais Efeitos Associados às Aberrações sobre o Desempenho da Antena

A forma como as componentes de aberração afetam a fase do campo na abertura da antena é uma informação importante para se determinar os principais efeitos em seu diagrama de radiação, associados a cada aberração específica existente. Nesse sentido, a expansão em série de termos (Eq. 4.18) é bastante adequada para se caracterizar melhor as diversas perturbações, onde cada termo da aberração pode ser individualmente analisado por meio de gráficos como aqueles que são mostrados pelas Figs. 4.4(a) – (e).

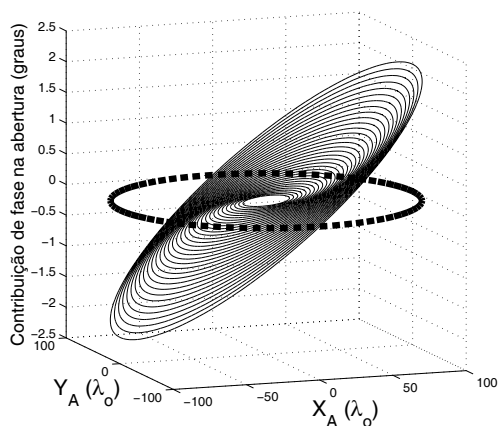
A partir de uma comparação com as Figs. 3.4(a) – (e), detecta-se claramente a natureza assimétrica das aberrações geradas pelas desfocalizações radiais. Pelas figuras, observa-se que os termos associados aos coeficientes C_4 e C_5 produzem perturbações na abertura semelhantes àquela produzida pela aberração relativa a C_2 . Termos de aberração superiores à quinta ordem não foram incluídos na Fig. 4.4 por terem conformações semelhantes às já apresentadas. Portanto, ao se examinar termos além de C_5 , a periodicidade nos padrões de perturbação é notória. Pode-se afirmar que as aberrações relativas a C_6 e C_7 causam variações na fase muito semelhantes à variação provocada pela aberração dada pelo termo C_3 , mas, evidentemente, de magnitudes inferiores. Verificando os termos associados a C_8 e C_9 , novamente nota-se aberrações muito parecidas com o padrão dado por C_2 . A alternância nos padrões se dá em intervalos de



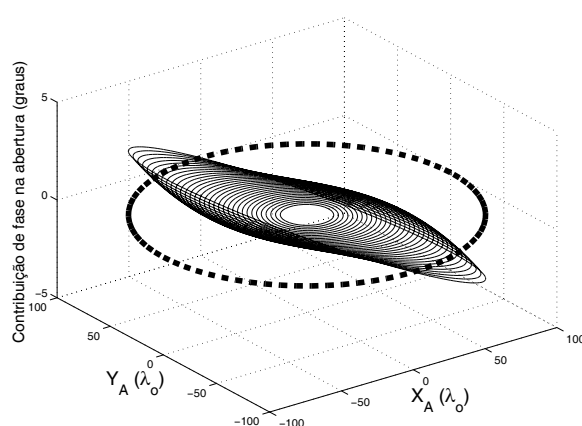
(a) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_0 .



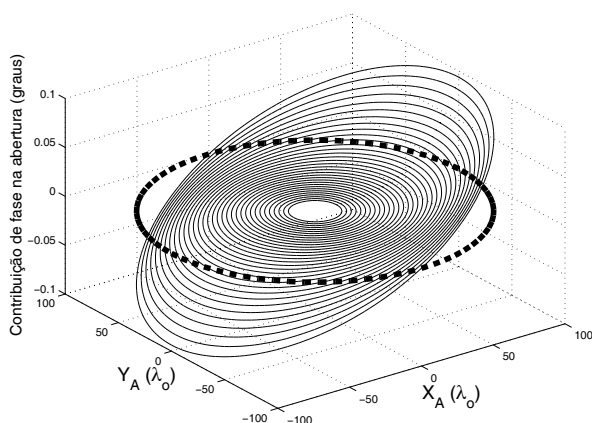
(b) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_1 .



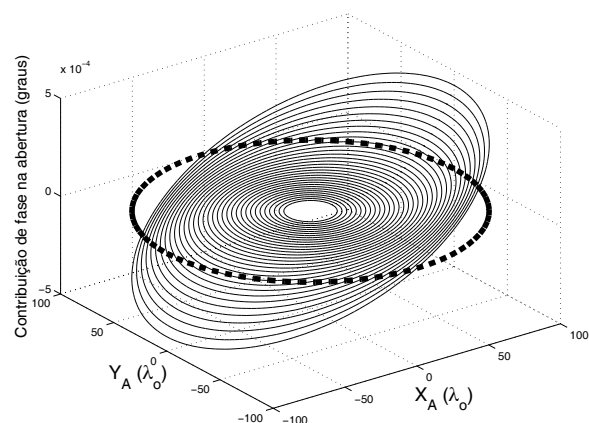
(c) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_2 .



(d) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_3 .



(e) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_4 .



(f) Padrão da componente de aberração associada ao coeficiente C_5 .

Figura 4.4: Aspecto das principais componentes de aberração, presentes no campo da abertura de uma antena ADC, cujo alimentador se encontra desfocalizado radialmente de $5 \lambda_o$ ($x_o = 5 \lambda_o$). A abertura da antena está representada em linha tracejada.

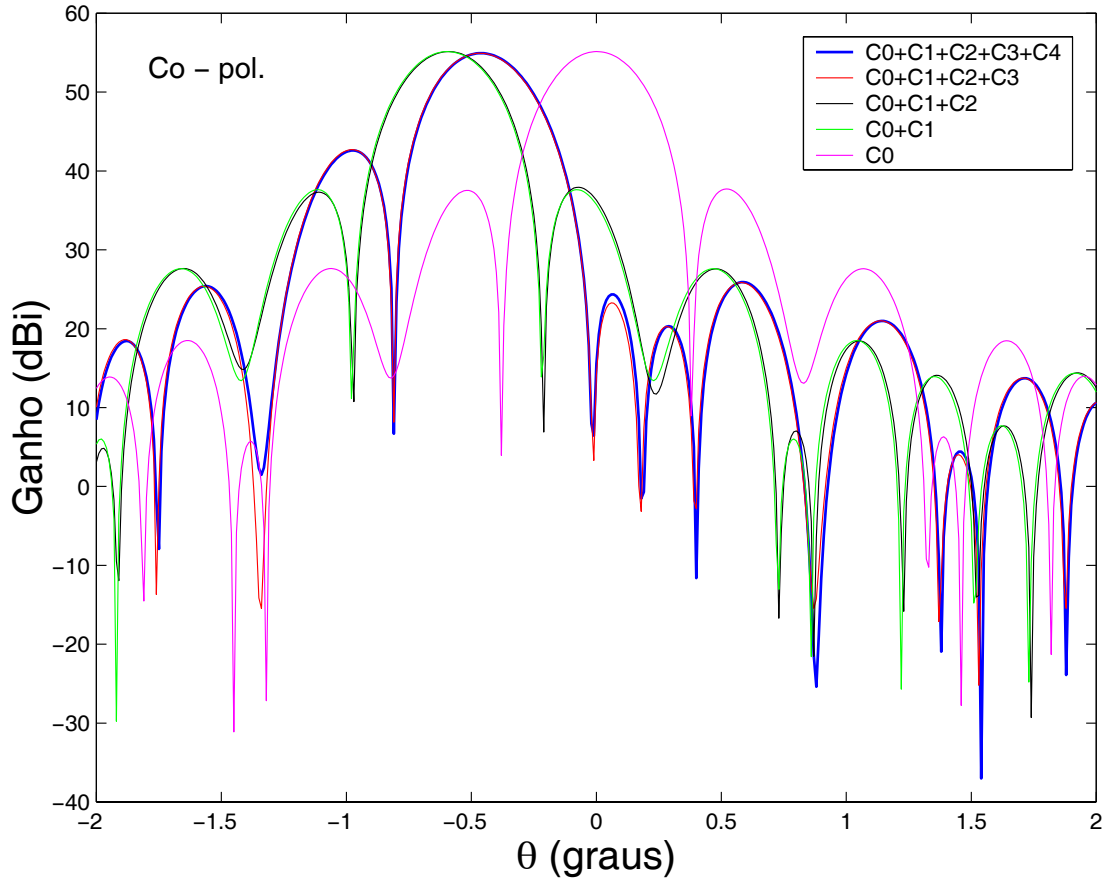


Figura 4.5: Influência das principais componentes de aberração sobre o diagrama de radiação, estimado pela técnica AF, produzido por uma ADC ($D_M = 200\lambda_o$, $D_S = 20\lambda_o$, $D_B = 30\lambda_o$, $L_o = 150\lambda_o$, $\theta_E = 10^\circ$ e $h(\text{RCF}) = 86$), cujo alimentador se encontra desfocalizado radialmente ($x_o = +5\lambda_o$).

dois termos, ou seja, formas de perturbação quase idênticas a C_2 e C_3 são obtidas com os termos superiores a C_3 . Além disso, constata-se que a magnitude do termo da aberração se torna cada vez menor à medida que sua ordem aumenta, como já discutido na Seção 4.3. A clara assimetria detectada em todas componentes de aberração, definidas pela Eq. 4.18, é responsável pela mudança nas direções dos lóbulos no diagrama de radiação, assim como pela assimetria dos lóbulos secundários em relação ao principal. Através da Fig. 4.5, um exemplo ilustra a influência das aberrações num diagrama radiado por uma antena ADC. Os cinco diagramas são obtidos por meio da expansão em série, onde somente os termos admitidos foram destacados na legenda do diagrama. O primeiro diagrama contém os cinco primeiros termos da aberração. Os diagramas seguintes são obtidos pela eliminação de uma componente por vez até se obter o último diagrama, no qual apenas a aberração relativa ao coeficiente C_0 está presente. Basicamente, o que se nota é a pouca influência

dos coeficientes C_2 e C_4 . Fica comprovado que o termo relativo a C_3 afeta a simetria do diagrama em relação ao lóbulo principal e que o coeficiente C_1 promove a mudança de direção dos lóbulos. No último caso, onde se tem apenas a contribuição do primeiro termo (C_0), percebe-se a superposição do diagrama de radiação correspondente com o diagrama livre de aberrações, isto é, na situação em que não há desfocalização.

4.5 Cálculo do Campo Distante Radiado

De forma análoga à mostrada na Seção 3.5, o campo na abertura é obtido pela inclusão da função aberração (Eq. 4.8), deduzida para as desfocalizações radiais, à Eq. 2.17 que fornece a distribuição desse campo em termos de fase e amplitude. O campo distante radiado pela antena é então calculado através da Eq. 2.12. Os valores de ganho e eficiência associados a esse campo são dados pelas Eqs. 2.13 – 2.16. A função aberração (Φ), a ser usada no cálculo do campo distante para produzir os resultados apresentados na Seção 4.6, não é representada pelo somatório de termos isolados, discutido na seção anterior. Por conter todos os possíveis termos da aberração, a função $\sin \theta_F$ é utilizada para se evitar qualquer aproximação adicional nos resultados obtidos com o AF e, portanto, o termo V , constante na Eq. 2.17, é aquele dado pela Eq. 4.5. Os métodos PO e MoM, por sua vez, utilizam a integral de radiação dada pela Eq. 2.19.

4.5.1 Estimativa da Direção do Lóbulo Principal

Baseado no modo de determinação da direção de máximo de radiação em sistemas clássicos, deduzido por [DRAGONE, 82] a partir de sua formulação, uma equação semelhante para a estimativa da direção do lóbulo principal (θ_o) é obtida para as antenas do tipo *ASDRA*, originada da formulação apresentada na Seção 4.2 e da expansão em série desenvolvida na Seção 4.3.

Supondo que os deslocamentos sejam da ordem do comprimento de onda (λ_o), o posicionamento do lóbulo principal (θ_o) pode ser calculado, aproximadamente, apenas pela variações da fase do campo, na região iluminada da abertura, sendo a influência das variações da amplitude e da polarização desconsideradas. Da integral de radiação discutida na Seção 4.5, promove-se uma derivação parcial do termo exponencial, associado à distribuição da fase na abertura, em relação às variáveis de observação θ e

ϕ [MOREIRA, 00a]:

$$\frac{\partial |I|^2}{\partial \theta} = \frac{\partial |I|^2}{\partial \phi} = 0, \quad (4.23)$$

onde I é a integral dupla (ρ_A, ϕ_A) desse termo exponencial descrito pela Eq. 2.12, reapresentada logo abaixo:

$$I = \int_0^{2\pi} \int_{D_B/2}^{D_M/2} e^{-j \kappa_o [V - \rho_A \sin \theta \cos(\phi_A - \phi)]} \rho_A d\rho_A d\phi_A. \quad (4.24)$$

Para se obter uma forma analítica da estimativa de direção do lóbulo principal (θ_o), a expansão do termo exponencial de argumento V , apresentado pelas Eqs. 4.2 e 4.8, é feita de acordo com [DRAGONE, 82], resultando em:

$$\sin \theta_o e^{j \phi_o} = -(x_o + j y_o) / f_o, \quad (4.25)$$

onde θ_o e ϕ_o indicam a direção aproximada do lóbulo principal no diagrama de radiação da antena (Fig. 4.6). A distância focal equivalente do sistema refletor, representada por f_o , é calculada pela seguinte expressão [MOREIRA, 00a]:

$$f_o \approx \frac{D_M}{8v} \left[\sum_{t=0}^{\infty} \frac{C_t}{3+t} (D_M/2)^t \right]^{-1}, \quad (4.26)$$

onde v varia conforme a Eq. 4.8. Apesar de f_o representar uma distância focal equivalente, não é possível se determinar um parabolóide equivalente [HANNAN, 61] aos dois refletores da antena *ASDRA*, como é feito para geometrias clássicas tais como a Cassegrain. A onda refletida pelo sub-refletor é astigmática, ou seja, não há como definir um alimentador virtual localizado no espaço de tal maneira que produza um campo semelhante àquele proveniente desse sub-refletor. Uma onda astigmática não possui um único centro de curvatura e, portanto, não pode ser representada pelo alimentador virtual situado diante do refletor principal, tornando a equivalência inviável. A particularização da Eq. 4.26 é válida para os sistemas clássicos Cassegrain e Gregorian, bastando simplificá-la com base nos coeficientes C_t não nulos examinados na Seção 4.3. Após manipulações algébricas expostas a seguir, verifica-se que a distância f_o se reduz então a:

$$\begin{aligned} f_o &\approx \frac{D_M}{8v} \left[\frac{C_1}{4} (D_M/2) + \frac{C_3}{6} (D_M/2)^3 + \frac{C_5}{8} (D_M/2)^5 \dots \right]^{-1} \\ &\approx \frac{D_M}{8v} \left\{ \frac{-A_1 D_M}{8A_4} \left[1 - \frac{A_1^2}{3A_4^2} (D_M/2)^3 + \frac{A_1^4}{16A_4^4} (D_M/2)^5 \dots \right] \right\}^{-1} \approx \frac{-A_4}{vA_1} \\ &\approx F|e+1|/|e-1|, \end{aligned} \quad (4.27)$$

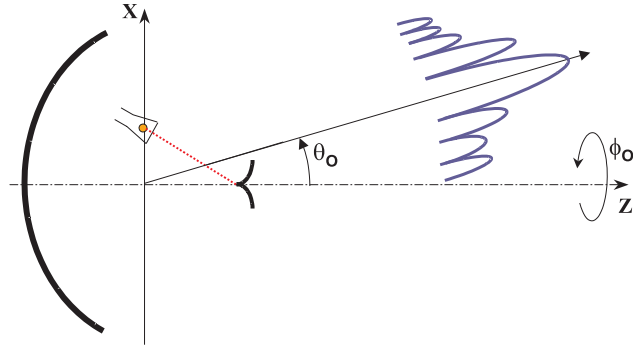


Figura 4.6: Predição da direção de máxima radiação.

como esperado [HANNAN, 61].

A aproximação proporcionada pela teoria para θ_o , apresentada nesta seção, é incluída nos resultados obtidos (Seção 4.6) para fins de comparação.

4.6 Resultados Numéricos

Os resultados obtidos pelas três técnicas usadas (MoM, PO e AF) para as desfocalizações radiais, efetuadas nas quatro geometrias *ASDRA* (ADC, ADG, ADE e ADH), são apresentados nas próximas seções. Os conceitos de lóbulo principal e primeiro lóbulo secundário, esclarecidos na Seção 3.6, permanecem válidos para o acompanhamento do deslocamento dos mesmos nos diagramas de radiação. Além dos diagramas de radiação, informações relativas às variações de ganho e direção do lóbulo principal (θ_o), à largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) e ao nível do primeiro lóbulo secundário são determinadas para as mesmas geometrias examinadas no Capítulo 3. Como feito na Seção 3.6, a distribuição da fase do campo na abertura é observada em diagramas com curvas de nível para as desfocalizações críticas experimentadas ($|\vec{r}_o| = 5 \lambda_o$).

O modelo RCF do alimentador, definido pela Eq. 2.1 e linearmente polarizado em \hat{X} de acordo com a terceira definição de Ludwig [LUDWIG, 73], é utilizado na obtenção dos resultados gerados pelos três métodos. Conforme afirmado na Seção 4.1, os resultados obtidos pela PO e pelo MoM se referem a um alimentador sempre orientado de forma a apontar para o vértice do sub-refletor (Fig. 4.1), independentemente de ρ_o , definido como a distância radial do centro de fase do alimentador ao eixo de simetria.

Os diagramas de radiação, apresentados nessa seção, retratam o comportamento do campo distante no plano definido pela direção da desfocalização (\vec{r}_o) e pelo eixo de

simetria Z . Portanto, ao ser efetuada uma desfocalização ρ_o ao longo do eixo X ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$), o diagrama relativo ao Plano E ($\phi = 0^\circ$), definido como tal pela polarização admitida para o alimentador (\hat{X}), é apresentado. Sendo a desfocalização ρ_o realizada ao longo do eixo Y ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$), o diagrama resultante no Plano H ($\phi = 90^\circ$) é exibido. Por questões de comodidade, resultados relativos a um mesmo ρ_o , convenientemente diferenciados um do outro, são reunidos num mesmo diagrama de radiação. É importante destacar que aqui os Planos E e H , associados a um dado ρ_o , não estão relacionados à mesma desfocalização, como foi feito na Seção 3.6. Nesse sentido, torna-se relevante dizer que apenas a direção positiva dos eixos X e Y foram adotadas para as desfocalizações radiais. Entretanto, os resultados obtidos para deslocamentos no sentido oposto desses mesmos eixos ($-X$ e $-Y$), não incluídos no presente trabalho, indicaram que os efeitos provocados sobre o diagrama da antena são exatamente inversos. A inversão exata nos diagramas, justificada pela simetria axial da antena, ocorre em relação à direção $\theta = 0^\circ$, ou seja, alterações nas direções em que θ é negativo surgem nos valores positivos correspondentes de θ e vice-versa. Alternativamente, tal inversão nos diagramas pode ser realizada com o uso de um modelo RCF, linearmente polarizado em \hat{Y} . A polarização cruzada, antes desprezível para as desfocalizações axiais, torna-se agora cada vez mais intensa com o aumento da desfocalização radial ρ_o . Contudo, o plano em que a desfocalização é realizada, retratado nos diagramas (Plano E ou H , dependendo da direção de deslocamento do alimentador), conserva uma simetria em relação à antena tendo, portanto, uma polarização cruzada ainda desprezível. Os parâmetros usados na especificação das quatro geometrias investigadas podem ser consultados na Tabela III.I. Em todas elas, o refletor principal é estendido até o eixo de simetria da antena, conforme foi feito nas análises apresentadas pelas Seções 3.6.1 – 3.6.4.

4.6.1 Geometria ADC

A geometria ADC, a ser investigada, é definida pelos parâmetros da Tabela III.I e possui um perfil exibido pela Fig. 3.6. Por conveniência, o diagrama de radiação dessa antena para o caso do alimentador no foco é reapresentado na Fig. 4.7.

Os próximos cinco diagramas de radiação (Figs. 4.8 – 4.12) estão relacionados aos deslocamentos radiais (ρ_o) do centro de fase do alimentador, discretos e espaçados de $1 \lambda_o$, até o limite de $5 \lambda_o$. Como antecipado, o efeito mais perceptível causado pela

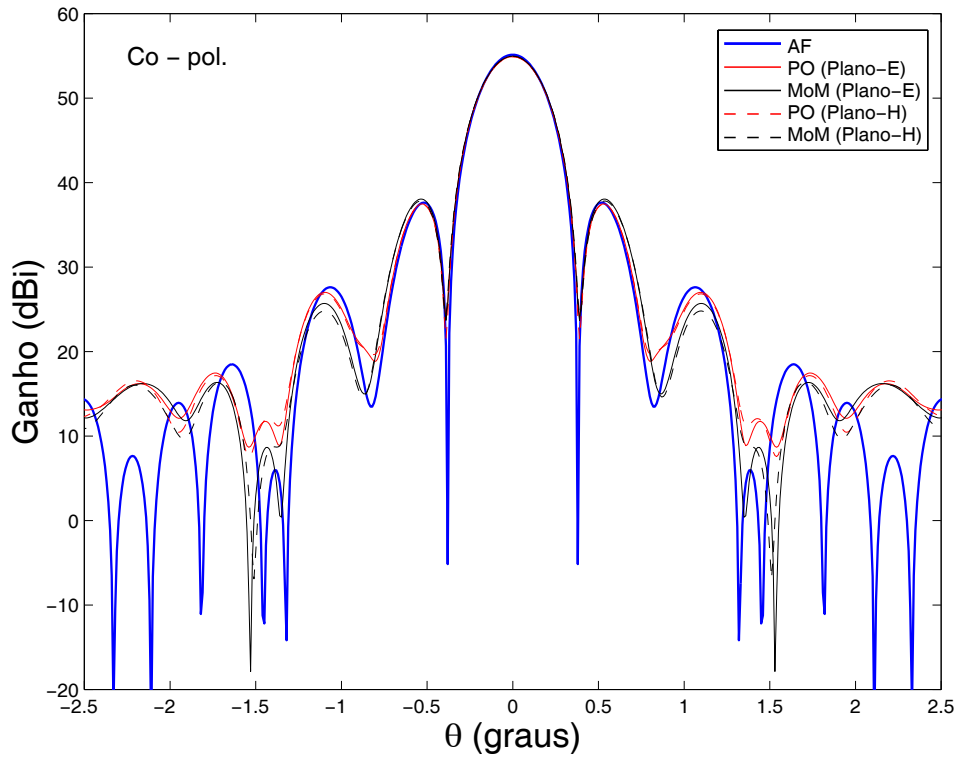


Figura 4.7: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H .

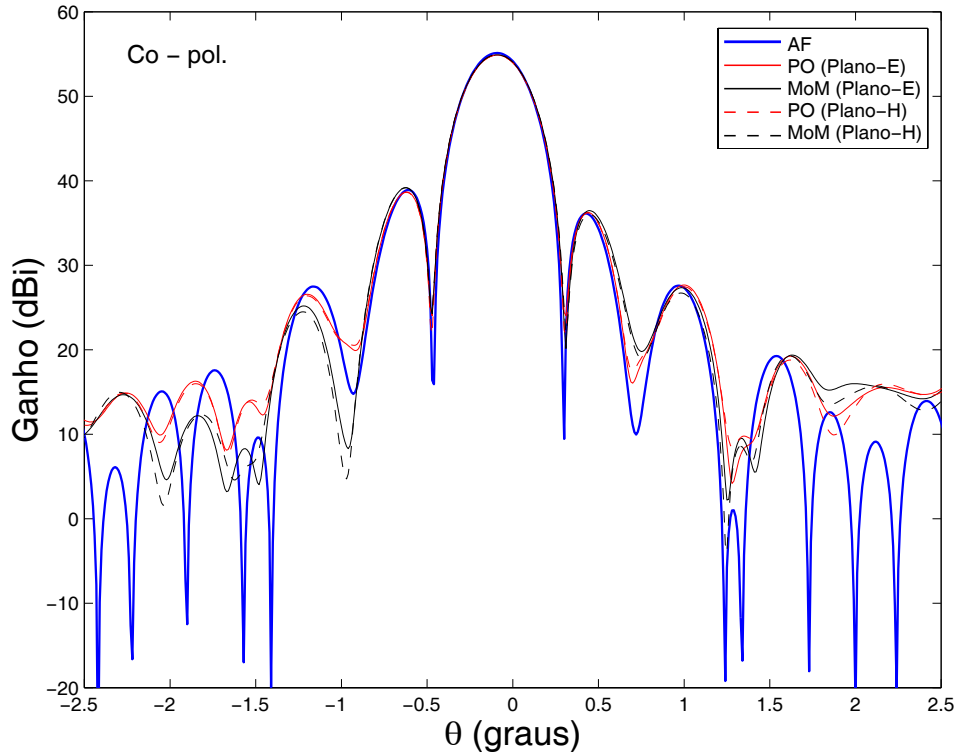


Figura 4.8: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

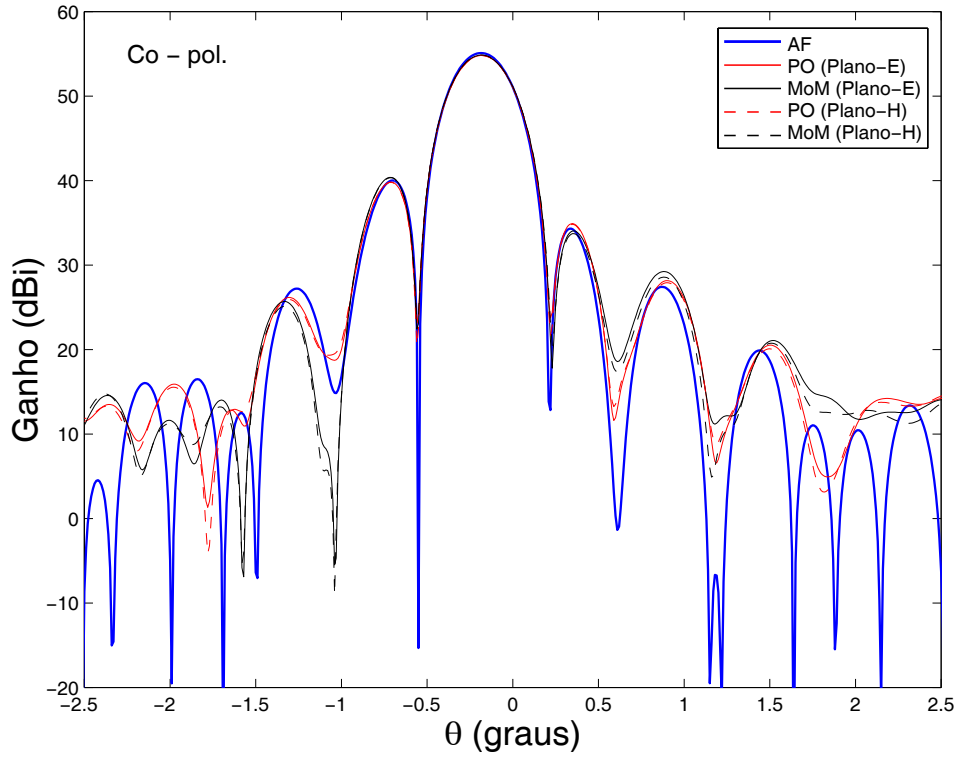


Figura 4.9: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

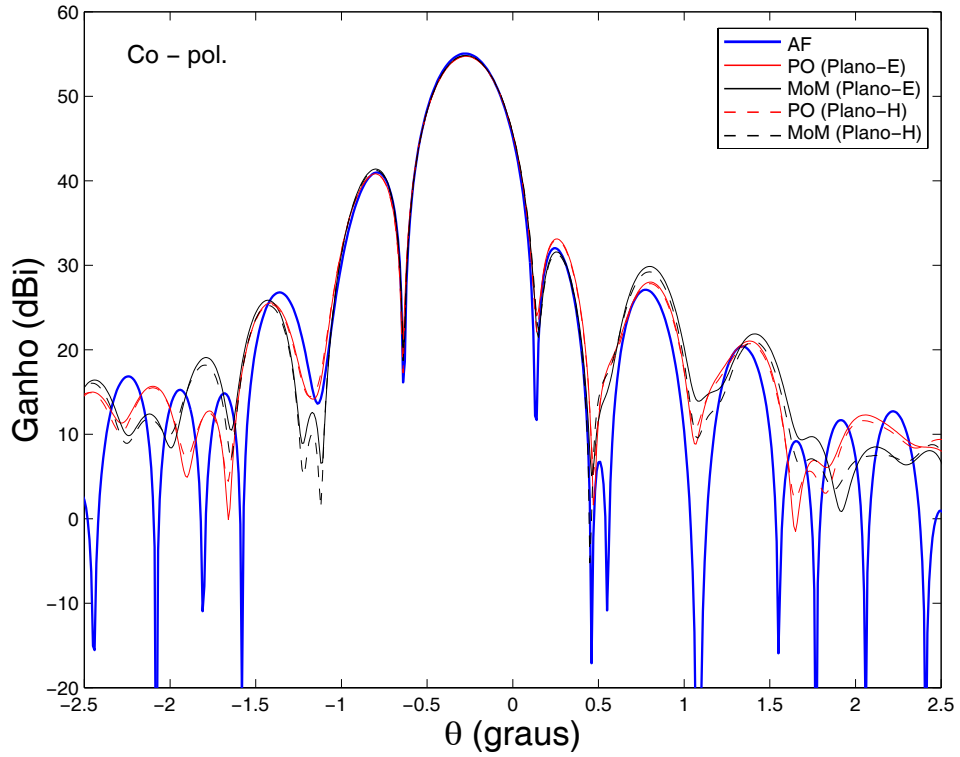


Figura 4.10: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

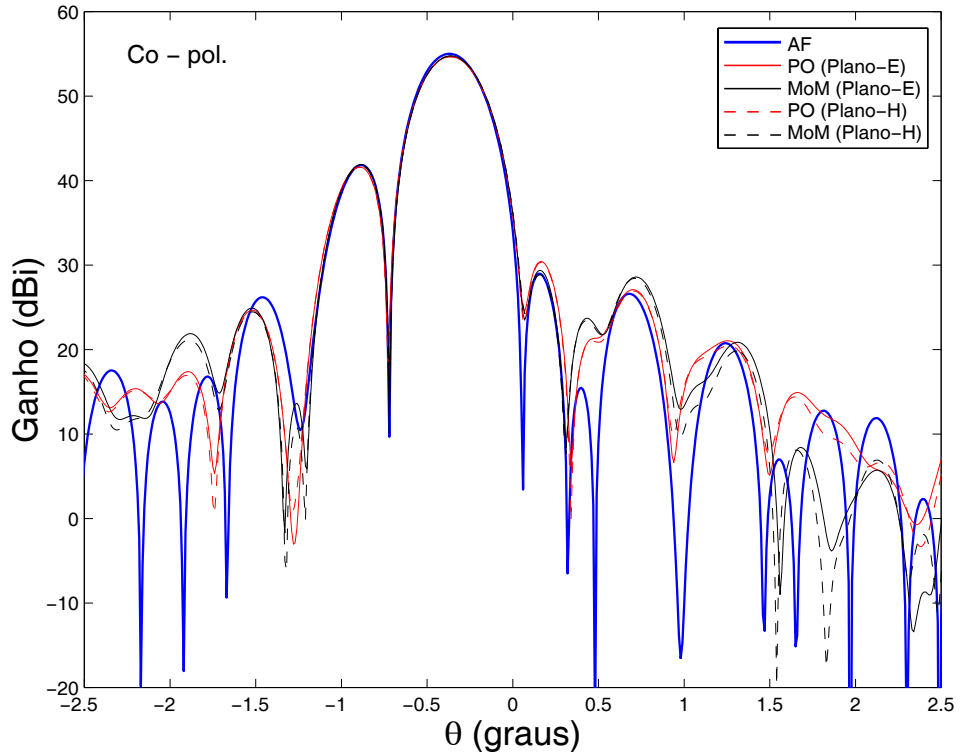


Figura 4.11: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

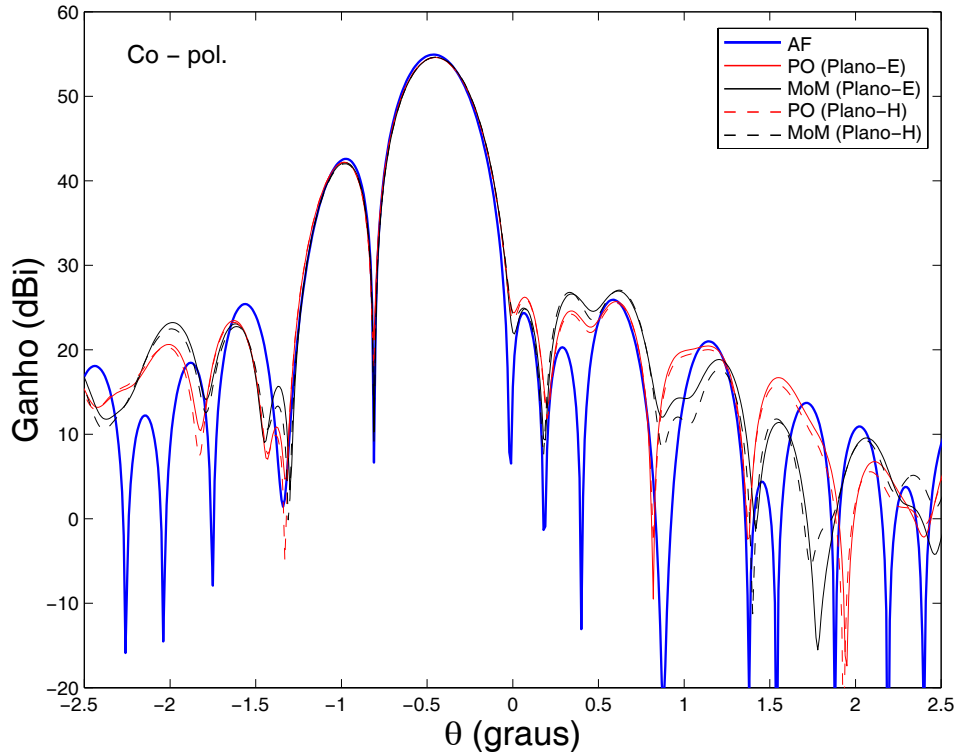


Figura 4.12: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

desfocalização radial é o deslocamento do lóbulo principal, atribuído essencialmente à aberração de primeira ordem identificada na Seção 4.3. O sentido do movimento adotado pelo lóbulo principal num dado plano (e.g., Plano E) é oposto ao sentido da desfocalização executada nesse mesmo plano (e.g., \hat{X}), devido à própria geometria da antena. Logo, de acordo com a polarização do campo gerado pelo modelo RCF adotado (linearmente polarizado em \hat{X}) e com o sistema de coordenadas principal (Fig. 2.4), as desfocalizações feitas ao longo dos Planos E e H , associadas aos diagramas apresentados pelas Figs. 4.8 – 4.12, correspondem à movimentação do alimentador nos sentidos positivos dos eixos X e Y , respectivamente. Das Figs. 4.7 – 4.12, observa-se que as curvas referentes ao método AF apresentam uma boa concordância com a PO e o MoM na estimativa do lóbulo principal, direcionado em $\theta = \theta_o$, e do primeiro lóbulo secundário. A aproximação feita pela formulação de primeira ordem continua não sendo muito adequada como método de estimativa para lóbulos secundários mais afastados da direção θ_o , cujo valor permanece em 0° para as desfocalizações axiais. A Fig. 4.13 e a Tabela IV.I evidenciam o comportamento do ganho do lóbulo principal ($\theta = \theta_o$) que, em todos os casos abordados, corresponde ao ganho máximo no diagrama. Como esperado, o ganho e, conseqüentemente, o desempenho da antena ADC sofrem reduções à medida que ρ_o aumenta. O método AF esboça corretamente a tendência da referida queda, apresentando uma discrepância de até 0,33 dB em relação às curvas obtidas com o MoM para o caso $\rho_o = 5\lambda_o$. Pequenas diferenças entre os valores de ganho encontrados para os Planos E e H , relativos a um mesmo método (PO ou MoM), ocorrem para determinados valores de ρ_o . A variação da direção do lóbulo principal (θ_o) provocada pelas desfocalizações radiais é descrita pela Fig. 4.14, acompanhada da Tabela IV.II. As curvas da Fig. 4.14 mostram uma relação aproximadamente linear entre o deslocamento angular θ_o do lóbulo principal e a desfocalização ρ_o , onde a inclinação negativa de $-0,09^\circ/\lambda_o$ indica o sentido (oposto) do movimento desse lóbulo em relação àquele adotado para o posicionamento do alimentador. Tal fato já havia sido notado nos primeiros diagramas de radiação da antena ADC. Dos resultados obtidos até o momento, observa-se uma queda de no máximo 0,35 dB para um deslocamento angular de θ_o igual a $0,45^\circ$, o que mostra um comportamento razoavelmente inferior da geometria em aplicações de varredura quando comparada aos resultados obtidos por antenas clássicas [WONG, 73]. Da Tabela IV.II, constata-se que a direção de máximo de radiação (θ_o), calculada pela PO e pelo MoM

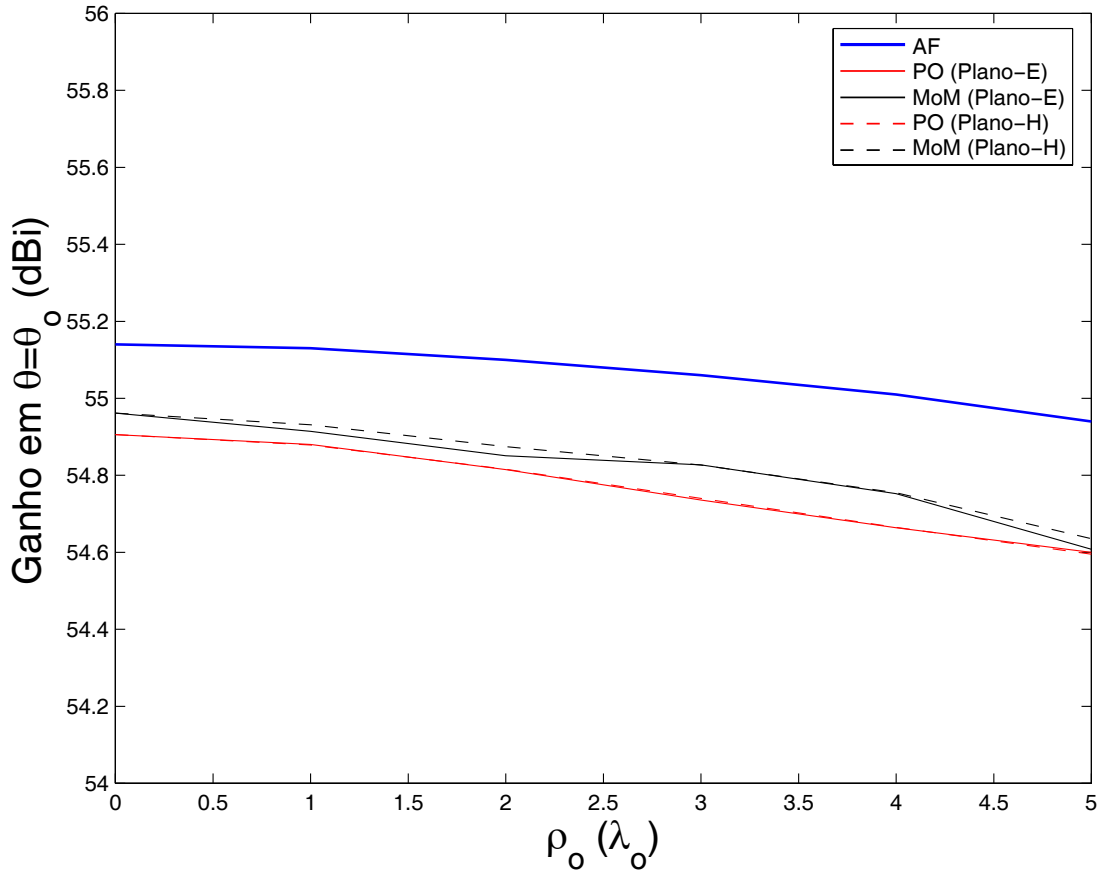


Figura 4.13: Variação do ganho da antena ADC em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

ρ_o (λ_o)	Ganho (dBi) / Eficiência (%)									
	AF		PO (Plano-E)		PO (Plano-H)		MoM (Plano-E)		MoM (Plano-H)	
0	55,14	82,7	54,91	78,4	54,91	78,4	54,96	79,4	54,96	79,4
1	55,13	82,5	54,88	77,9	54,88	77,9	54,91	78,5	54,93	78,8
2	55,10	81,9	54,81	76,7	54,82	76,8	54,85	77,4	54,87	77,8
3	55,06	81,2	54,74	75,4	54,74	75,4	54,83	77,0	54,83	77,0
4	55,01	80,3	54,66	74,1	54,67	74,2	54,75	75,7	54,75	75,7
5	54,94	79,0	54,60	73,0	54,59	72,9	54,61	73,2	54,64	73,7

Tabela IV.I: Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADC, em função de ρ_o .

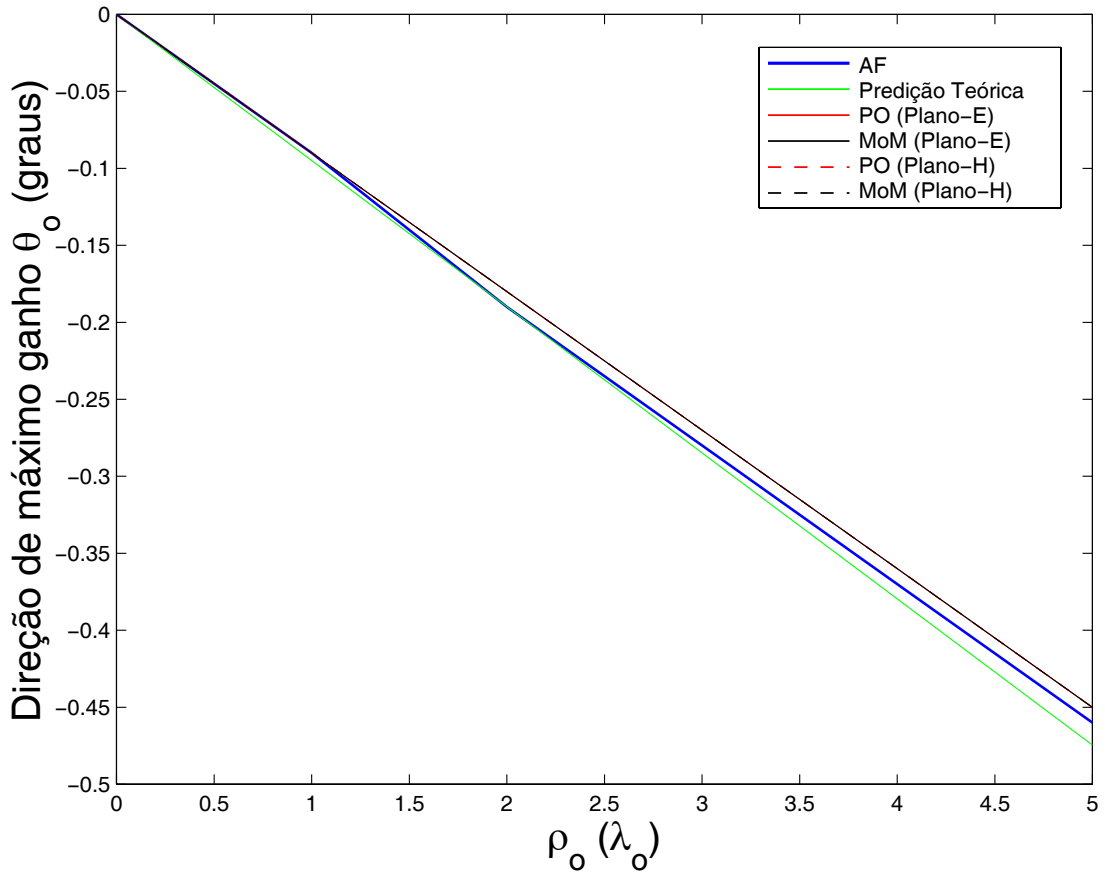


Figura 4.14: Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADC em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

$\rho_o(\lambda_o)$	Direção angular θ_o (graus)					
	AF	Predição Teórica	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0	0	0	0	0	0
1	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09
2	-0,19	-0,19	-0,18	-0,18	-0,18	-0,18
3	-0,28	-0,28	-0,27	-0,27	-0,27	-0,27
4	-0,37	-0,38	-0,36	-0,36	-0,36	-0,36
5	-0,46	-0,47	-0,45	-0,45	-0,45	-0,45

Tabela IV.II: Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADC, em função de ρ_o .

para os Planos E e H , são iguais. A formulação teórica preparada para prever θ_o e ϕ_o , apresentada na Seção 4.5.1 (Eq. 4.25), é coerente com os resultados obtidos pelos três métodos, sendo mais confiável quanto menor for ρ_o . A assimetria progressiva observada para os dois primeiros lóbulos secundários (Figs. 4.8 – 4.12) é causada essencialmente pela aberração coma, fato notado pela análise prévia dos efeitos de cada componente de aberração, apresentada ao longo da Seção 4.4. Contribuindo também para a queda do ganho máximo da antena, essa aberração provoca um aumento do primeiro lóbulo secundário localizado no lado para o qual o principal se desloca. Simultaneamente, ocorre o desaparecimento do outro lóbulo secundário, sendo a sua energia aglutinada ao principal e ao segundo lóbulo secundário vizinho. As Figs. 4.15 e 4.16 monitoram o comportamento do primeiro lóbulo secundário que tem a sua potência incrementada com ρ_o maior. Nota-se, obviamente, que a diferença de potência desse lóbulo em relação ao lóbulo principal diminui à medida que a desfocalização radial aumenta. A variação da direção do referido lóbulo também é aproximadamente linear, visto que o mesmo acompanha o deslocamento do lóbulo principal. Com o propósito de se constatar a influência da desfocalização radial sobre a largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW - *Half-Power Beamwidth*), a Tabela IV.III exibe os valores da HPBW para todas as desfocalizações efetuadas, que são os mesmos para os Planos E e H referentes à PO e ao MoM. De forma análoga ao estudo da geometria ADC feito no Capítulo 3, a HPBW se mantém constante para deslocamentos de até $5 \lambda_o$ apesar da queda do ganho relativo ao lóbulo principal. Portanto, para tais desfocalizações não se percebe uma tendência clara de aumento ou redução da HPBW com ρ_o para essa configuração específica ADC, dada pela Tabela III.I. Da Fig. 4.17, observa-se que os resultados fornecidos pelo AF deixam de ser confiáveis para

$\rho_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)				
	AF	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
1	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
2	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
3	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
4	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
5	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34

Tabela IV.III: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADC analisada, em função de ρ_o .

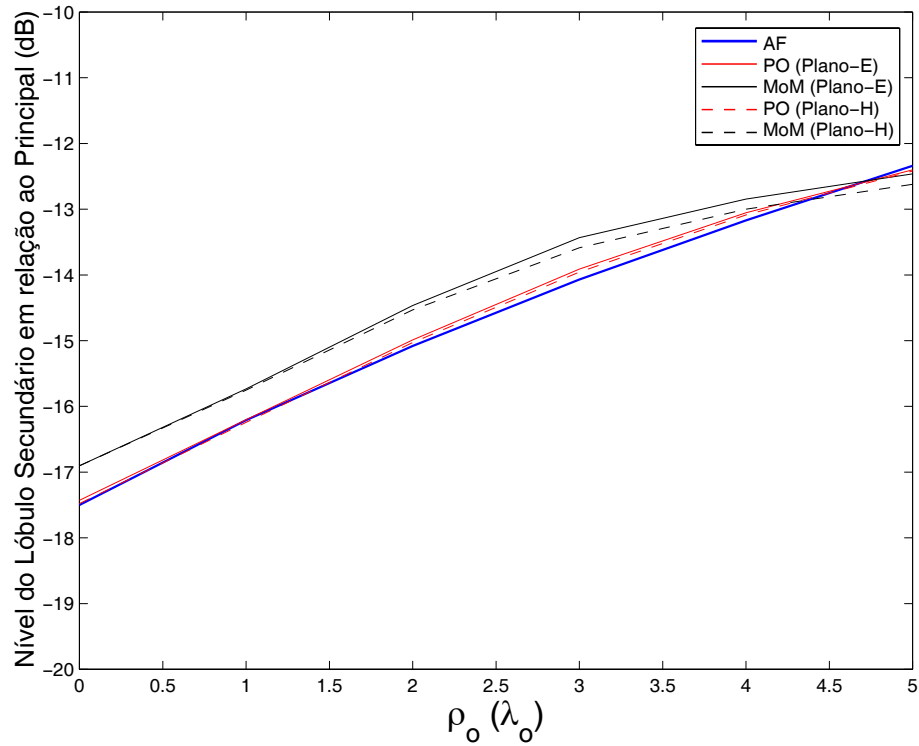


Figura 4.15: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADC em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

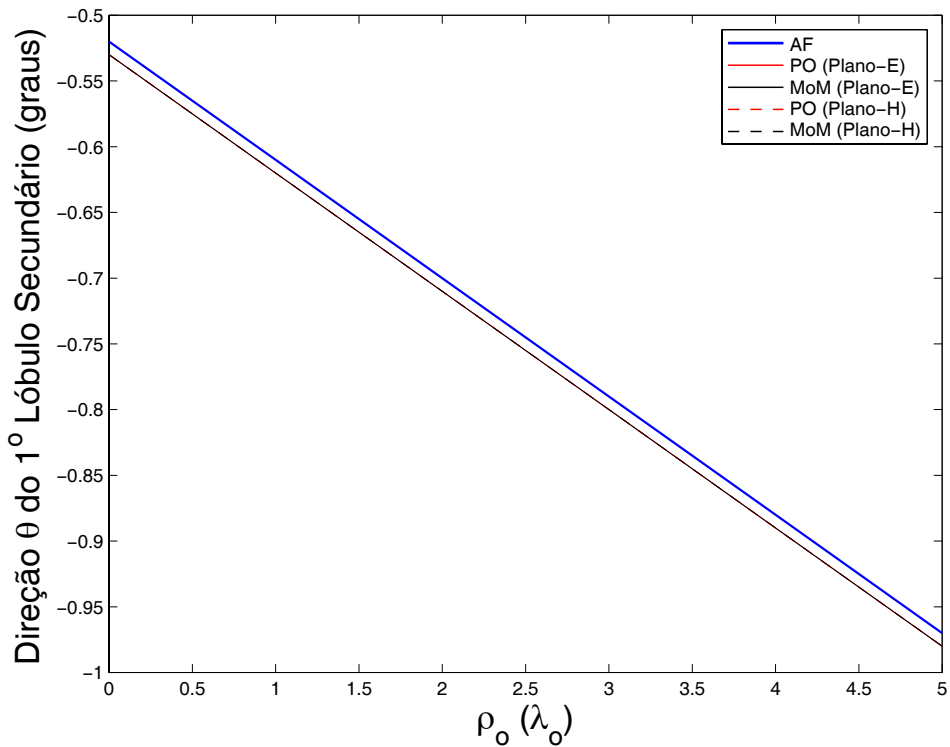


Figura 4.16: Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADC, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

uma estimativa do lóbulo principal, quando $\rho_o = 10 \lambda_o$. Os três métodos concordam entre si ao acusar um aumento da HPBW para 0, 36°, revelando uma possível tendência do lóbulo principal em se alargar com a desfocalização radial. Nota-se também pela Fig. 4.17 que a linearidade do deslocamento de θ_o com ρ_o é praticamente mantida ($\theta_o \approx 0, 90^\circ$). Além disso, as mudanças provocadas pela desfocalização sobre os dois primeiros lóbulos secundários (indicados por setas), discutidas anteriormente, são confirmadas. As Figs. 4.18(a) e (b) mostram a distribuição de fase na abertura da antena, estimada pelo traçado de raios e pela formulação de primeira ordem. Por ser a variação dessa fase o fator determinante na queda do desempenho da antena, os valores retratados nos diagramas refletem a diferença do valor absoluto de cada ponto da abertura em relação a uma mesma referência, ou seja, à fase associada ao raio principal (identificado na Seção 2.4.1) determinado pelo método em questão. Logo, a avaliação dos resultados baseia-se no grau de concordância entre as variações da fase, calculadas através da formulação e da técnica de traçado de raios. As curvas de nível, dadas em graus, esboçam um comportamento idêntico da antena para as desfocalizações críticas ($\rho_o = 5 \lambda_o$) ao longo dos dois planos investigados (Planos E e H). Diferentemente das desfocalizações axiais, as curvas não são concêntricas, mas aproximadamente simétricas em relação a um dos eixos representados (X_A, Y_A). Um aumento na variação da fase, tornando-a progressivamente negativa numa porção da abertura, é verificado, enquanto que na outra porção ocorre um adiantamento da fase em relação à referência adotada (raio principal).

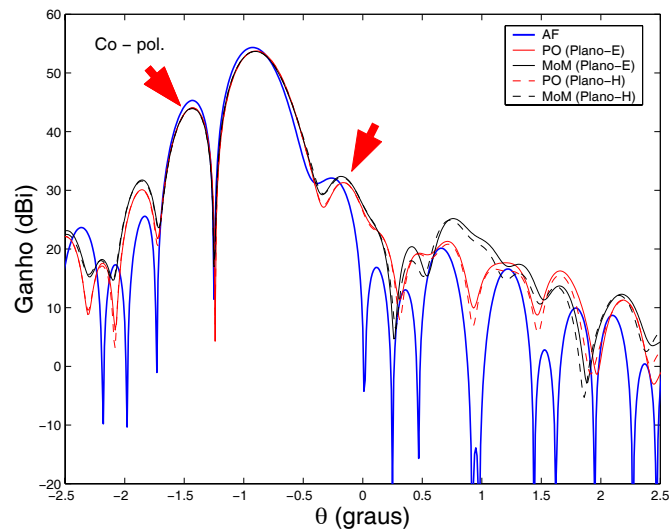
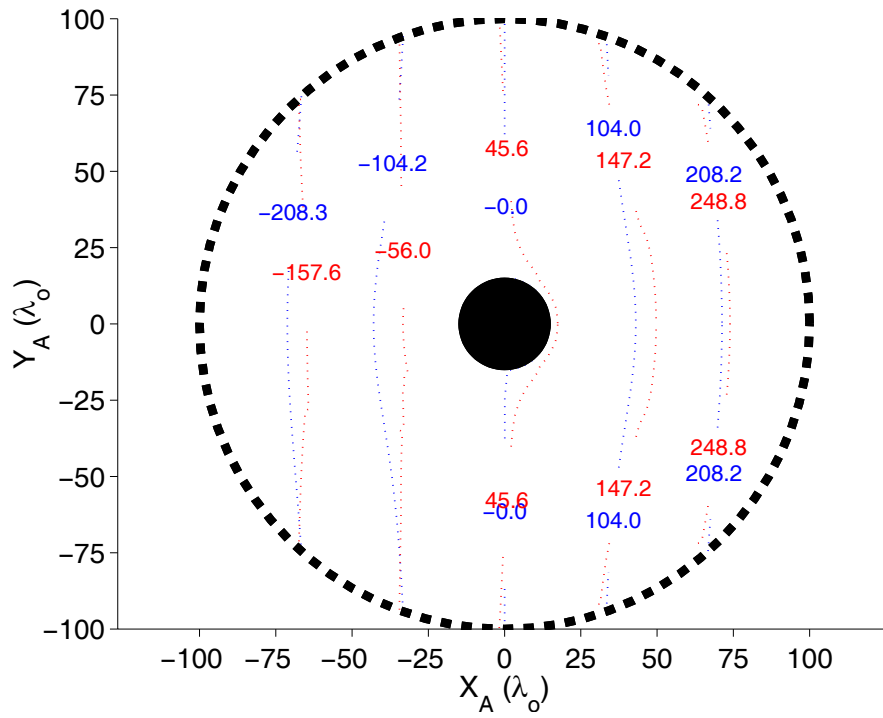
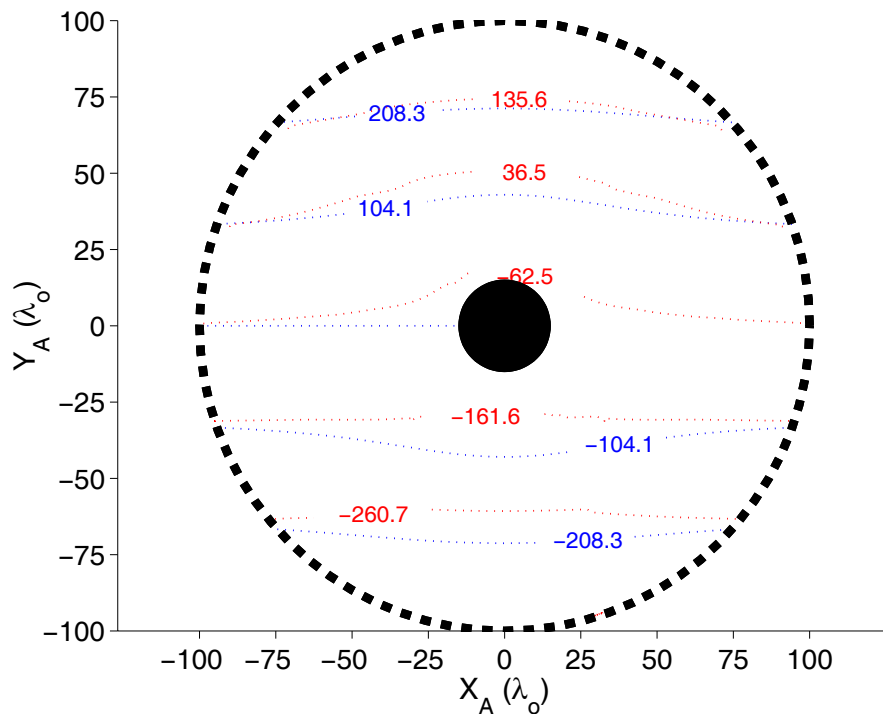


Figura 4.17: Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).



(a) Distribuição da fase na abertura para $x_o = 5\lambda_o$ e $y_o = 0$, em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $y_o = 5\lambda_o$ e $x_o = 0$, em graus.

Figura 4.18: Fase na abertura da antena ADC obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

4.6.2 Geometria ADG

A especificação dos parâmetros referentes à geometria ADG a ser examinada na presente seção está dada na Tabela III.I. Portanto, o aspecto geométrico da antena é aquele exibido na Fig. 3.40. Novamente, o primeiro diagrama de radiação a ser mostrado se refere à situação em que o alimentador se encontra no foco (Fig. 4.19).

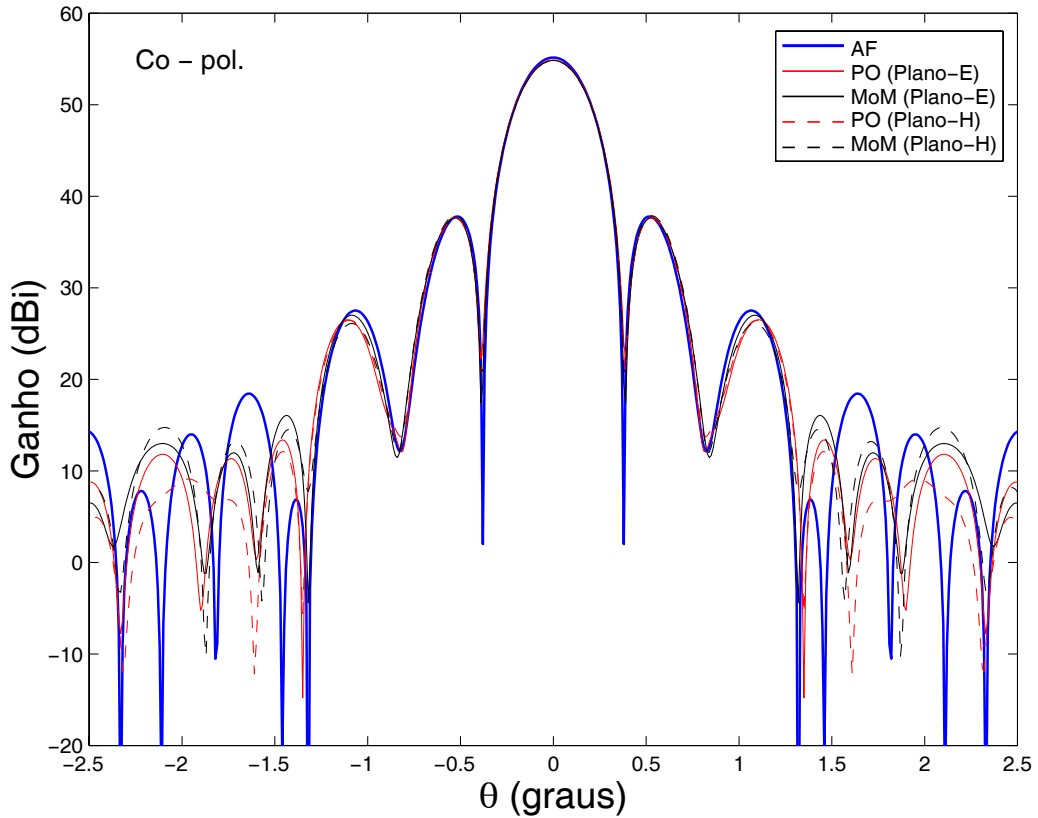


Figura 4.19: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H .

As Figs. 4.20 – 4.24 apresentam os diagramas de radiação resultantes das desfocalizações radiais executadas ao longo dos Planos E e H ($\rho_o \in [1\lambda_o, 5\lambda_o]$). Tais desfocalizações, espaçadas de $1\lambda_o$, promovem o deslocamento do lóbulo principal, como visto na seção anterior para a geometria ADC. Contudo, os cinco diagramas evidenciam um comportamento antagônico do movimento realizado pelo lóbulo principal em relação à geometria ADC, justificado pela inversão da iluminação radiada pelo alimentador, promovida pelo sub-refletor desse tipo de antena. Observa-se que o primeiro lóbulo secundário, localizado à esquerda do lóbulo principal, é completamente absorvido por esse, para ρ_o superior a $3\lambda_o$. Verifica-se que o processo descrito

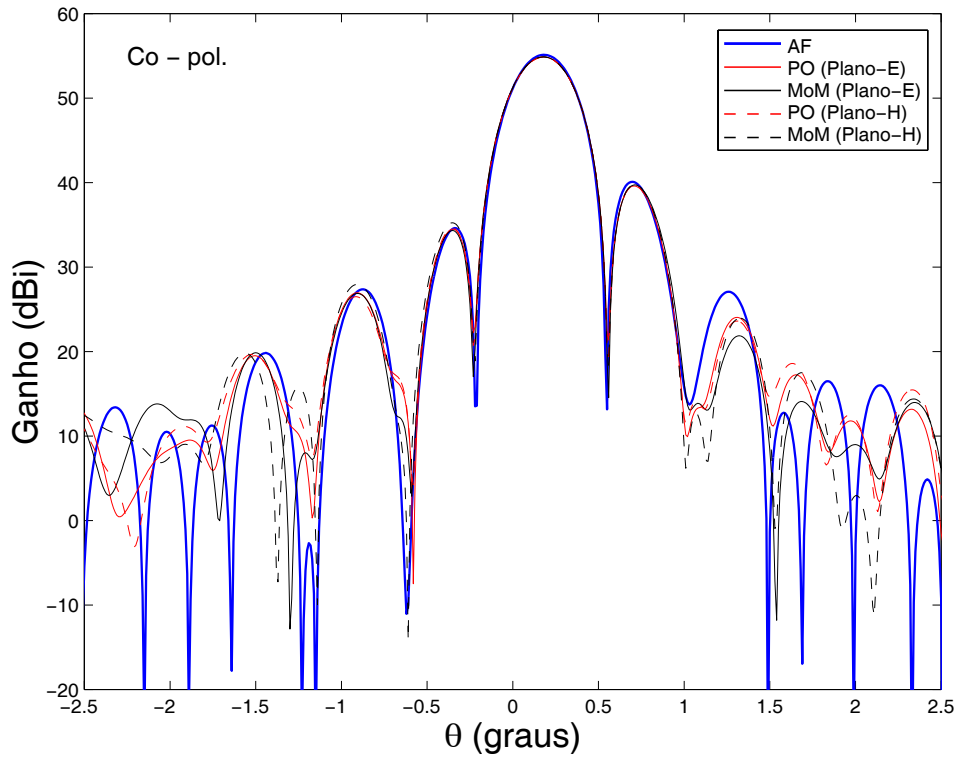


Figura 4.20: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

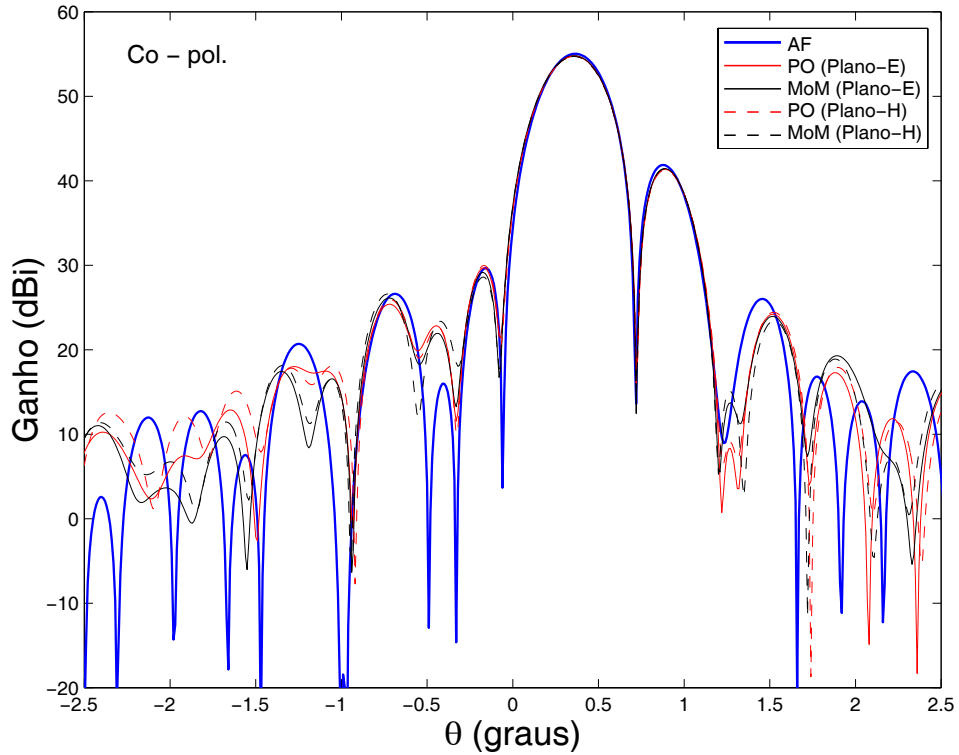


Figura 4.21: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

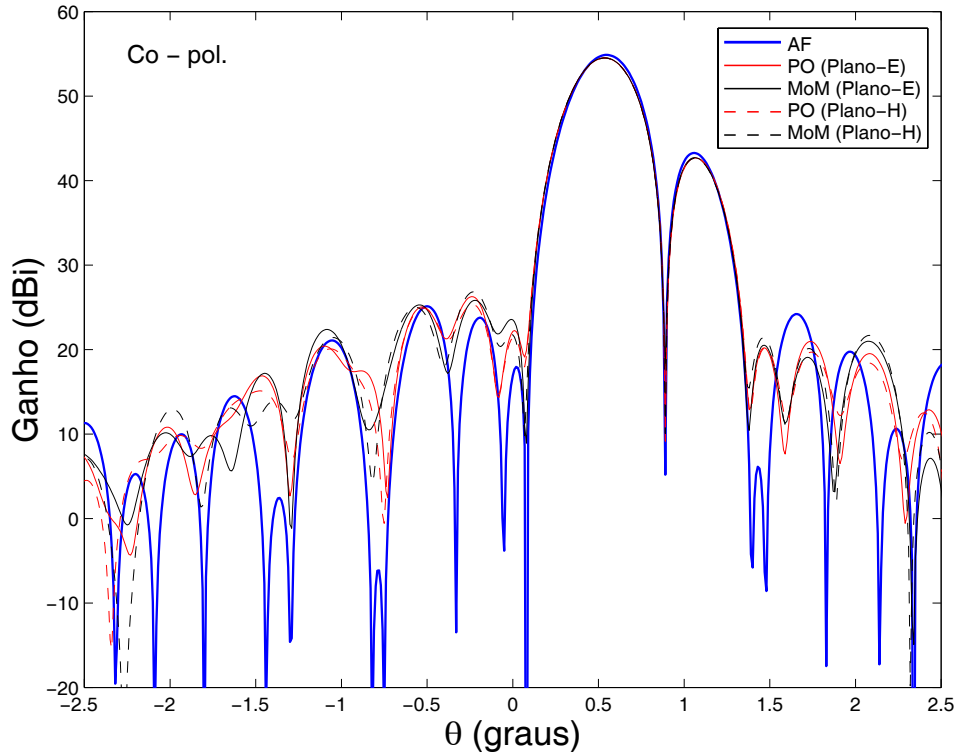


Figura 4.22: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

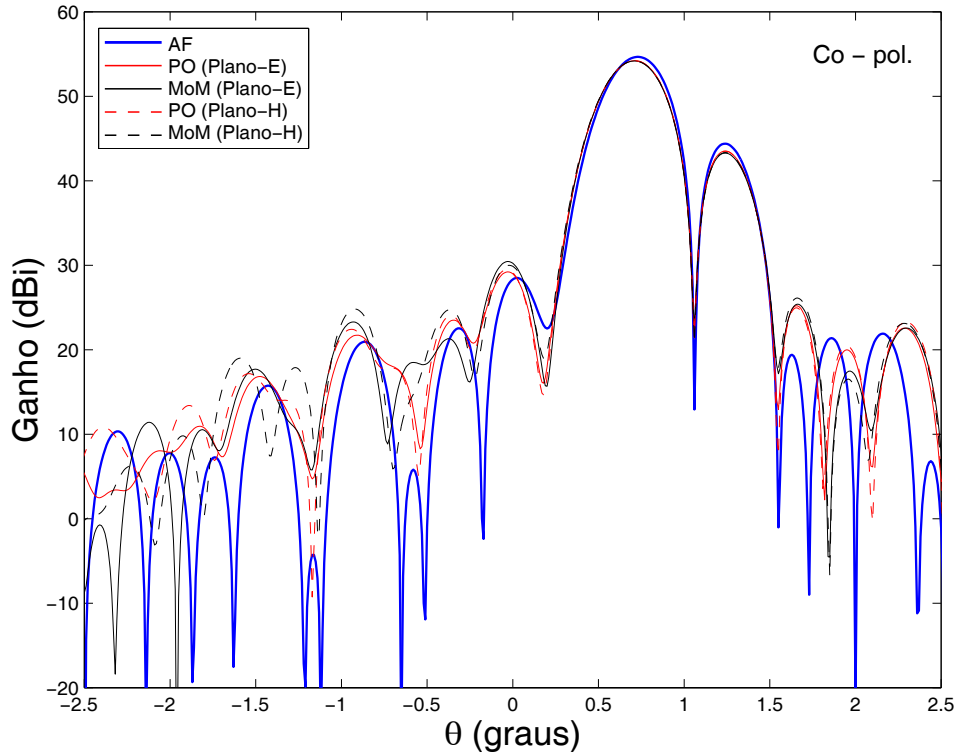


Figura 4.23: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

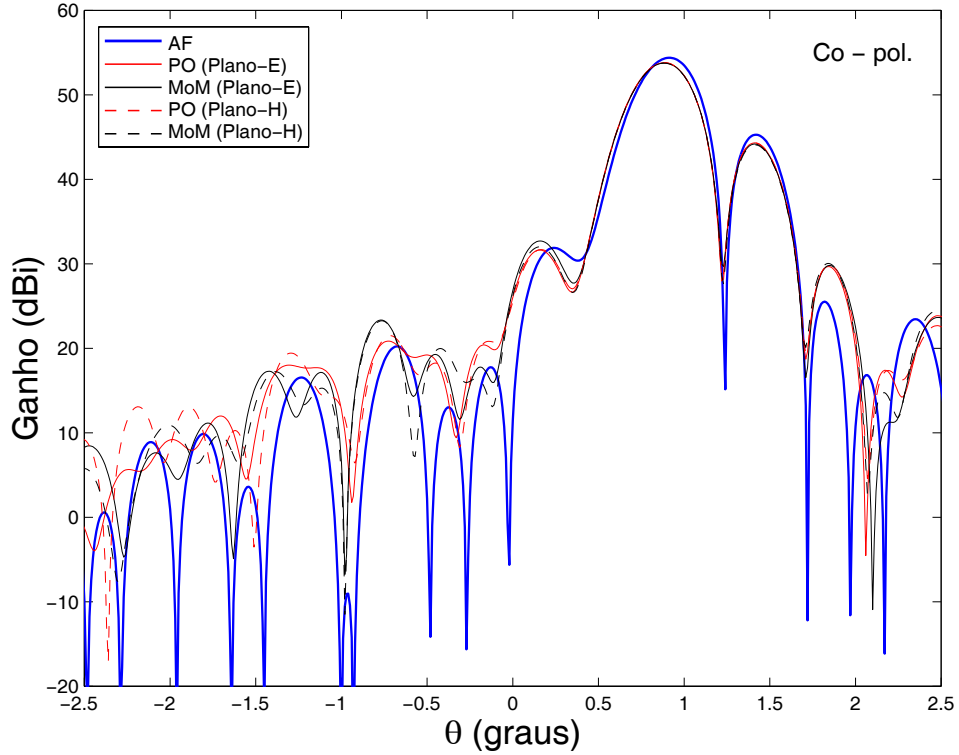


Figura 4.24: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

anteriormente, favorável à ampliação do lóbulo principal (HPBW maior), também se aplica ao segundo lóbulo secundário, fato observado para $\rho_o = 4 \lambda_o$ e $\rho_o = 5 \lambda_o$. Em contrapartida, o primeiro lóbulo secundário, situado à direita do lóbulo principal, concentra níveis de energia cada vez maiores à medida que ρ_o aumenta.

A variação do ganho do lóbulo principal é indicada pela Fig. 4.25 e Tabela IV.IV, que mostram uma queda relativa do ganho menor do que aquela detectada para as desfocalizações axiais (Tabela III.IV). Uma discrepância de 0,65 dB entre o AF e o MoM é mensurada para $\rho_o = 5 \lambda_o$. O MoM e a PO indicam uma queda de aproximadamente 1,1 dB para a desfocalização radial de $5 \lambda_o$, ao passo que o AF apresenta um valor de 0,77 dB para a mesma queda. Nota-se que os valores de ganho encontrados pela PO e pelo MoM para os Planos E e H são muito próximos em alguns casos e iguais em outros.

A mudança de direção do lóbulo principal é mostrada na Fig. 4.26, cujos valores de θ_o estão indicados na Tabela IV.V. A geometria ADG exhibe uma relação praticamente linear entre a desfocalização radial ρ_o e o deslocamento angular do lóbulo principal θ_o . Pela Tabela IV.V percebe-se um deslocamento de $0,18^\circ$ para cada $1 \lambda_o$ adicionado

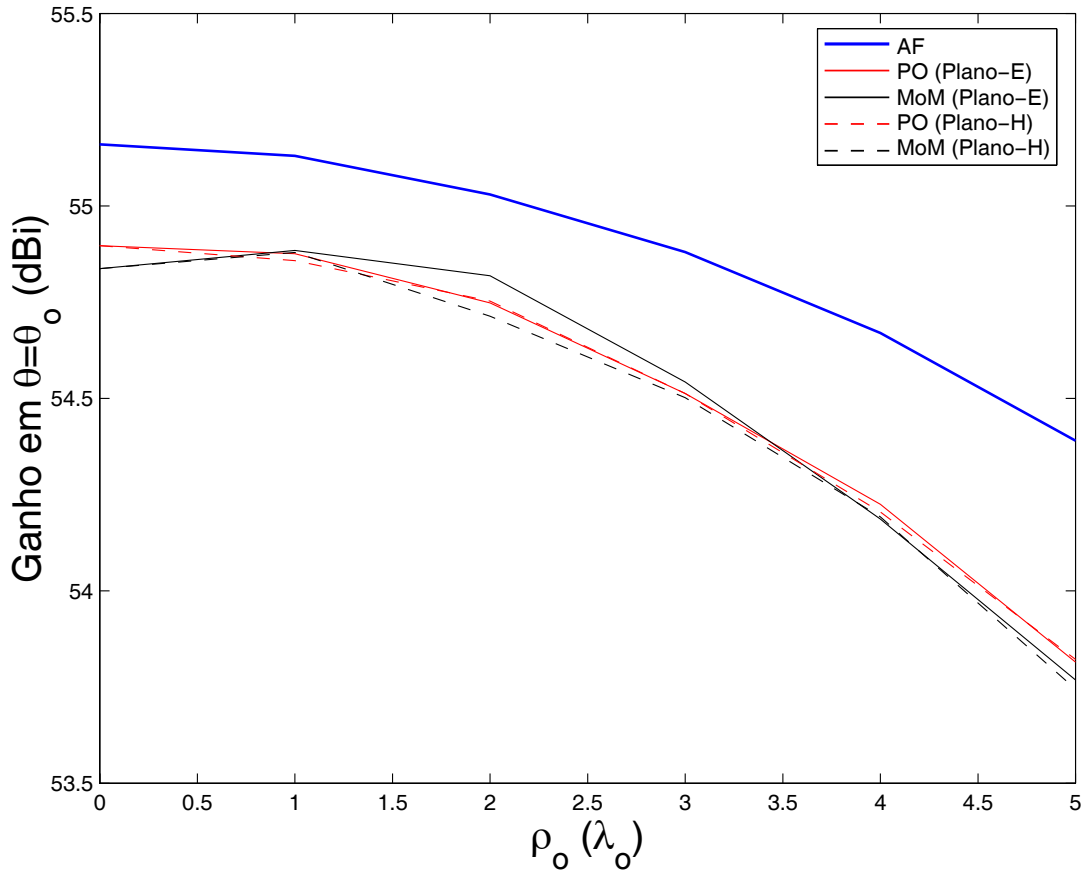


Figura 4.25: Variação do ganho da antena ADG em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

ρ_o (λ_o)	Ganho (dBi) / Eficiência (%)									
	AF		PO (Plano-E)		PO (Plano-H)		MoM (Plano-E)		MoM (Plano-H)	
0	55,16	83,1	54,90	78,2	54,90	78,2	54,84	77,2	54,84	77,2
1	55,13	82,5	54,87	77,8	54,86	77,5	54,88	77,9	54,88	77,9
2	55,03	80,7	54,75	75,6	54,75	75,6	54,82	76,8	54,71	75,0
3	54,88	77,9	54,51	71,6	54,51	71,6	54,54	72,1	54,50	71,4
4	54,67	74,2	54,23	67,0	54,21	66,7	54,19	66,4	54,19	66,5
5	54,39	69,6	53,81	61,0	53,82	61,1	53,77	60,3	53,74	60,0

Tabela IV.IV: Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADG, em função de ρ_o .

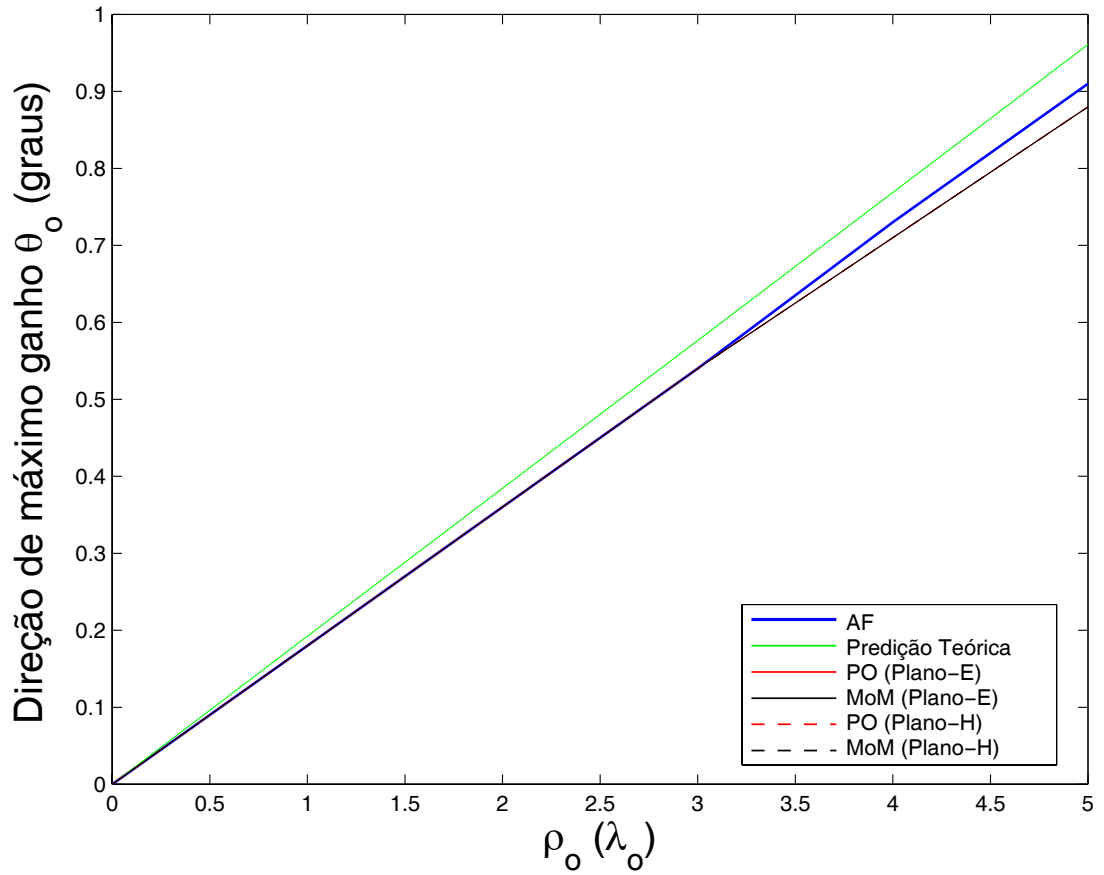


Figura 4.26: Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADG em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

$\rho_o(\lambda_o)$	Direção angular θ_o (graus)					
	AF	Predição Teórica	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0	0	0	0	0	0
1	0,18	0,19	0,18	0,18	0,18	0,18
2	0,36	0,38	0,36	0,36	0,36	0,36
3	0,54	0,57	0,54	0,54	0,54	0,54
4	0,73	0,77	0,71	0,71	0,71	0,71
5	0,91	0,96	0,88	0,88	0,88	0,88

Tabela IV.V: Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADG, em função de ρ_o .

à desfocalização. Não se pode afirmar que a geometria ADG, se comparada à ADC (Tabela IV.II), impõe um deslocamento maior do lóbulo para uma dada desfocalização, uma vez que suas especificações não são as mesmas. Todavia, pode ser visto pela Fig. 4.26 que a inclinação das curvas obtidas é positiva, ao contrário do que foi constatado para a geometria ADC. Mais uma vez, a formulação teórica usada para a estimativa da direção θ_o mostrou-se concordante com os demais métodos (MoM, PO e AF) para desfocalizações bem reduzidas. Informações mais detalhadas sobre a variação da potência e da direção do primeiro lóbulo secundário podem ser obtidas através das Figs. 4.27 e 4.28, onde se observa a redução da diferença entre os níveis de potência desse lóbulo e do lóbulo principal com o aumento da desfocalização ρ_o . Tais figuras mostram ainda que o AF estima mudanças no primeiro lóbulo secundário esboçando uma boa concordância com a PO e o MoM. A Fig. 4.28 revela que o deslocamento do primeiro lóbulo secundário é linear assim como o do lóbulo principal, mas a taxa de acréscimo de energia associada a esse lóbulo secundário, exibida pela Fig. 4.27, se reduz com o aumento de ρ_o .

A Tabela IV.VI indica o comportamento da largura de meia potência relativa ao lóbulo principal (HPBW) diante das desfocalizações radiais. Uma certa constância dos valores em torno de 0,33 dB é notada. Logo, não se pode determinar seguramente se a HPBW aumenta ou reduz de valor com a desfocalização, como foi feito na Seção 3.6.2.

Pelas curvas apresentadas na Fig. 4.29, observa-se que a degradação da estimativa feita pelo AF é demasiada. Daí, para essa configuração ADG específica, desfocalizações inferiores a $\rho_o = 10 \lambda_o$ são recomendadas para se estimar, via AF, o campo distante resultante. A Fig. 4.29 representa uma situação em que a concordância entre o MoM e a PO está bastante insuficiente para lóbulos secundários mais afastados do máximo

$\rho_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)				
	AF	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
1	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
2	0,34	0,32	0,32	0,32	0,32
3	0,34	0,32	0,32	0,32	0,32
4	0,32	0,34	0,34	0,32	0,32
5	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34

Tabela IV.VI: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADG analisada, em função de ρ_o .

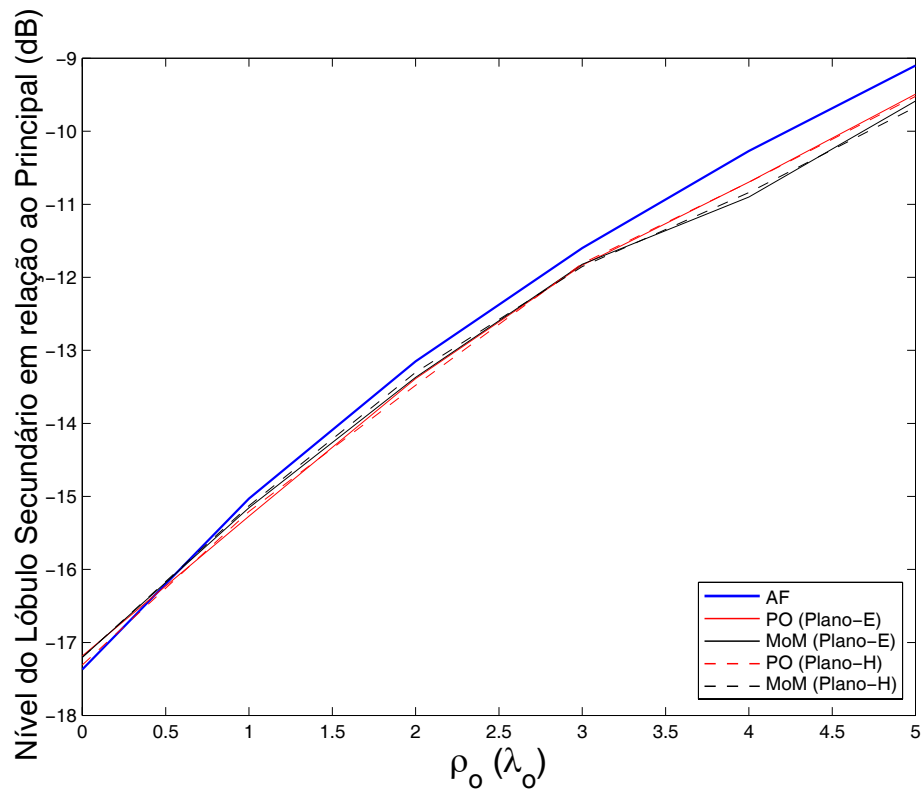


Figura 4.27: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADG em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

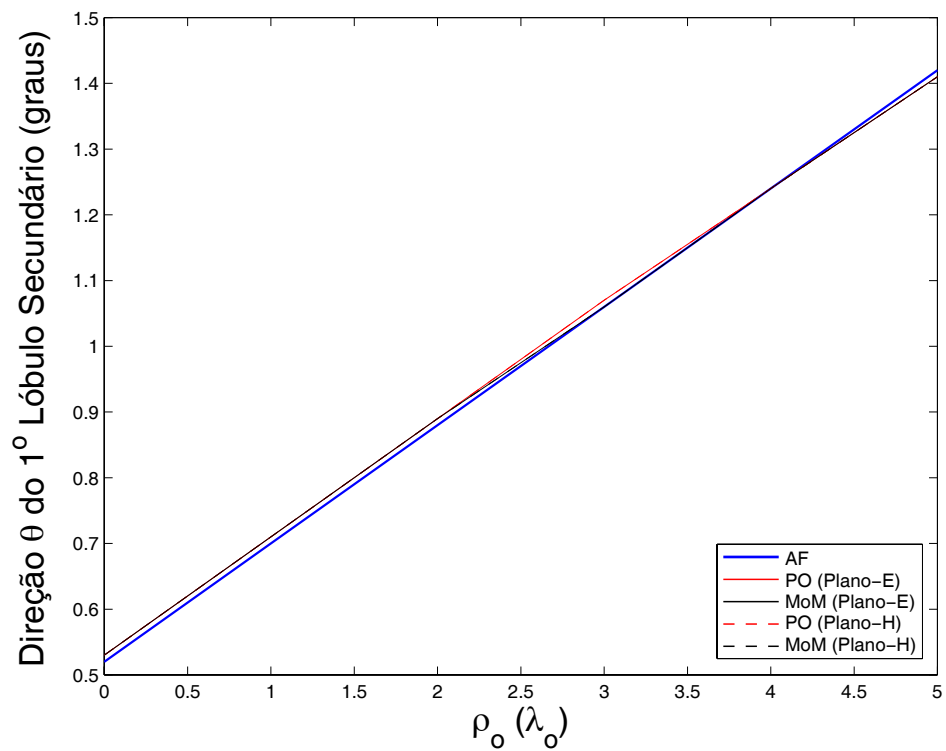


Figura 4.28: Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADG, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

de radiação. Sendo o método de análise mais preciso, o MoM deve ser adotado como a única referência em casos como o da Fig. 4.29. Quanto maior é a desfocalização, mais intensos podem se tornar os efeitos não avaliados pela PO como a difração nas bordas e nas descontinuidades das superfícies (e.g. vértice do sub-refletor). Dos resultados obtidos pela PO e MoM, confirma-se que a HPBW não está sendo notavelmente afetada pela desfocalização radial, mantendo um valor médio de 0,33 dB para desfocalizações de até $\rho_o = 10 \lambda_o$. Pelo conjunto de valores relativos à HPBW, à direção angular θ_o e ao ganho máximo, deduz-se que esse tipo de configuração pode atender razoavelmente bem às aplicações com varreduras, apesar de não serem as mais indicadas. A relação de quase linearidade entre ρ_o e θ_o é praticamente mantida, ao se verificar que um deslocamento de $1,68^\circ$ é encontrado nas curvas referentes ao MoM e à PO (Fig. 4.29).

Pelas Figs. 4.30(a) e (b) constata-se que a geometria ADG produz um perfil de distribuição da fase em sua abertura bem parecido com o obtido pela geometria ADC, onde uma porção da área da abertura apresenta valores de fase positivos e a porção complementar valores negativos. Ao se comparar os diagramas das antenas ADC ([Figs. 4.18(a) e (b)]) e ADG para uma mesma desfocalização, percebe-se uma permutação entre as regiões de fase positiva e negativa. Os valores incluídos nos diagramas retratam a variação da fase, em relação ao raio principal, adotado como referencial de fase nula. A conformação simétrica das curvas de nível em relação a eixos ortogonais imaginários, contidos no plano da abertura, para os Planos E e H , é observada.

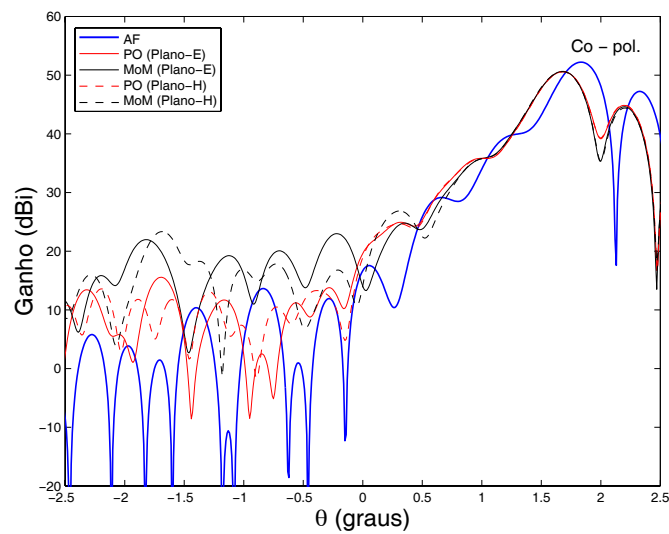
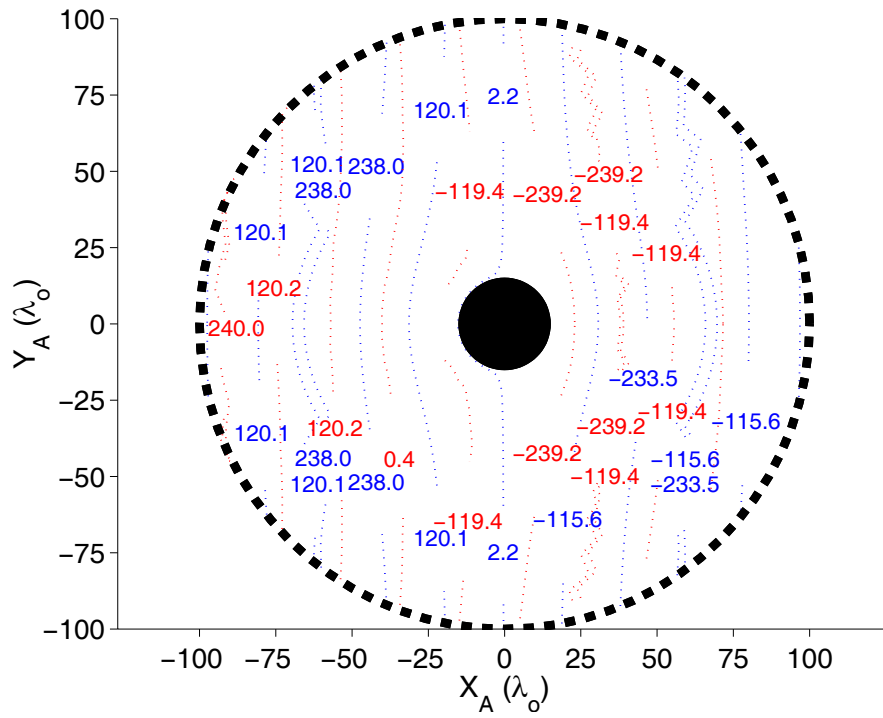
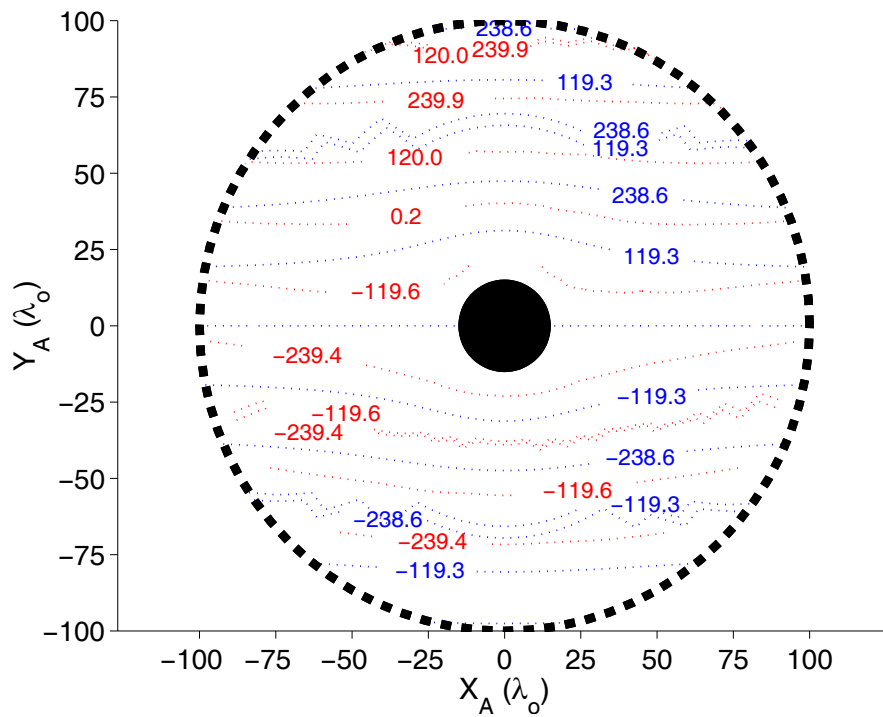


Figura 4.29: Diagrama de radiação da antena ADG para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).



(a) Distribuição da fase na abertura para $x_o = 5 \lambda_o$ e $y_o = 0$, em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $y_o = 5 \lambda_o$ e $x_o = 0$, em graus.

Figura 4.30: Fase na abertura da antena ADG obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

4.6.3 Geometria ADE

As especificações relativas à geometria ADE analisada são obtidas pela consulta à Tabela III.I e o perfil dessa antenna pode ser visto na Fig. 3.40. O diagrama de radiação para a inexistência de desfocalização é apresentado na Fig. 4.31.

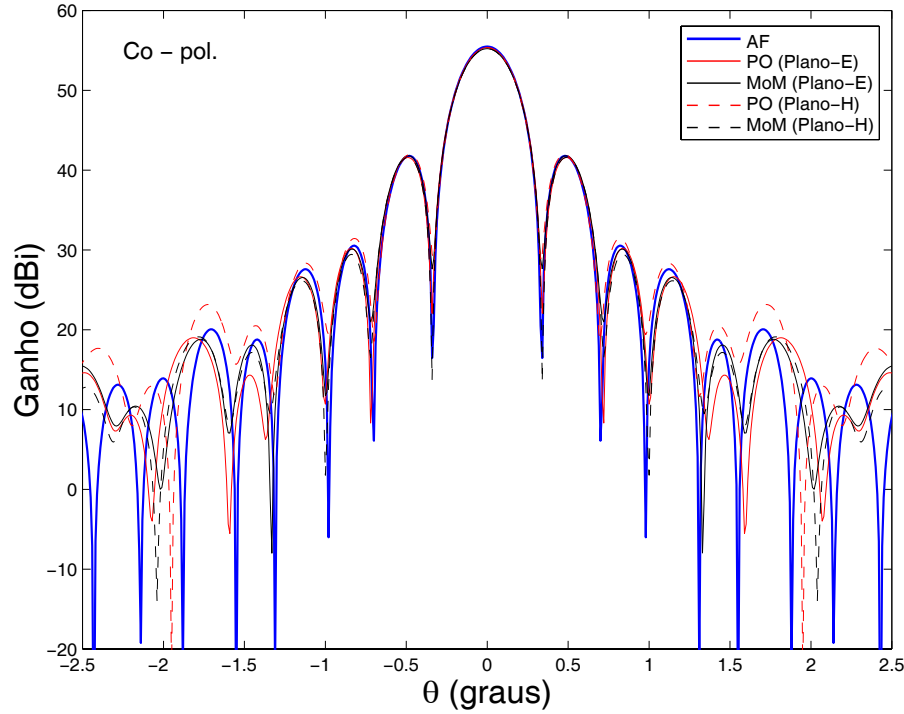


Figura 4.31: Diagrama de radiação da antenna ADE para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H .

Os diagramas relativos às desfocalizações $\rho_o \in [1\lambda_o, 5\lambda_o]$ correspondem às Figs. 4.32 – 4.36. Observa-se pelas referidas figuras que o ganho da antenna cai dramaticamente com o aumento de ρ_o . Os lóbulos secundários situados à esquerda do lóbulo principal sofrem modificações significativas, tais como o desaparecimento gradativo dos seus nulos (detectado inclusive pelo AF), à medida que o lóbulo principal se desloca para os mesmos. Como verificado para antenna ADC, a desfocalização radial numa dada direção (e.g., no sentido positivo de X - Plano E) implica num deslocamento do lóbulo principal no sentido oposto (θ negativo no plano $\phi = 0$). Ao contrário do que foi observado para as duas primeiras geometrias investigadas, a energia associada ao lóbulo principal parece migrar sensivelmente para todos os lóbulos secundários. Os diagramas mostram o possível aparecimento de um lóbulo secundário em $\theta \approx 1^\circ$ que supera em potência aquele lóbulo identificado como o principal. Da Fig. 4.37 comprova-se que o AF consegue

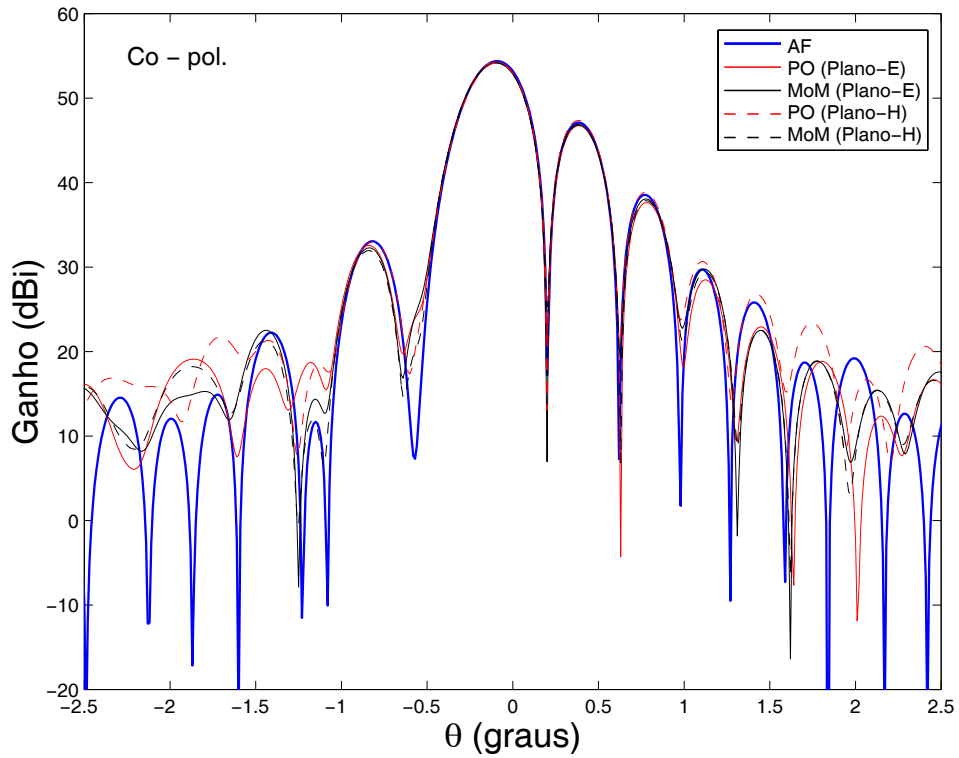


Figura 4.32: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

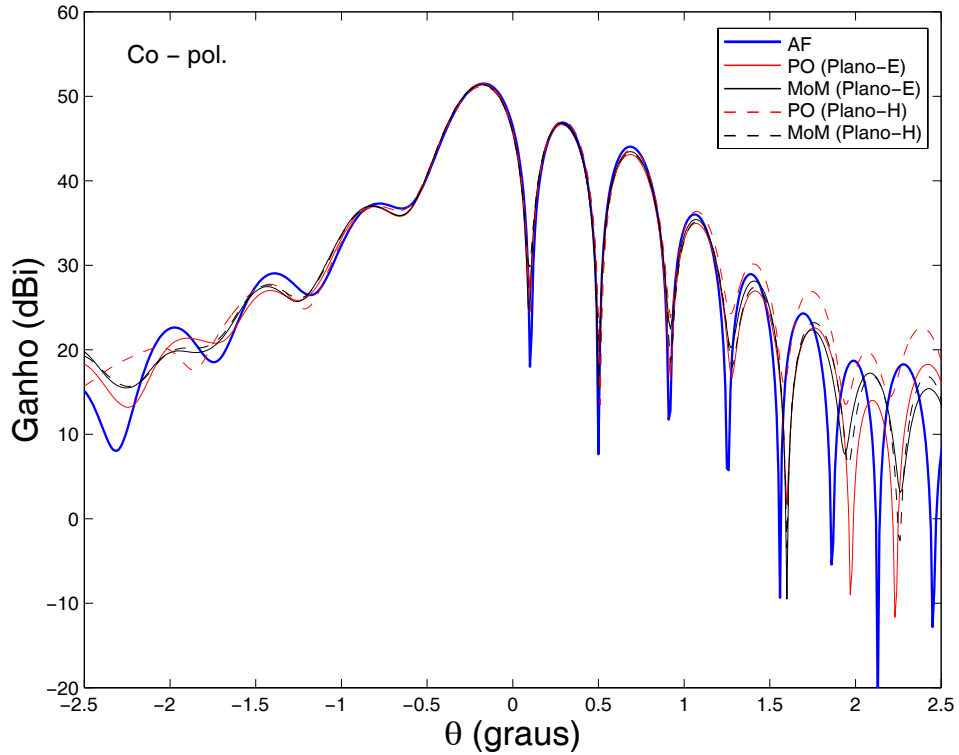


Figura 4.33: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

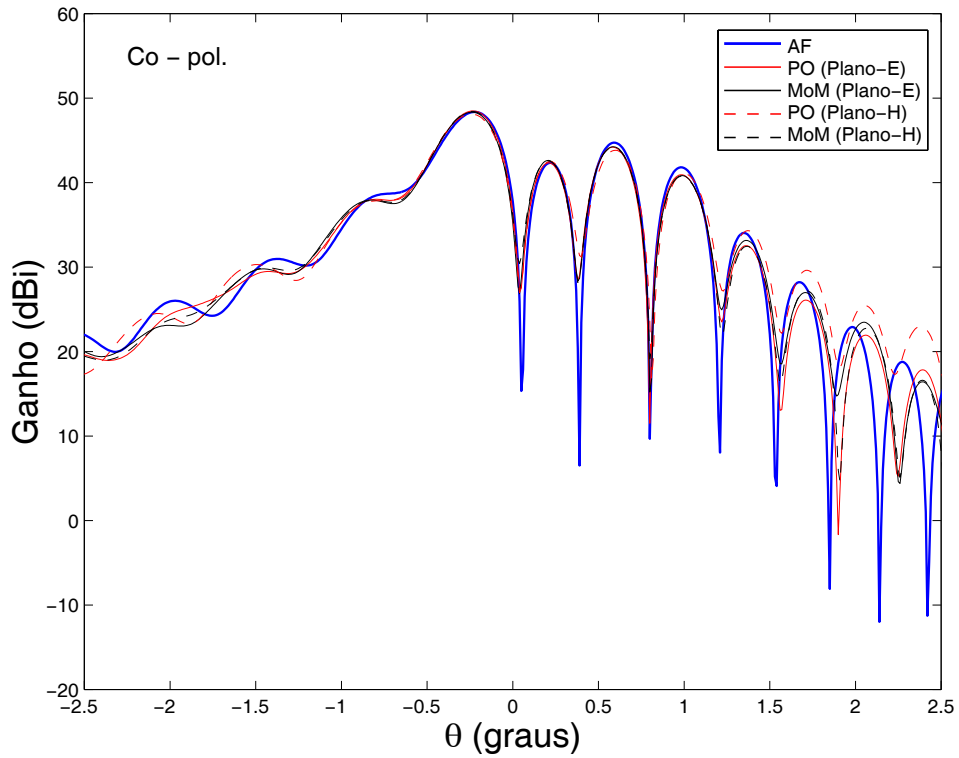


Figura 4.34: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

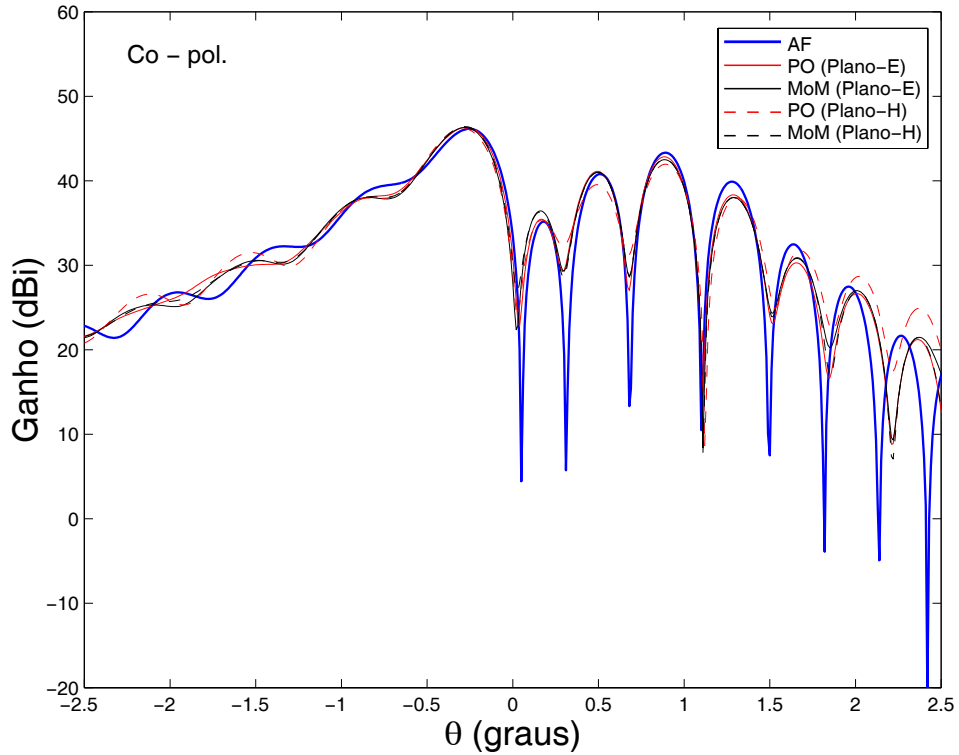


Figura 4.35: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

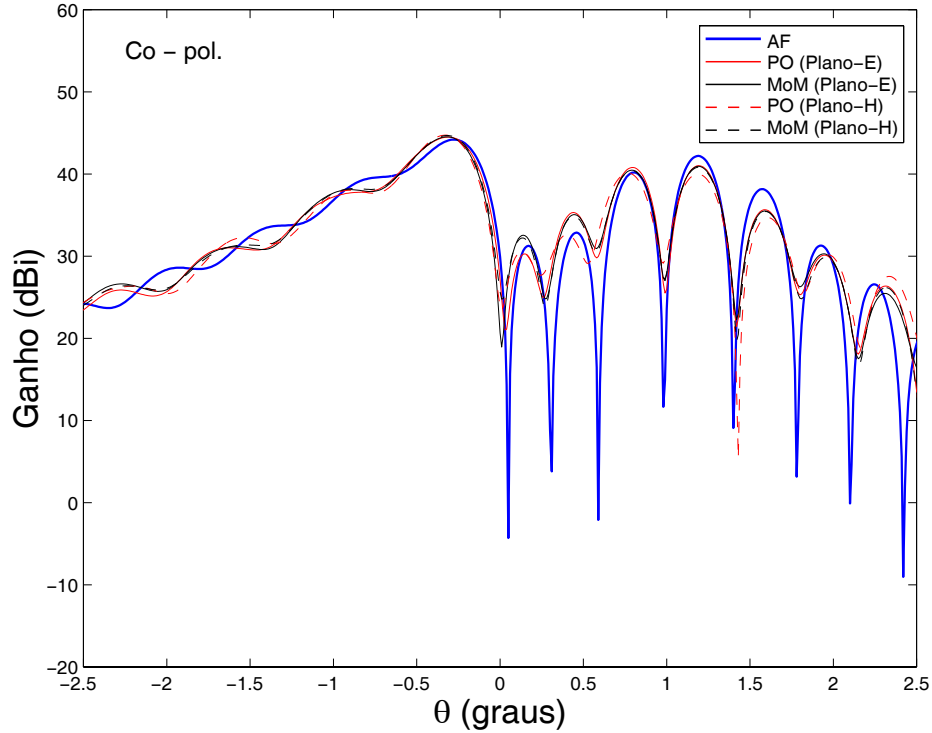


Figura 4.36: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

acompanhar de modo eficaz os demais métodos, quando retratam uma queda no ganho do lóbulo principal superior a 10 dB, provocada pela desfocalização do alimentador numa antena do tipo ADE. A Tabela IV.VII exhibe numericamente a grande variação do ganho, onde se percebe a maior diferença entre os valores obtidos para os Planos E e H de um mesmo método (PO ou MoM), quando comparações com as Tabelas IV.I e IV.IV são feitas. Como visto nas Seções 2.4.1 – 2.4.3, os perfis do campo na abertura exibidos por uma antena ADE e por uma antena ADC ou ADG são bastante diferentes. Tal fato pode explicar os distintos efeitos causados pela desfocalização sobre o diagrama de radiação da antena aqui analisada e, conseqüentemente, a diferente atuação das aberrações no desempenho da antena. A comparação com a Tabela III.VI revela que a geometria ADE é muito mais sensível às desfocalizações radiais do que às axiais. O deslocamento θ_o do lóbulo principal é tratado pela Fig. 4.38 e pela Tabela IV.VIII, aonde se nota que a relação com a desfocalização ρ_o não é mais linear, como foi observado para as geometrias ADC e ADG. O deslocamento angular desse lóbulo se torna cada vez menor à medida que maiores desfocalizações são realizadas, o que comprova, juntamente com o alto índice de queda do ganho, uma não aplicabilidade da antena em varreduras, apesar

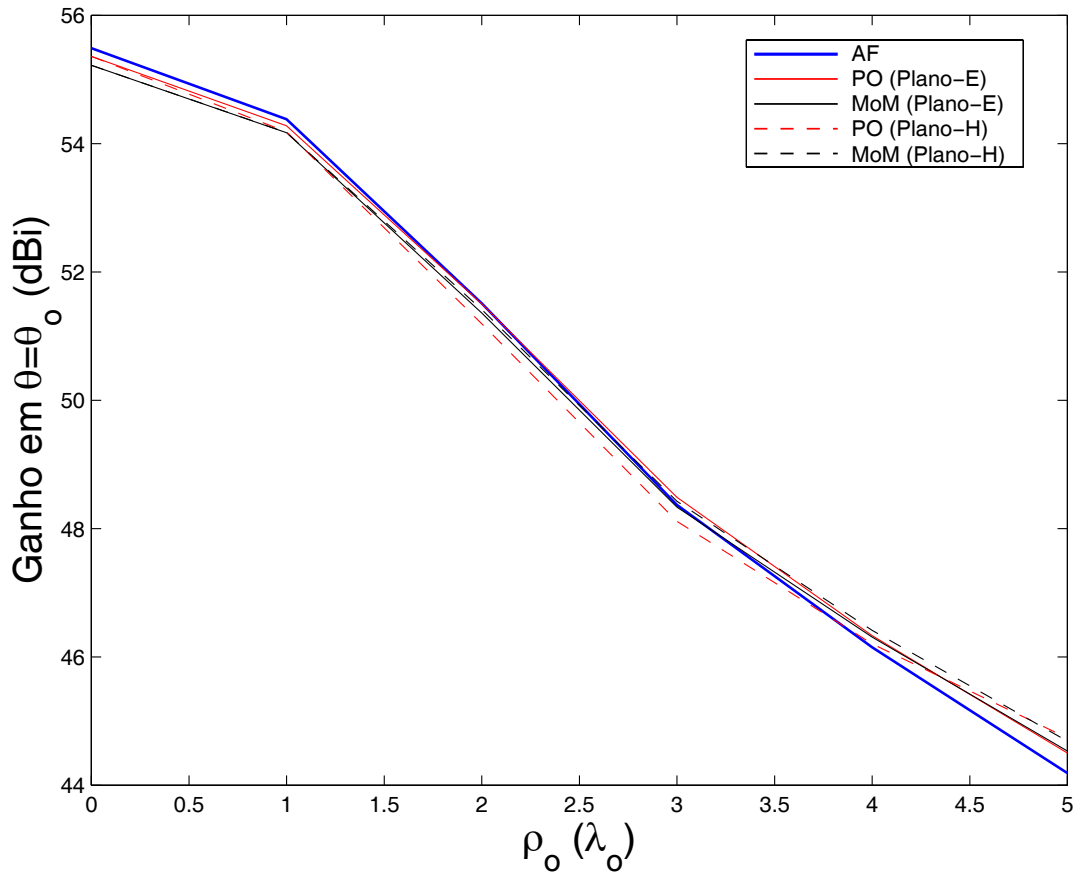


Figura 4.37: Variação do ganho da antena ADE em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

ρ_o (λ_o)	Ganho (dBi) / Eficiência (%)									
	AF		PO (Plano-E)		PO (Plano-H)		MoM (Plano-E)		MoM (Plano-H)	
0	55,49	89,7	55,36	87,1	55,36	87,1	55,22	84,3	55,22	84,3
1	54,38	69,4	54,28	67,8	54,18	66,4	54,17	66,2	54,17	66,2
2	51,51	35,9	51,50	35,8	51,19	33,3	51,36	34,7	51,41	35,1
3	48,37	17,4	48,49	17,9	48,12	16,4	48,34	17,3	48,43	17,6
4	46,15	10,4	46,33	10,9	46,21	10,6	46,31	10,8	46,42	11,1
5	44,19	6,6	44,50	7,1	44,74	7,5	44,53	7,2	44,69	7,4

Tabela IV.VII: Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADE, em função de ρ_o .

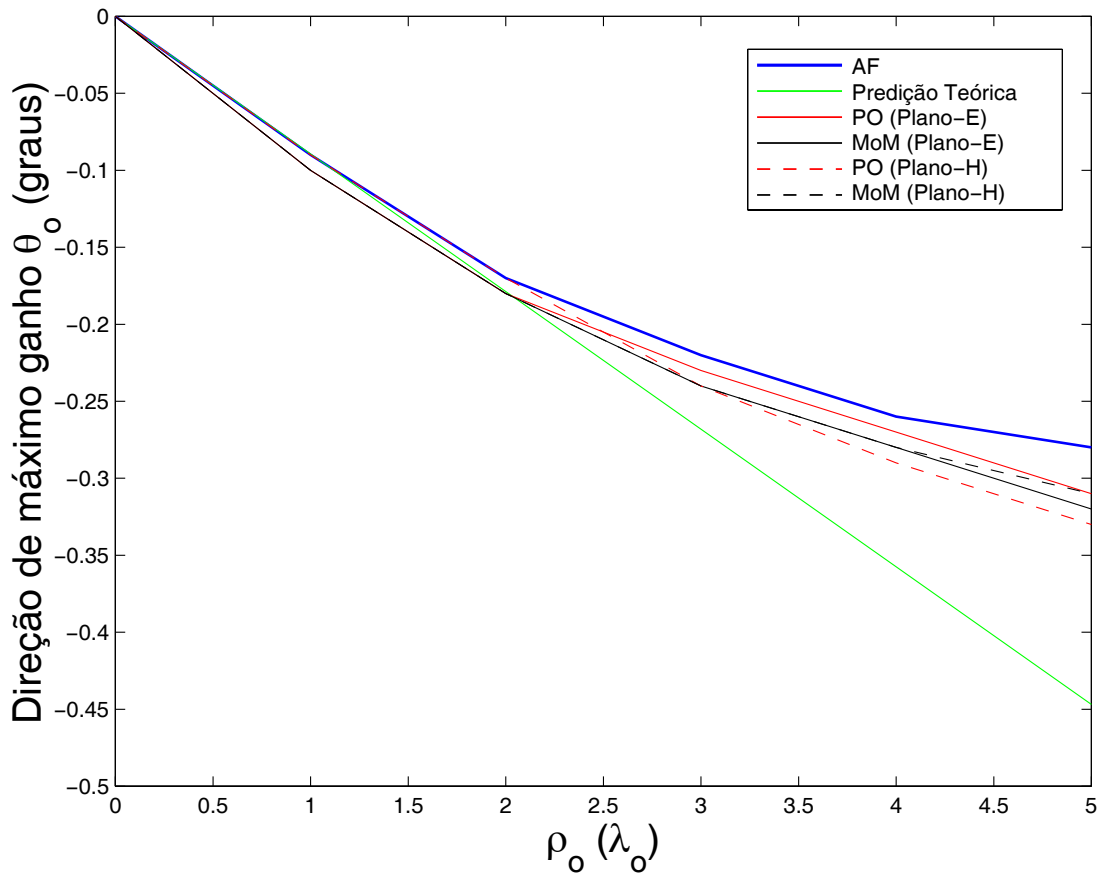


Figura 4.38: Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADE em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

$\rho_o(\lambda_o)$	Direção angular θ_o (graus)					
	AF	Predição Teórica	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0	0	0	0	0	0
1	-0,09	-0,09	-0,10	-0,09	-0,10	-0,10
2	-0,17	-0,18	-0,18	-0,17	-0,18	-0,18
3	-0,22	-0,27	-0,23	-0,24	-0,24	-0,24
4	-0,26	-0,36	-0,27	-0,29	-0,28	-0,28
5	-0,28	-0,45	-0,31	-0,33	-0,32	-0,31

Tabela IV.VIII: Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADE, em função de ρ_o .

da geometria possibilitar o alcance de elevados ganhos quando não há desfocalizações. Para a antena ADE, a teoria de predição teórica de θ_o , explicada na Seção 4.5.1, não fornece bons resultados para $\rho_o \geq 3 \lambda_o$ e, portanto, seu uso deve ficar restrito às pequenas desfocalizações. As Figs. 4.39 e 4.40 resumem a variação do lóbulo secundário mais proeminente nos diagramas constantes das Figs. 4.32 – 4.36. À medida que ρ_o aumenta, o lóbulo secundário mais proeminente não é sempre o mesmo, diferentemente do que foi observado para as geometrias ADC e ADG, onde o primeiro lóbulo secundário era aquele mais proeminente para qualquer uma das desfocalizações realizadas. No gráfico ilustrado pela Fig. 4.40, nota-se implicitamente um deslocamento do lóbulo secundário mais proeminente no sentido oposto ao deslocamento do lóbulo principal. A deformação do diagrama de radiação da ADE, caracterizada principalmente pela perda de simetria acentuada e por uma queda do ganho máximo crítica, torna o conceito HPBW pouco prático para o caso investigado. A medição dessa largura de feixe deixa de ser interessante uma vez que o lóbulo principal é bastante afetado pelas perturbações na fase do campo. Embora não possa ser útil à avaliação do comportamento da ADE, assim como foi para a ADC e ADG, a Tabela IV.IX reúne os valores de HPBW, com desfocalizações de até $5 \lambda_o$, para que a instabilidade desse índice seja evidenciada. Ao se fazer uma comparação com a Tabela III.VII, nota-se que as desfocalizações axiais controlam melhor a HPBW, ou seja, percebe-se uma tendência de estreitamento ou alargamento do feixe ocasionada pela movimentação do centro de fase do alimentador ao longo do eixo de simetria da antena. Com o intuito de se verificar o domínio de validade da formulação de primeira ordem, uma desfocalização de $10 \lambda_o$ é executada e o correspondente diagrama é ilustrado pela Fig. 4.41. Qualitativamente, o AF consegue esboçar as principais tendências do diagrama

$\rho_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)				
	AF	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30
1	0,28	0,30	0,28	0,30	0,30
2	0,28	0,30	0,28	0,28	0,28
3	0,28	0,28	0,30	0,30	0,30
4	0,32	0,30	0,32	0,30	0,30
5	0,32	0,34	0,32	0,34	0,32

Tabela IV.IX: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADE analisada, em função de ρ_o .

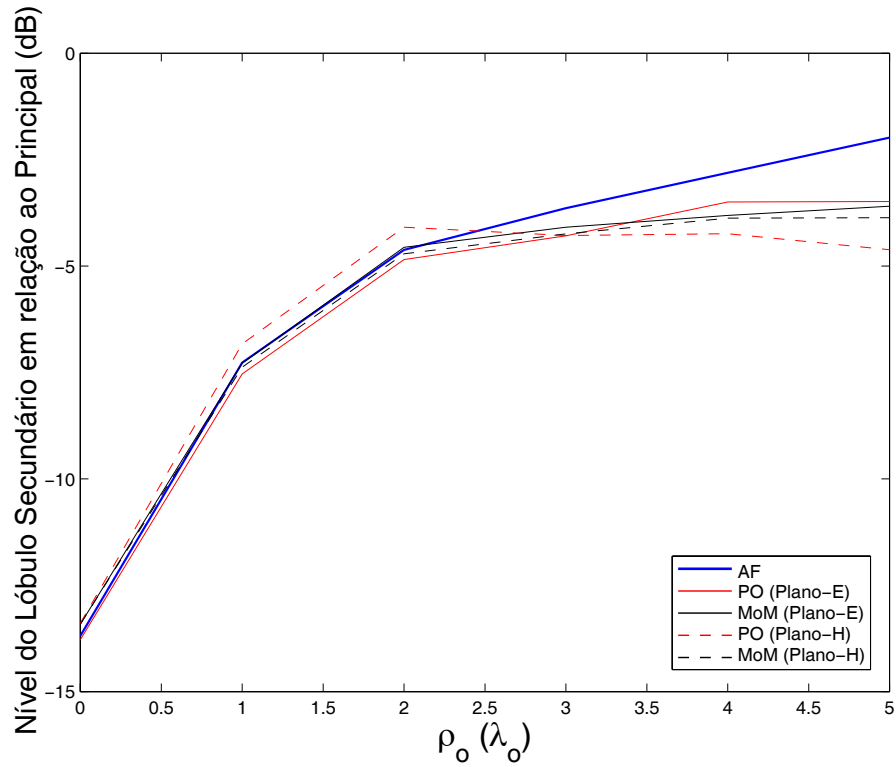


Figura 4.39: Variação do nível do lóbulo secundário mais proeminente na antena ADE em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

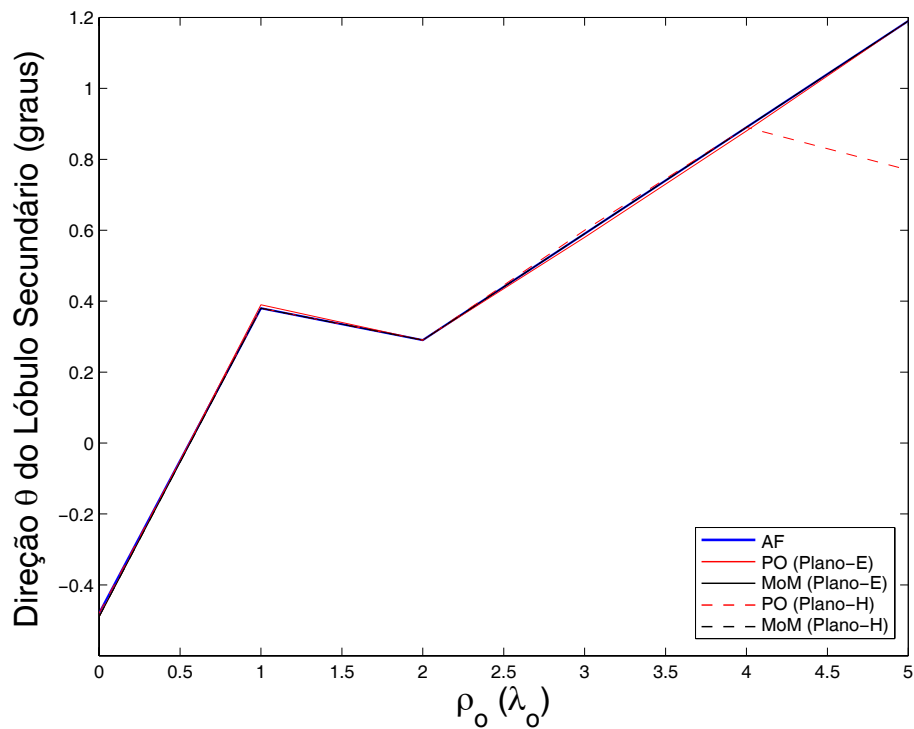


Figura 4.40: Variação da direção do lóbulo secundário mais proeminente na antena ADE, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

como o aumento dos lóbulos secundários situados à esquerda do lóbulo principal, mas as suas estimativas para esse lóbulo ficam bastante comprometidas. Nessa situação, nota-se a ocorrência de uma aglutinação de lóbulos no lado direito do diagrama, indicada pela PO e MoM, assim como a indicação de uma provável superação do lóbulo secundário mais proeminente em relação ao principal para uma desfocalização maior do que $10 \lambda_o$. As Figs. 4.42(a) e (b) ilustram a distribuição da fase do campo na abertura da antena para os casos críticos de desfocalização, ou seja, para $\rho_o = 5 \lambda_o$. Os perfis apresentados pela ADE são completamente diferentes daqueles vistos para as duas geometrias anteriores. As curvas de nível, que indicam a variação de fase relativa ao raio principal, estão dispostas de forma semelhante às linhas de indução de um ímã, onde se percebe uma simetria em relação ao centro da abertura. Nota-se também a existência de uma porção da abertura em que a parcela exponencial variável, ditada pela função aberração, contribui com um atraso para a fase. Na porção complementar a variação da fase é positiva, ou seja, ocorre um adiantamento da fase total do campo. Pelas Figs. 4.42(a) e (b), percebe-se que as curvas de nível não apresentam um comportamento monotônico para a parcela variável da fase e, portanto, não é possível se afirmar que ela esteja aumentando ou diminuindo numa dada direção da abertura. Evidentemente quanto menor for essa variação, menores serão os prejuízos para o desempenho da antena. A partir daí, fica constatado que a queda pronunciada do ganho, indicada pela Tabela IV.VII, está diretamente associada às grandes variações da fase na abertura, estimadas para essa geometria ADE.

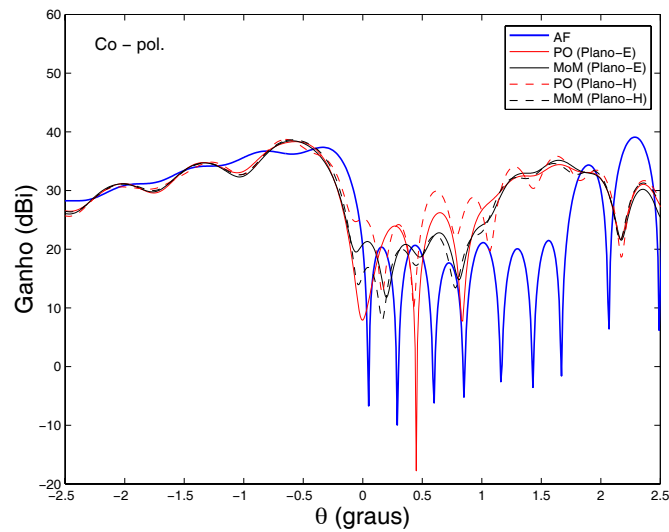
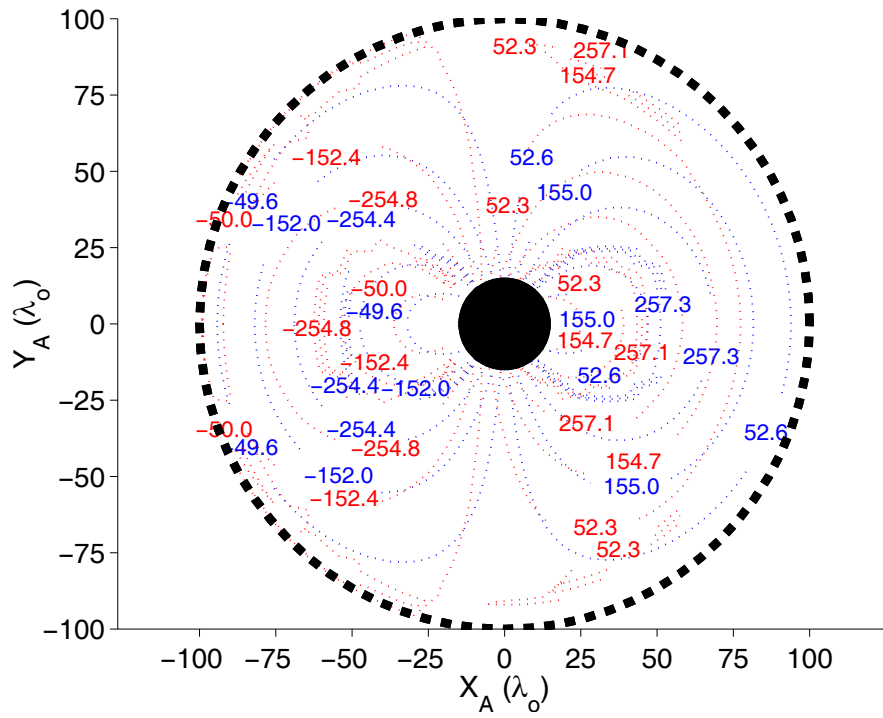
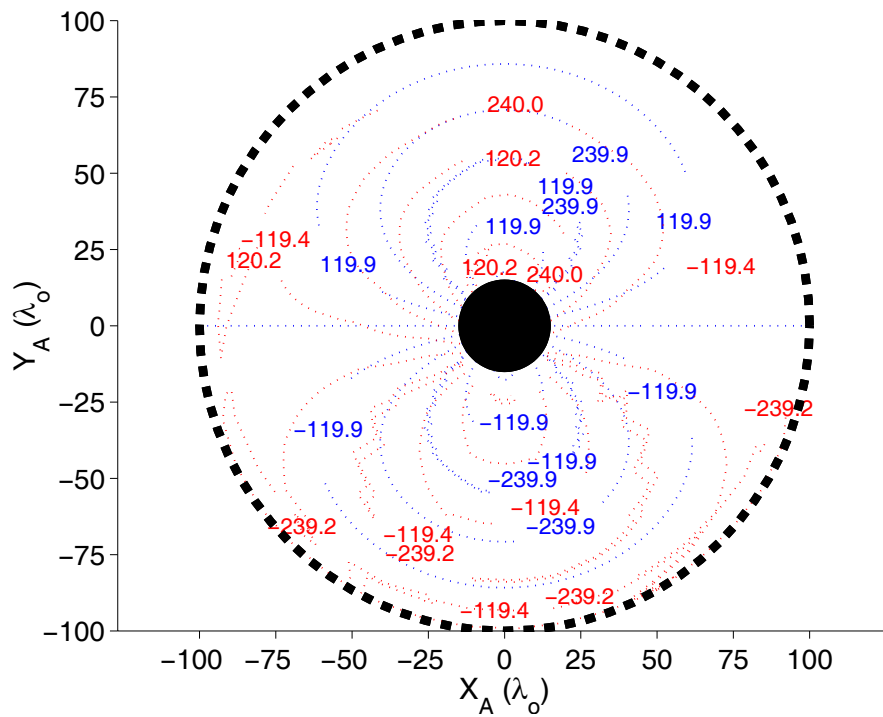


Figura 4.41: Diagrama de radiação da antena ADE para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).



(a) Distribuição da fase na abertura para $x_o = 5 \lambda_o$ e $y_o = 0$, em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $y_o = 5 \lambda_o$ e $x_o = 0$, em graus.

Figura 4.42: Fase na abertura da antena ADE obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

4.6.4 Geometria ADH

Na presente seção, os diagramas de campo distante referem-se a uma geometria ADH particular, definida pelos parâmetros da Tabela III.I. A Fig. 3.59 exibe o seu perfil e o diagrama de radiação da antena para o alimentador posicionado no foco primário é rerepresentado através da Fig. 4.43.

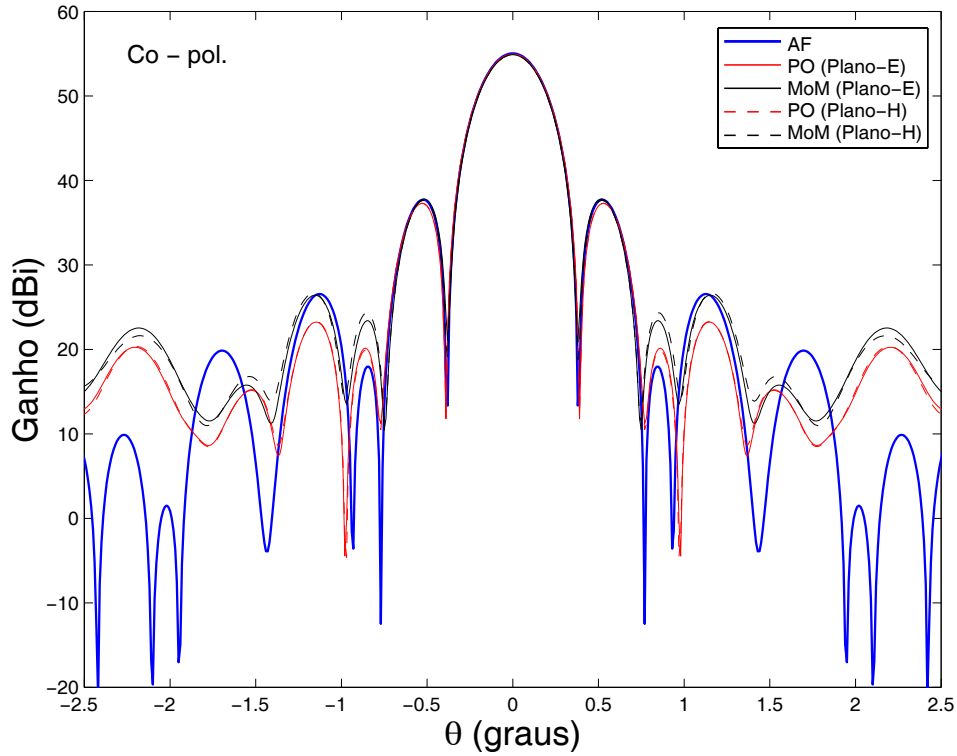


Figura 4.43: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador no foco ($\rho_o = 0$) : Planos E e H .

Para o conjunto de desfocalizações, cujo domínio seja definido por $\rho_o \in [1 \lambda_o, 5 \lambda_o]$, os respectivos diagramas são mostrados pelas Figs. 4.44 – 4.48. Como detectado para a geometria ADG, verifica-se que o lóbulo principal movimenta-se no mesmo sentido e plano em que a desfocalização é feita. Essa particularidade da geometria é explicada pela inversão da iluminação promovida pelo sub-refletor. As mudanças ocasionadas pela desfocalização aos lóbulos secundários localizados à direita do lóbulo principal são notáveis. Além do acréscimo substancial de seus níveis, os seus nulos, antes facilmente identificados, desaparecem tornando difícil a distinção entre tais lóbulos. Todavia, o primeiro lóbulo secundário localizado à esquerda do principal se mantém bem destacado, permanecendo sempre como o lóbulo secundário mais proeminente. Como investigado ao final da Seção 4.3,

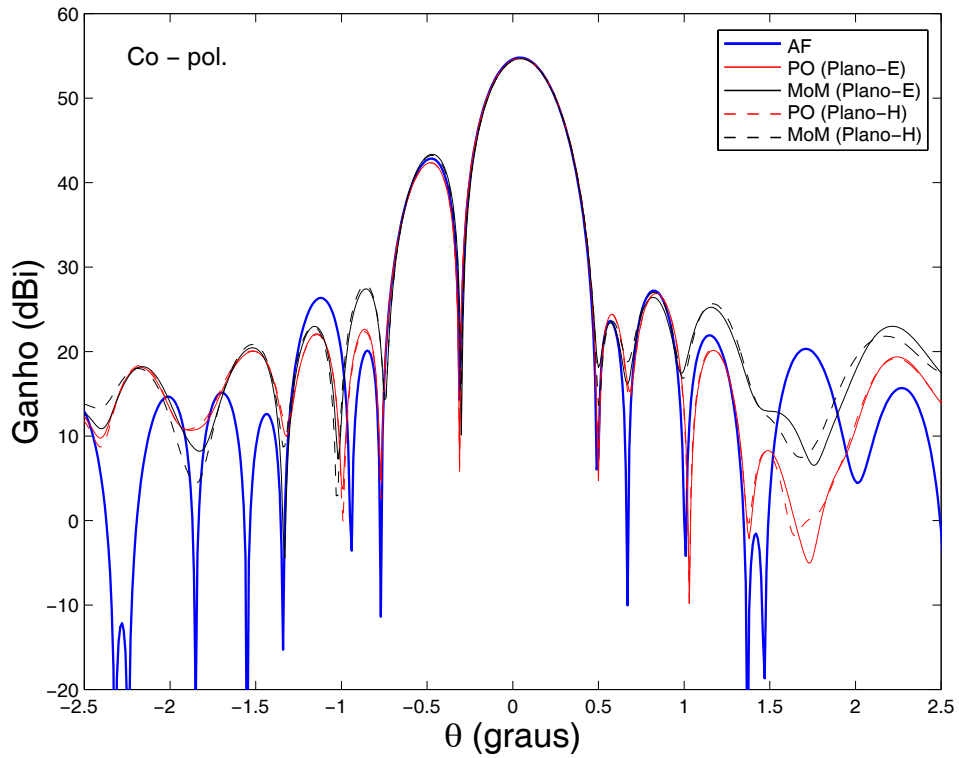


Figura 4.44: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 1 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

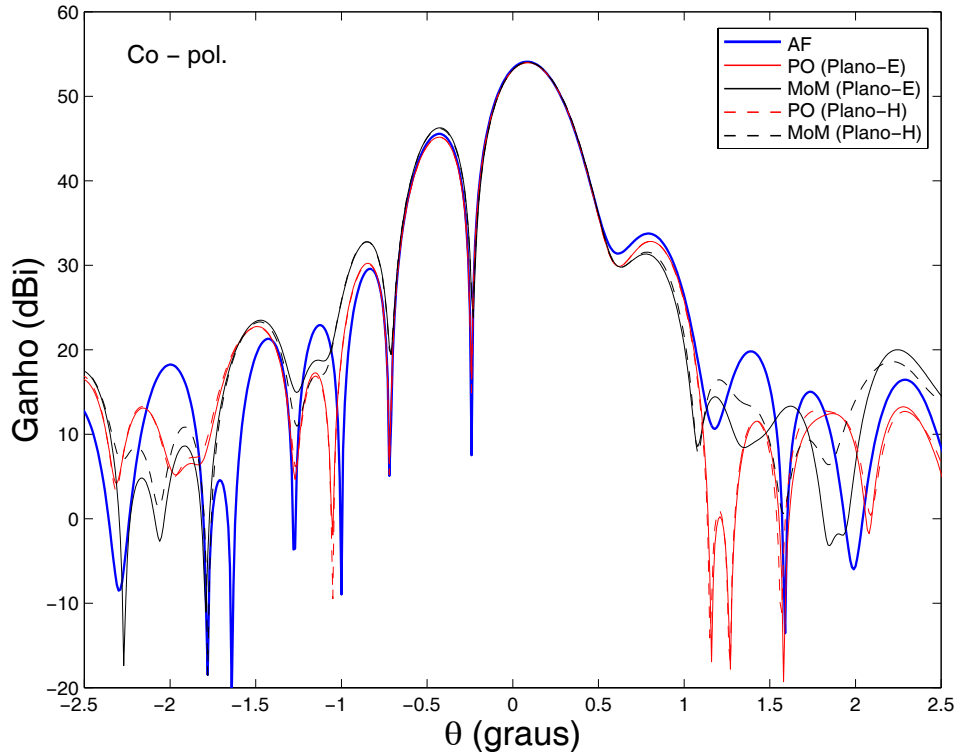


Figura 4.45: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 2 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

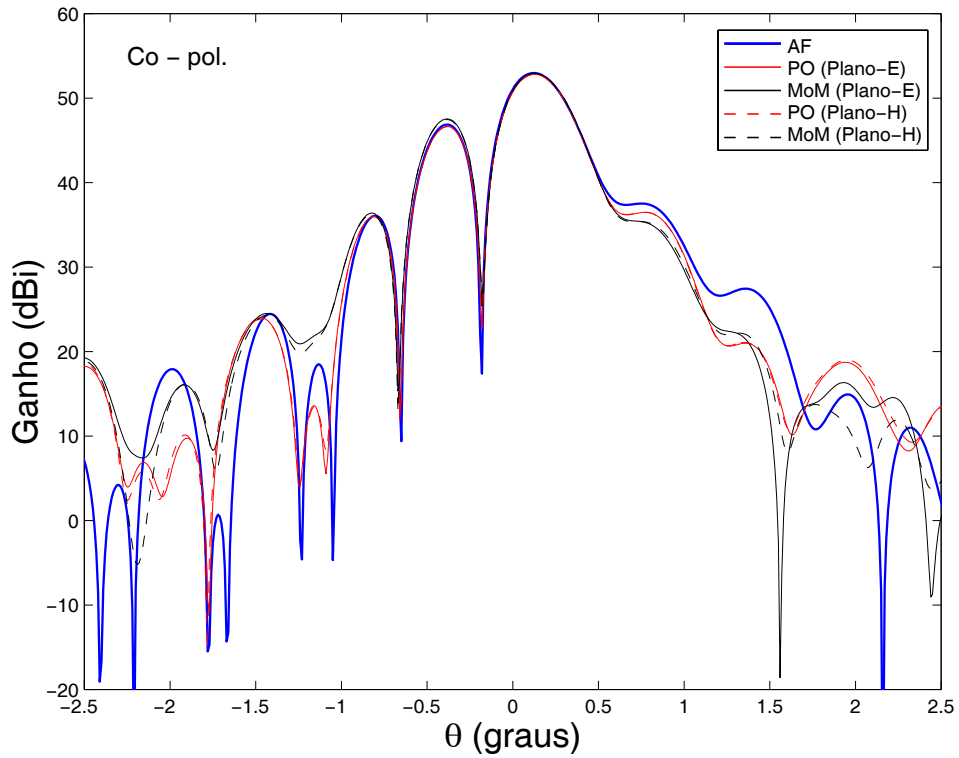


Figura 4.46: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 3 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

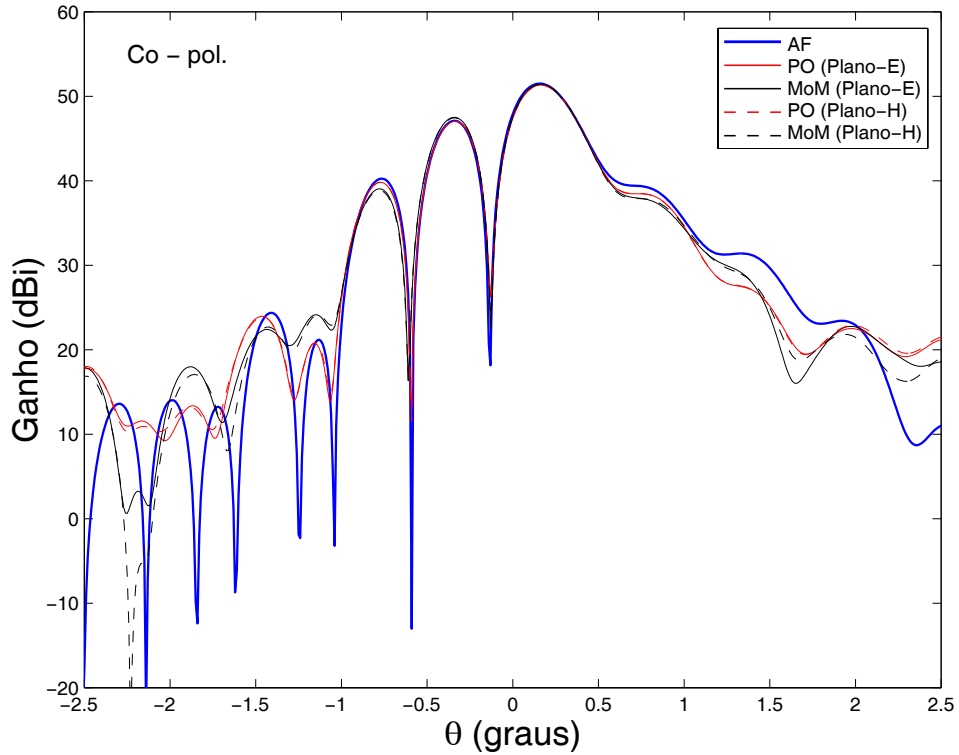


Figura 4.47: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 4 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

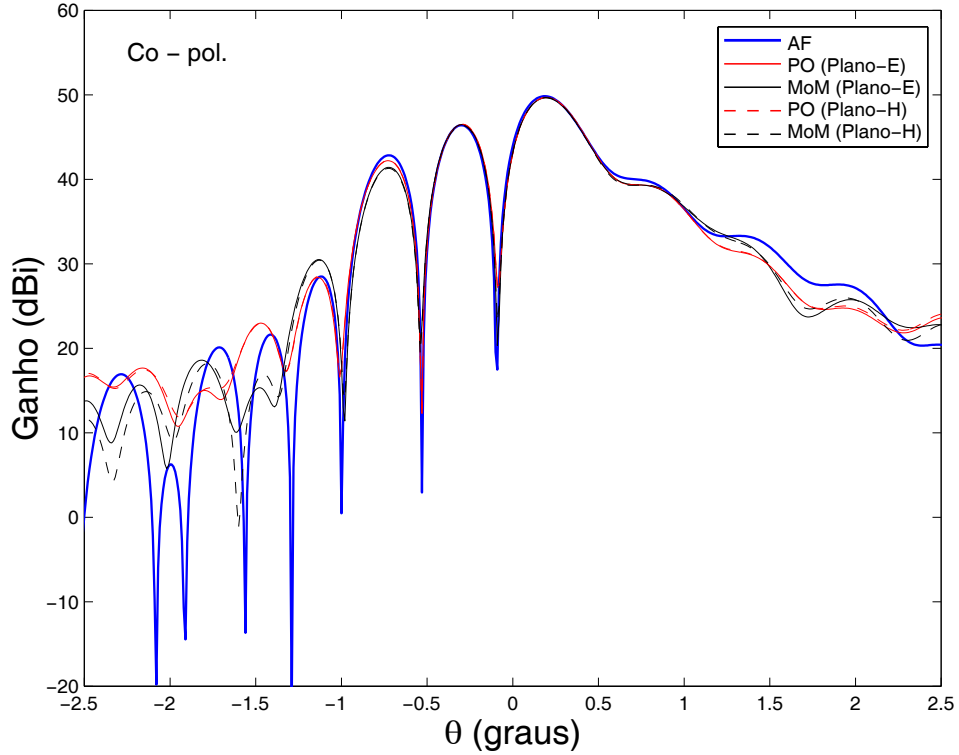


Figura 4.48: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 5 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

essa assimetria é justificada pela presença da aberração do tipo coma. É sabido que a redução da diferença entre o primeiro lóbulo secundário e o principal influi negativamente no desempenho da antena [BALANIS, 97].

A redução do ganho da antena, provocada pela desfocalização radial, é exibida pela Fig. 4.49. Comprova-se pela Tabela IV.X que a queda do ganho se encontra em torno de 5,3 dB. Não se pode afirmar que a geometria ADH apresenta um comportamento mais estável diante de tais desfocalizações se comparada à geometria ADE. Os parâmetros da ADH, especificamente L_o e θ_E , fazem com que a distância entre o seu foco primário e o sub-refletor seja superior, tornando a antena menos suscetível aos efeitos da desfocalização (Seção 2.1). Mesmo assim, de acordo com [MOREIRA, 97], sabe-se que a performance da antena ADE geralmente é superior à da ADH. De todas as geometrias investigadas, a ADH foi a que demonstrou a maior concordância dos resultados obtidos pelo AF quando comparados com os métodos da PO e do MoM, chegando a uma discrepância de no máximo 0,21 dB para o pior caso de desfocalização. Nota-se que os valores obtidos pela PO e pelo MoM são ligeiramente diferentes para os Planos E e H correspondentes.

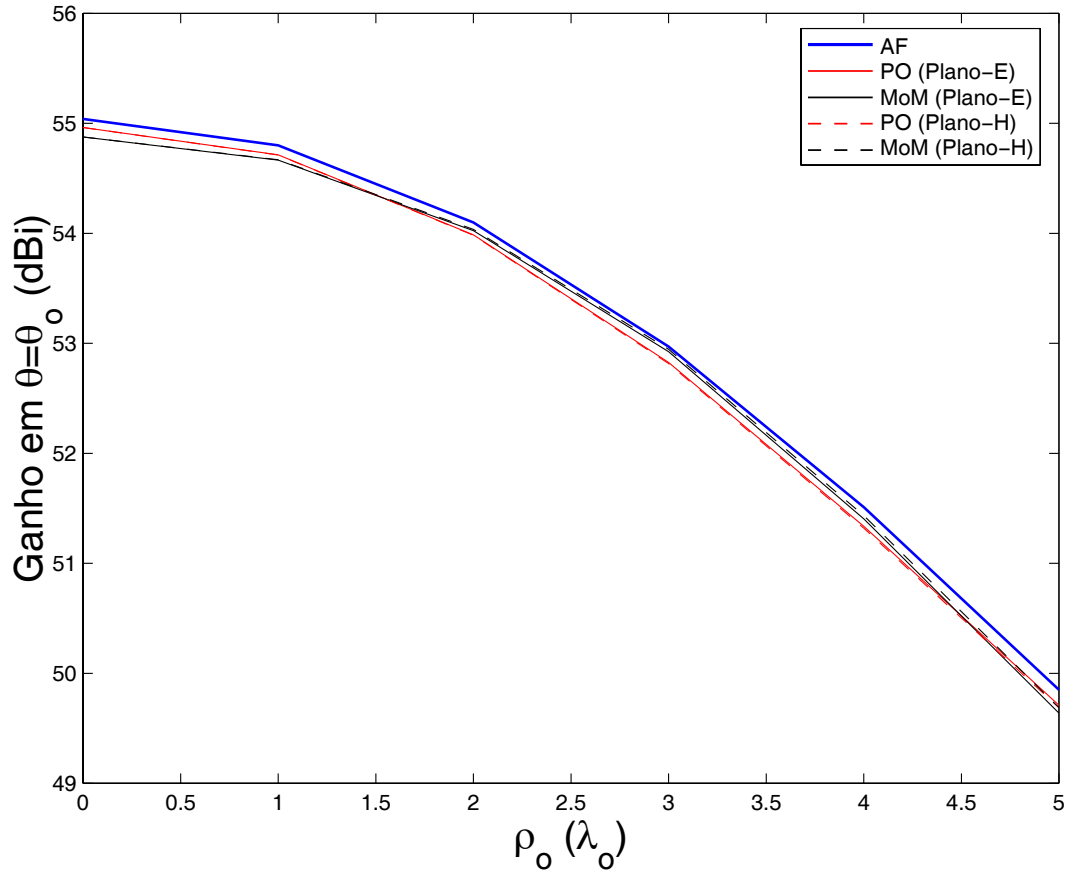


Figura 4.49: Variação do ganho da antena ADH em $\theta = \theta_o$, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

ρ_o (λ_o)	Ganho (dBi) / Eficiência (%)									
	AF		PO (Plano-E)		PO (Plano-H)		MoM (Plano-E)		MoM (Plano-H)	
0	55,04	80,8	54,96	79,4	54,96	79,4	54,88	77,9	54,88	77,9
1	54,80	76,5	54,71	75,0	54,71	75,0	54,67	74,2	54,67	74,2
2	54,10	65,1	53,99	63,4	53,98	63,4	54,02	64,0	54,04	64,2
3	52,97	50,2	52,83	48,6	52,82	48,5	52,92	49,7	52,94	49,9
4	51,51	35,9	51,34	34,5	51,32	34,3	51,41	35,0	51,44	35,2
5	49,85	24,5	49,71	23,7	49,69	23,6	49,64	23,3	49,69	23,6

Tabela IV.X: Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência da geometria ADH, em função de ρ_o .

Pela Fig. 4.50, pode-se constatar que existe uma relação de proporcionalidade entre ρ_o e θ_o , onde o fator se aproxima de $0,04^\circ/\lambda_o$. Sendo as especificações favoráveis à obtenção de uma geometria menos sujeita às aberrações (θ_E pequeno e L_o alto), a configuração ADH aparenta ser a que promove o menor deslocamento do lóbulo principal para uma dada desfocalização, podendo ser comprovado pela Tabela IV.XI. A estimativa feita pela teoria apresentada na Seção 4.5.1 não obtém bons resultados para desfocalizações maiores que $3\lambda_o$.

A Fig. 4.51 revela que o primeiro lóbulo secundário atinge níveis de potência bem próximos ao do lóbulo principal. A redução dessa diferença ocorre fundamentalmente pelo decréscimo do lóbulo principal, e não pelo aumento de potência associado ao primeiro lóbulo secundário. Os diagramas (Figs. 4.44 – 4.48) mostram que o segundo lóbulo secundário cresce com ρ_o , evidenciando a mesma perturbação notada nos diagramas da antena ADE, onde o lóbulo secundário mais proeminente parece se deslocar no sentido oposto ao adotado pelo movimento do lóbulo principal. Da Fig. 4.52 verifica-se o mesmo comportamento linear da direção do primeiro lóbulo secundário em relação às desfocalizações, acompanhando, portanto, o deslocamento do lóbulo principal. A variação da HPBW (Tabela IV.XII) não aparenta ter relação direta com o grau da desfocalização radial executada, apresentando valores idênticos para os Planos E e H de um mesmo método. O AF esboça estimativas acertadas para o lóbulo secundário, assim como para os primeiros lóbulos secundários, comportando-se muito bem inclusive para uma desfocalização de $10\lambda_o$, retratada pela Fig. 4.53. Pela figura, nota-se também o deslocamento do lóbulo secundário mais proeminente. As Figs. 4.54(a) e (b) exibem os perfis de distribuição da fase do campo na abertura, análogos aos da geometria ADE. Os valores, dados em graus, são relativos à fase do raio principal. Nota-se claramente que as curvas mais externas apresentam variações maiores da fase. A existência de duas porções na abertura, uma que contribui para o atraso da fase absoluta e outra que contribui para o adiantamento dessa fase, permanece.

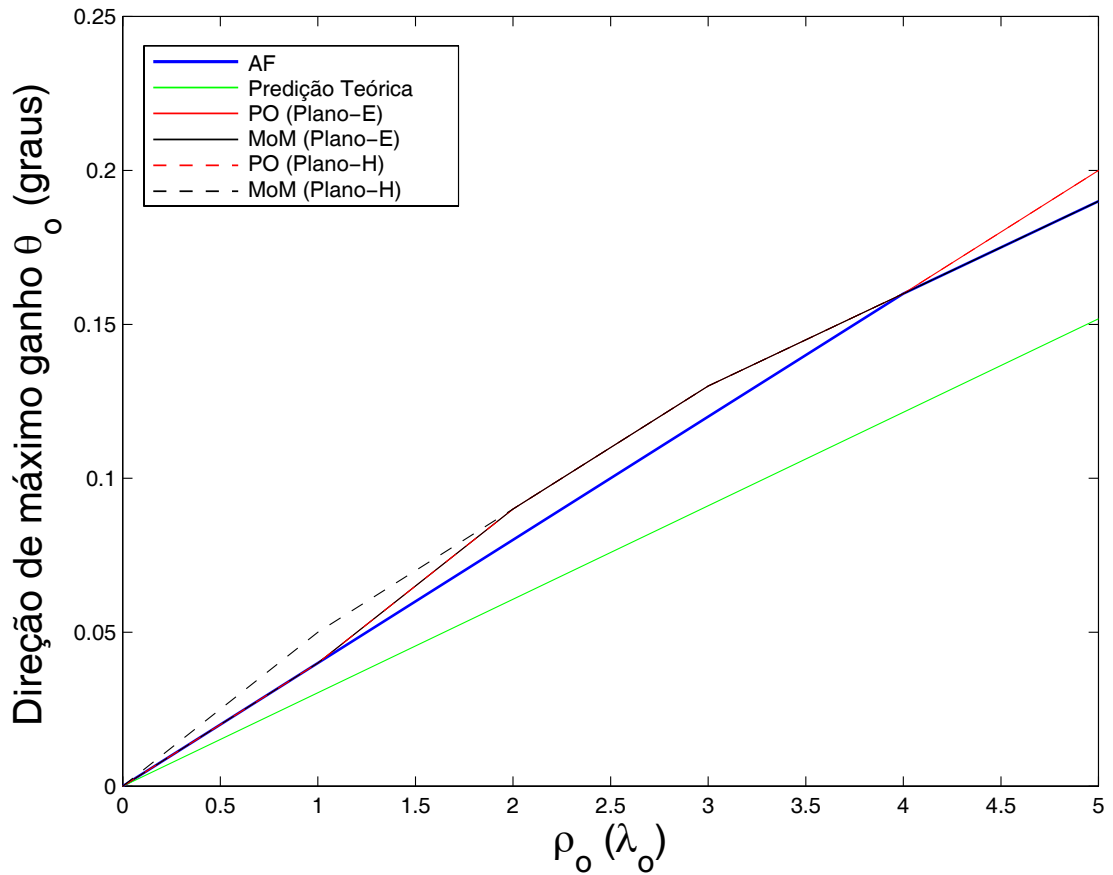


Figura 4.50: Variação da direção do máximo do lóbulo principal (θ_o) na antena ADH em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

$\rho_o(\lambda_o)$	Direção angular θ_o (graus)					
	AF	Predição Teórica	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0	0	0	0	0	0
1	0,04	0,03	0,04	0,04	0,04	0,05
2	0,08	0,06	0,09	0,09	0,09	0,09
3	0,12	0,09	0,13	0,13	0,13	0,13
4	0,16	0,12	0,16	0,16	0,16	0,16
5	0,19	0,15	0,20	0,20	0,19	0,19

Tabela IV.XI: Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) na geometria ADH, em função de ρ_o .

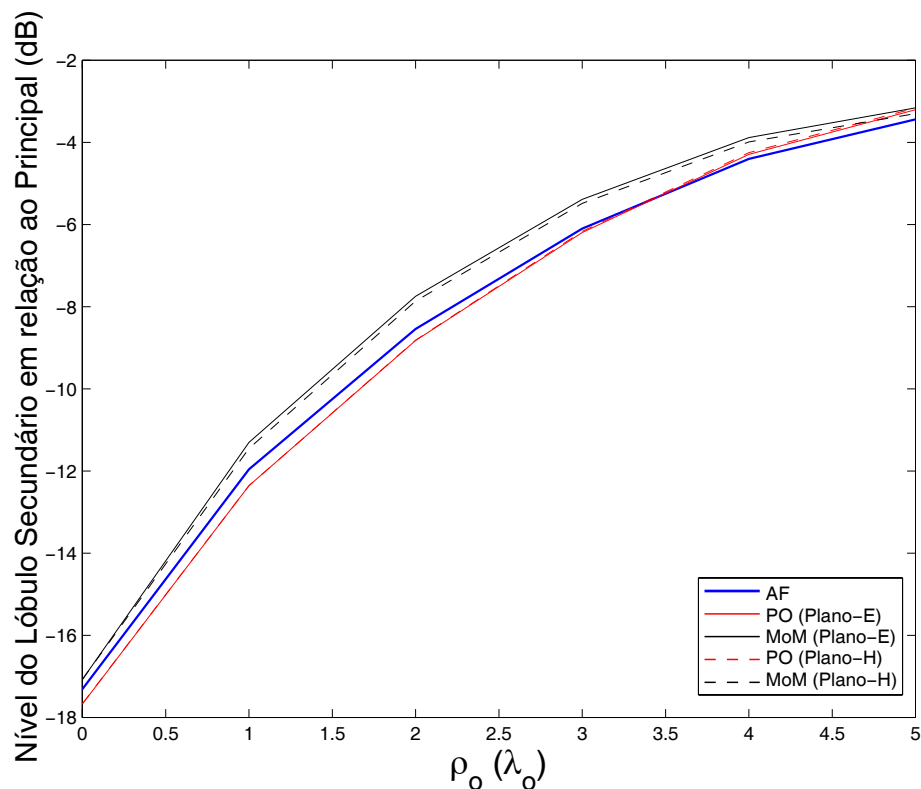


Figura 4.51: Variação do nível do primeiro lóbulo secundário da antena ADH em relação ao lóbulo principal, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

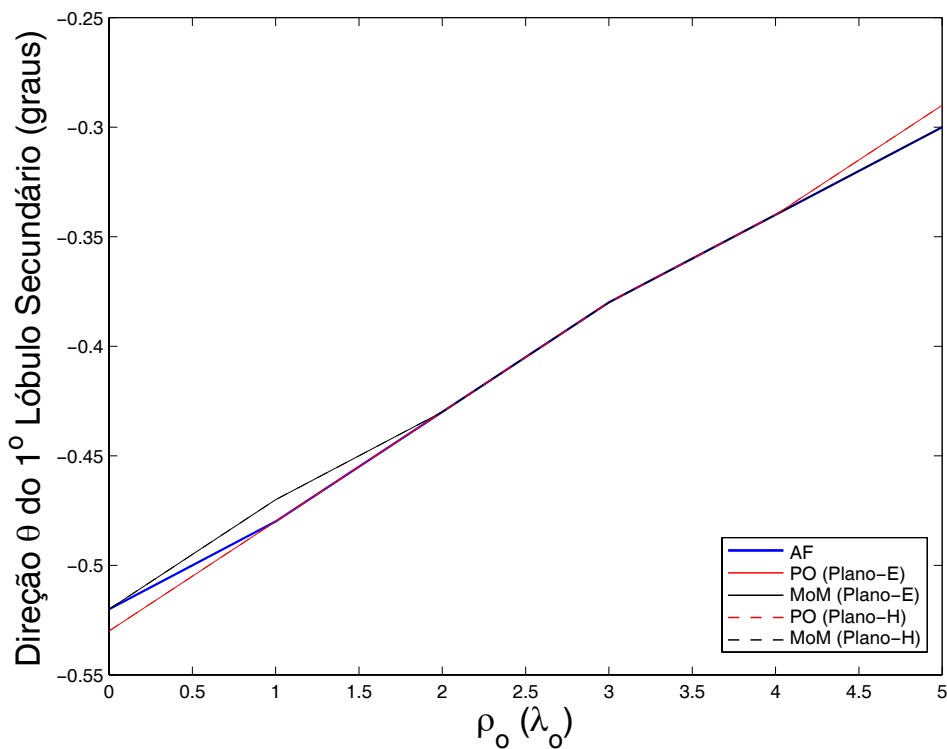


Figura 4.52: Variação da direção do primeiro lóbulo secundário da antena ADH, em função de ρ_o : Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).

$\rho_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)				
	AF	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
0	0,34	0,34	0,34	0,32	0,32
1	0,34	0,36	0,36	0,34	0,34
2	0,36	0,34	0,34	0,34	0,34
3	0,36	0,34	0,34	0,34	0,34
4	0,36	0,36	0,36	0,36	0,36
5	0,36	0,36	0,36	0,38	0,38

Tabela IV.XII: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) na geometria ADH analisada, em função de ρ_o .

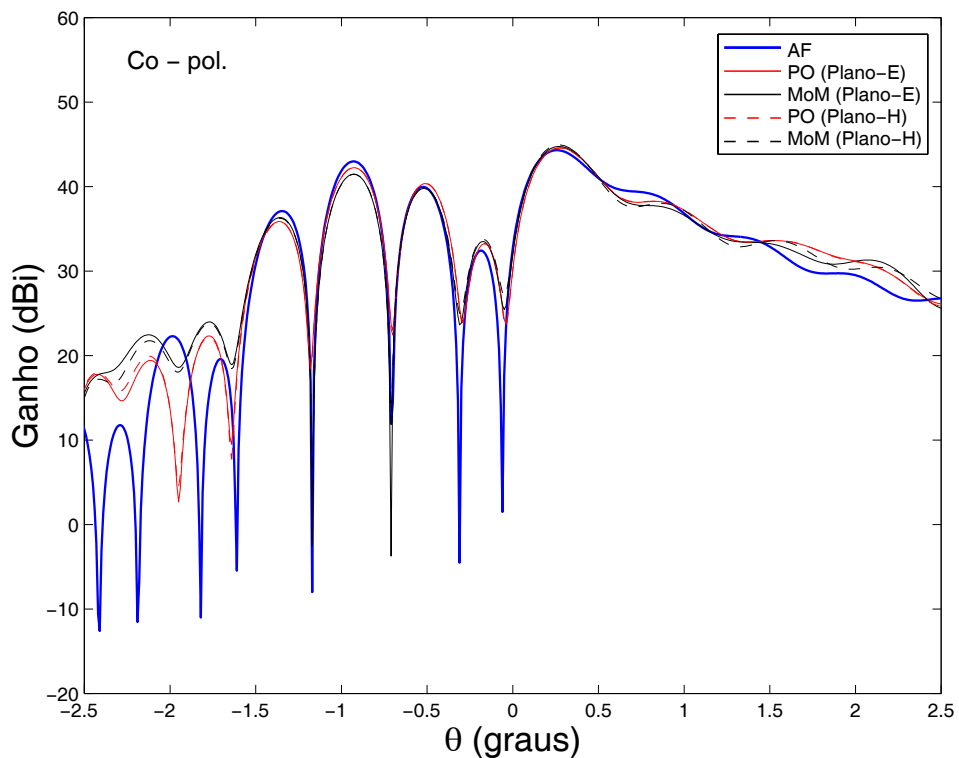
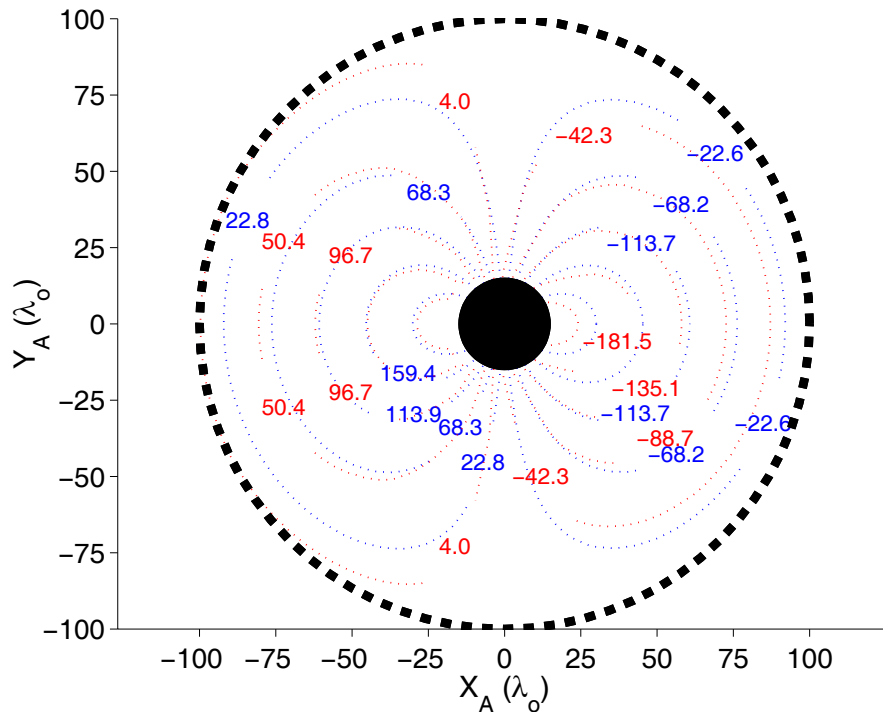
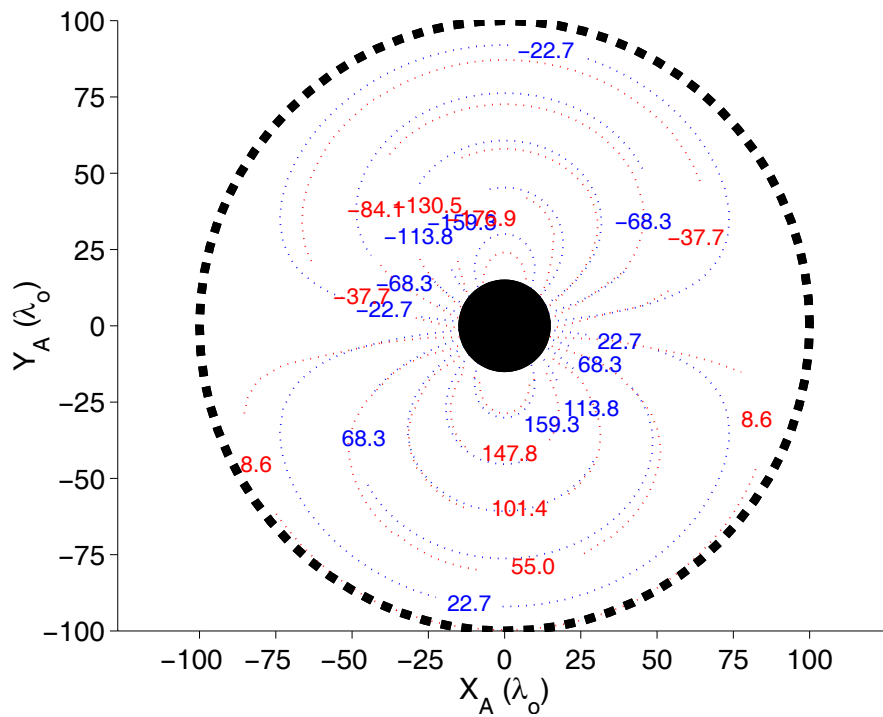


Figura 4.53: Diagrama de radiação da antena ADH para centro de fase do alimentador posicionado em $\rho_o = 10 \lambda_o$: Planos E ($x_o = \rho_o$ e $y_o = 0$) e H ($y_o = \rho_o$ e $x_o = 0$).



(a) Distribuição da fase na abertura para $x_o = 5 \lambda_o$ e $y_o = 0$, em graus.



(b) Distribuição da fase na abertura para $y_o = 5 \lambda_o$ e $x_o = 0$, em graus.

Figura 4.54: Fase na abertura da antena ADH obtida pelo traçado de raios (linhas vermelhas contínuas) e pela formulação (linhas azuis tracejadas).

4.7 Conclusões Parciais

Dos resultados apresentados ao longo das Seções 4.6.1 – 4.6.4, alguns efeitos da desfocalização radial são evidentes. O primeiro deles é a mudança na direção do lóbulo principal, acompanhada da redução do ganho máximo. Outra consequência relevante é a perda da simetria dos lóbulos secundários em relação ao lóbulo principal.

Dentre as quatro geometrias examinadas, a ADG apresenta uma redução no ganho máximo menor para desfocalizações radiais. Nas demais antenas, observa-se que a desfocalização radial ocasiona maior queda do ganho (Tabela IV.XIII). A discrepância entre o AF e o MoM, para desfocalizações de até $5\lambda_o$, atinge o valor máximo de 0,65 dB na estimativa do ganho máximo (Tabela IV.XIII).

A mudança de direção do lóbulo principal obviamente depende da direção adotada pela desfocalização. Pelos diagramas apresentados e pela Tabela IV.XIV, nota-se que duas geometrias promovem o deslocamento dos lóbulos na mesma direção em que a desfocalização é realizada (ADG e ADH), e as outras duas promovem uma mudança de direção no sentido oposto ao adotado pela mesma desfocalização (ADC e ADE).

Em relação à deformação excessiva sofrida pelo diagrama de radiação devido às desfocalizações radiais, constata-se que a geometria ADE não é muito recomendável para aplicações de varredura. Do ponto de vista da análise, a descontinuidade no vértice do sub-refletor da ADE (espécie de 'bico') potencializa o espalhamento da radiação incidente sobre essa superfície, principalmente quando ocorre a desfocalização radial, tornando a análise feita pelo AF e pela PO mais divergentes do MoM. Todavia, os resultados evidenciaram

Geometria	ρ_o (λ_o)	Ganho (dBi) / Eficiência (%)									
		AF		PO (Plano-E)		PO (Plano-H)		MoM (Plano-E)		MoM (Plano-H)	
ADC	0	55,14	82,7	54,91	78,4	54,91	78,4	54,96	79,4	54,96	79,4
	5	54,94	79,0	54,60	73,0	54,59	72,9	54,61	73,2	54,64	73,7
ADG	0	55,16	83,1	54,90	78,2	54,90	78,2	54,84	77,2	54,84	77,2
	5	54,39	69,6	53,81	61,0	53,82	61,1	53,77	60,3	53,74	60,0
ADE	0	55,49	89,7	55,36	87,1	55,36	87,1	55,22	84,3	55,22	84,3
	5	44,19	6,6	44,50	7,1	44,74	7,5	44,53	7,2	44,69	7,4
ADH	0	55,04	80,8	54,96	79,4	54,96	79,4	54,88	77,9	54,88	77,9
	5	49,85	24,5	49,71	23,7	49,69	23,6	49,64	23,3	49,69	23,6

Tabela IV.XIII: Valores do ganho em $\theta = \theta_o$ e da eficiência para as quatro geometrias, em função de ρ_o .

Geometria	ρ_o (λ_o)	Direção angular θ_o (graus)					
		AF	Predição Teórica	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
ADC	1	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09
	3	-0,28	-0,28	-0,27	-0,27	-0,27	-0,27
	5	-0,46	-0,47	-0,45	-0,45	-0,45	-0,45
ADG	1	0,18	0,19	0,18	0,18	0,18	0,18
	3	0,54	0,57	0,54	0,54	0,54	0,54
	5	0,91	0,96	0,88	0,88	0,88	0,88
ADE	1	-0,09	-0,09	-0,10	-0,09	-0,10	-0,10
	3	-0,22	-0,27	-0,23	-0,24	-0,24	-0,24
	5	-0,28	-0,45	-0,31	-0,33	-0,32	-0,31
ADH	1	0,04	0,03	0,04	0,04	0,04	0,05
	3	0,12	0,09	0,13	0,13	0,13	0,13
	5	0,19	0,15	0,20	0,20	0,19	0,19

Tabela IV.XIV: Variação da direção do lóbulo principal (θ_o) para as quatro geometrias, em função de ρ_o .

que a formulação é efetiva, como estimativa, ao acompanhar o MoM na indicação de uma redução do ganho da antena de aproximadamente 10 dB.

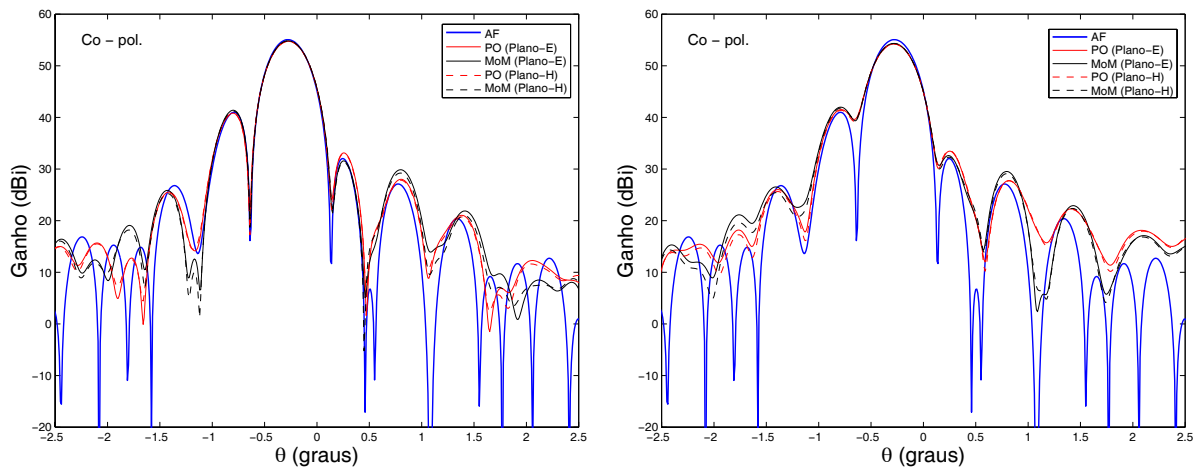
Quanto ao comportamento da largura de meia potência (HPBW), a variação foi mínima assim como foi para as desfocalizações axiais. Não se pode afirmar que existam tendências de estreitamento ou alargamento do lóbulo principal para as situações de desfocalizações radiais estudadas. A Tabela IV.XV resume os valores de HPBW para a maior parte dos diagramas de radiação apresentados. Com relação à geometria ADE, frisa-se que sua HPBW fica comprometida devido à alterações críticas no seu diagrama, como foi mencionado na Seção 4.6.3.

As componentes de aberração atuantes nas geometrias *ASDRA* foram avaliadas na Seção 4.4 e comprovam as observações e conclusões presentes em trabalhos publicados como o de [NIJBOER, 43], [RUZE, 65] e [COGDELL, 73], em que sistemas clássicos são abordados.

O direcionamento do feixe radiado pelo alimentador foi necessário na análise feita pelo MoM e pela PO para que houvesse a mínima perda de energia por transbordamento e a maior eficiência de iluminação, tornando os resultados do AF e do MoM compatíveis, ou seja, mais próximos. Do contrário, a divergência entre os resultados seria maior, como mostra a Fig. 4.55(b).

Geometria	$\rho_o(\lambda_o)$	HPBW (graus)				
		AF	PO (Plano-E)	PO (Plano-H)	MoM (Plano-E)	MoM (Plano-H)
ADC	0	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
	1	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
	5	0,34	0,34	0,34	0,34	0,34
ADG	0	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
	1	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
	5	0,32	0,34	0,34	0,34	0,34
ADE	0	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30
	1	0,28	0,30	0,28	0,30	0,30
	5	0,32	0,34	0,32	0,34	0,32
ADH	0	0,34	0,34	0,34	0,32	0,32
	1	0,34	0,36	0,36	0,34	0,34
	5	0,36	0,36	0,36	0,38	0,38

Tabela IV.XV: Variação da largura de meia potência do lóbulo principal (HPBW) para as quatro geometrias analisadas, em função de ρ_o .



(a) Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase de um alimentador posicionado em $\rho_o = 3\lambda_o$, direcionado para o vértice do sub-refletor.

(b) Diagrama de radiação da antena ADC para centro de fase de um alimentador posicionado em $\rho_o = 3\lambda_o$, não direcionado para o vértice do sub-refletor.

Figura 4.55: Efeito do direcionamento do alimentador para o vértice do sub-refletor da antena ASDRA.

Capítulo 5

Conclusão

O estudo das aberrações e seus efeitos se mostra relevante, uma vez que elas estão diretamente relacionadas com a queda no desempenho das antenas, devido essencialmente à não uniformidade de fase que impõem em suas aberturas, trazendo degradações à eficiência das mesmas. Explorar os efeitos dessas aberrações leva a procedimentos para se detectar, com maior clareza, a natureza das perturbações presentes num dado diagrama de radiação e, conseqüentemente, obter meios eficazes para reduzi-las. A determinação da magnitude de cada termo da aberração, por sua vez, permite identificar quais termos são mais proeminentes. As aberrações têm sido abordadas em numerosos trabalhos no campo da ótica [NIJBOER, 43], [NIJBOER, 47], [NIJBOER, 49]. Entretanto, suas conclusões não podem ser imediatamente aplicadas às antenas refletoras, sendo necessário o estudo de geometrias específicas como a *ASDRA*. Além disso, os sistemas óticos geralmente são muito maiores eletricamente do que os sistemas refletores para rádio-freqüência. Estes possuem uma razão entre a distância focal e o diâmetro do refletor principal (F/D_M) menor, valorizando as contribuições de termos da aberração de mais alta ordem nas estimativas do comportamento da fase, mesmo sabendo-se que termos de ordens superiores correspondem a magnitudes progressivamente menores (Seções 3.2 e 4.2).

A formulação de primeira ordem, desenvolvida ao longo do trabalho para tratar uniformemente as quatro configurações *ASDRA*, estima satisfatoriamente as perturbações na distribuição da fase do campo, na abertura dessas antenas, provocadas por pequenos deslocamentos do centro de fase do alimentador, da ordem do comprimento de onda (λ_o). A teoria apresentada se aplica também às antenas clássicas Cassegrain e Gregorian, uma vez que as equações de projeto, vistas em [MOREIRA, 01] assim o permitem.

Neste trabalho ficou comprovado que a formulação de primeira ordem, associada

ao Método da Abertura (AF - *Aperture Field Method*), representa uma alternativa simples e eficiente para a estimativa de ganho de uma antena do tipo *ASDRA*. Comparações com métodos mais precisos, como a Ótica Física (PO - *Physical Optics*) e o Método dos Momentos (MoM - *Method of Moments*), mostraram que os resultados obtidos pelo AF são satisfatórios até uma desfocalização genérica de aproximadamente $5 \lambda_o$, desde que as dimensões elétricas da antena analisada sejam elevadas ($D_M > 100\lambda_o$). Os resultados obtidos nos Capítulos 3 e 4 provam a viabilidade de uso da formulação de primeira ordem como recurso inicial num projeto para grandes refletores. Fundamentado nos conceitos da Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), o tratamento escalar dado pela formulação de primeira ordem à radiação eletromagnética, que transita entre o alimentador e os refletores dirigindo-se à abertura da antena, se mostra capaz de prever o decaimento da eficiência na abertura de uma antena *ASDRA*, em virtude das aberrações que causam variações da uniformidade da fase no plano de abertura. A formulação de primeira ordem, associada ao AF, apresentou uma discrepância de no máximo 0,65 dB (0,8 dB) em relação à PO e ao MoM para a estimativa de ganho do lóbulo principal nos casos de desfocalizações radiais (axiais) investigados, apesar de considerar apenas a variação das distâncias percorridas pelos raios da GO até a abertura. Logo, mudanças na trajetória dos raios radiados pelo alimentador, motivadas pela desfocalização, são desprezadas com a aproximação de paralelismo, vista nas Seções 3.2 e 4.2.

Os efeitos das desfocalizações axiais e radiais do centro de fase do alimentador sobre as principais características dessas antenas, tais como ganho e largura de meia potência, foram investigados. Desfocalizações do centro de fase do alimentador, da ordem do comprimento de onda ou maior, causam deformações consideráveis no diagrama de radiação que podem ser atribuídas essencialmente às variações da fase na abertura. De maneira geral, foi observado que desfocalizações radiais provocam maiores perturbações no desempenho da antena do que desfocalizações axiais de mesma magnitude. Ficou evidente a distinta influência entre as desfocalizações axiais e radiais sobre o desempenho da antena, justificada pelas diferentes componentes de aberração identificadas por meio da expansão em série da função aberração de cada caso.

Pela análise dos resultados, foi verificado que as aberrações primárias $B_1\rho_A$, $B_2\rho_A^2$ (curvatura de campo), $B_3\rho_A^3$ e $B_4\rho_A^4$ (esférica), obtidas com a desfocalização axial, são as prováveis componentes que promovem o alargamento ou estreitamento do lóbulo

principal para o deslocamento do alimentador num dado sentido do eixo de simetria. Também foi constatado um ligeiro aumento do ganho para uma desfocalização axial específica, revelando assim que o melhor desempenho da antena ocorre quando o centro de fase do alimentador não se encontra exatamente no foco primário da antena. As desfocalizações radiais não apresentaram resultados que pudessem denunciar tendências claras do aumento ou redução da HPBW com ρ_o , afetadas provavelmente pela maior queda do ganho para esse tipo de desfocalização. Tais desfocalizações contribuem essencialmente para o surgimento da aberração deslocamento (*tilt*), dada por $C_1\rho_A \cos \phi_A$ quando $x_o \neq 0$ ou por $C_1\rho_A \sin \phi_A$ quando $y_o \neq 0$, principal responsável pelas mudanças de direção do lóbulo principal. A assimetria gradativa entre os primeiros lóbulos secundários se deve à aberração do tipo coma, associada aos termos de coeficiente C ímpar (C_3, C_5, \dots).

Um estudo para a minimização dos efeitos da aberração foi apresentado nas Seções 3.3 e 4.3, a partir do qual se concluiu que um aumento na razão L_o/D_M , assim como uma redução do parâmetro θ_E , contribui para a redução dos termos da aberração, promovendo uma otimização no desempenho da antena diante das desfocalizações. A comprovação das afirmações anteriores pode ser obtida pela observação do desempenho da ADH investigada, que mostrou ser a menos suscetível às desfocalizações dentre as demais antenas, visto que suas especificações definiam o maior L_o e o menor θ_E .

A relativa simplicidade do método proposto, derivado da associação da formulação de primeira ordem ao método AF, possibilita uma primeira percepção física essencial na especificação dos parâmetros das antenas *ASDRA* para a obtenção de geometrias menos suscetíveis às aberrações, ou seja, geometrias com ganhos estáveis. A importância do AF reside também no fato de que a possibilidade de se investigar isoladamente os efeitos de cada termo da aberração sobre o desempenho da antena se constitua num recurso valioso para a busca de informações não evidentes nos resultados precisos apresentados pelo MoM e pela PO. Apesar de serem mais precisos, o MoM e a PO não permitem análises do tipo termo a termo, a partir da qual conclusões importantes para a orientação de como se proceder na especificação dos parâmetros de projeto de uma antena de desempenho estável podem ser obtidas.

5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

Uma continuidade ao trabalho apresentado pode ser dada e, portanto, algumas sugestões são indicadas a seguir. Dentre elas, está a consideração dos efeitos difrativos devido às bordas dos refletores e à descontinuidade presente no vértice do sub-refletor.

Mudanças na formulação proposta podem ser feitas, como a inclusão do termo de segunda ordem, tornando-a, naturalmente, uma aproximação mais adequada para maiores desfocalizações, além de possivelmente gerar resultados mais consistentes com a PO e o MoM. Considerar a variação da distribuição da amplitude do campo na abertura com a desfocalização também pode representar algum ganho nos resultados obtidos pelo AF, nas situações de desfocalização. O acréscimo de um termo exponencial, que contemple os efeitos da difração para a análise das antenas *ASDRA*, deve ser estudado possibilitando a verificação da influência das aberrações em antenas com menores dimensões elétricas.

A pequena discordância entre o AF e o MoM ao se estimar o comportamento do ganho máximo com a desfocalização axial, discutida no Capítulo 3, pode ser corrigida possivelmente ao se considerar no AF uma abertura de diâmetro variável, para os cálculos do campo distante, que dependa da magnitude da desfocalização.

Por ter sido mencionado ao longo desse trabalho, julga-se interessante averiguar o comportamento das antenas *ASDRA* em aplicações que utilizam um conjunto de alimentadores, assim como quantificar o real benefício obtido com os procedimentos de minimização das aberrações, propostos nesse trabalho, para compensar os efeitos das desfocalizações sobre o diagrama de radiação. Como ressaltado na Seção 2.5.4, o algoritmo da PO pode ser melhorado ao se implementar a teoria proposta em [MOLDSVOR, 92].

Referências Bibliográficas

- [ABRAMOWITZ, 72] ABRAMOWITZ, M. & STEGUN I., editors. “Handbook of Mathematical Functions”, Dover Publications Inc., New York, 1972.
- [BALANIS, 97] BALANIS, Constantine A. “Antenna Theory: Analysis and Design”, John Wiley & Sons Inc., 1997, 2nd edition.
- [BARAKAT, 64] BARAKAT, R. & HOUSTON, A.. “Diffraction Effects of Coma”, J. Optical Soc. America, vol. 54, N° 9, pp. 1084-1088, September 1964.
- [BORN, 64] BORN, Max & WOLF, Emil. “Principles of Optics”, New York, MacMillan Company, 2nd edition, 1964.
- [BRICKELL, 77] BRICKELL, F. & MARDER, L. & WESTCOTT, B. S.. “The geometrical optics design of reflectors using complex coordinates”, J. Phys. A: Math. Gen., vol. 10, N° 2, pp. 245-260, 1977.
- [BUCCI, 99] BUCCI, O. & PELOSI, G. & SELLERI, S.. “Cassegrain?”, IEEE Antennas and Propagat. Magazine, vol. 41, N° 3, pp. 7-13, June 1999.
- [BUCHMEYER, 77] BUCHMEYER, S. K.. “An Electrically Small Cassegrain Antenna with Optically Shaped Reflectors”, IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 346-351, May 1977.
- [CLARRICOATS, 77] CLARRICOATS, Peter J. B. & POULTON, G.. “High-Efficiency Microwave Reflector Antennas - A Review”, IEEE Proc., New York, vol. AP-65, N° 10, pp. 1470-1503, October 1977.
- [CLARRICOATS, 94] CLARRICOATS, P. J. B. et al. “Microwave Horns and Feeds”, New York, Institute of Electrical Engineer, 1994.

- [COGDELL, 73] COGDELL, John & DAVIS, John. "Astigmatism in Reflector Antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 565-567, July 1973.
- [COLLINS, 73] COLLINS, G. W.. "Shaping of Subreflectors in Cassegrainian Antennas for Maximum Aperture Efficiency", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-21, N°3, pp. 309-313, May 1973.
- [DRAGONE, 82] DRAGONE, Corrado. "A First-Order Treatment of Aberrations in Cassegrainian and Gregorian Antennas", IEEE-AP, vol. AP-30, N° 3, pp. 631-339, May 1982.
- [DRAGONE, 86] DRAGONE, Corrado. "First-Order Correction of Aberrations in Cassegrainian and Gregorian Antennas", IEEE-AP, vol. AP-34, N° 5, pp. 680-701, May 1986.
- [EILHARDT, 94] EILHARDT, Klaus & WOHLLEBEN, R. & FIEBIG, D.. "Compensation of the Beam Squint in Axially Symmetric, Large Dual Reflector Antennas with Large-Ranging Laterally Displaced Feeds", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-42, N°10, pp. 2430-1434, October 1994.
- [FILLER, 61] FILLER, Aaron S.. "Primary aberrations of mirrors", American J. Phys., vol. 09, pp. 681-694, October 1961.
- [GALINDO, 64] GALINDO, Victor. "Design of Dual-Reflector Antennas with Arbitrary Phase and Amplitude Distributions", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-12, N°4, pp. 457-408, July 1964.
- [HANNAN, 61] HANNAN, P. W.. "Microwave Antennas Derived from Cassegrain Telescope", IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-3, N°2, pp. 172-153, March 1931.
- [HARRINGTON, 61] HARRINGTON, R. F.. "Time-Harmonic Elettromagnetic Fields", McGraw-Hill Book Co., New York, 1961.
- [HARRINGTON, 68] HARRINGTON, R. F.. "Field Computation by Moment Methods", MacMillan, New York, 1968.

- [HOFERER, 99] HOFERER, Robert & RAHMAT-SAMII, Yahya. "A GO-subreflector implementation methodology using a Fourier-Jacobi surface expansion", IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 2328-2333, 1999.
- [JOHNS, 94] JOHNS, Steven & PRATA, Aluizio. "An Improved Raised-Cosine Feed Model for Reflector Antenna Applications", IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 970-973, 1994.
- [LUDWIG, 73] LUDWIG, Arthur C.. "The Definition of Cross Polarization", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-21, pp. 116-119, January 1972.
- [MAHAJAN, 91] MAHAJAN, Virendra N. "Aberration Theory Made Simple", SPIE Optical Engineering Press, vol. TT4, 1991.
- [MAUTZ, 80] MAUTZ, Joseph R. & HARRINGTON, Roger F. "An Improved E-Field Solution for a Conducting Body of Revolution", Technical Report TR80-1, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Syracuse University, 1980.
- [MITTRA, 80] MITTRA, Raj & GALINDO-ISRAEL V.. "Shaped Dual Reflector Synthesis", IEEE Antennas Propagat. Society Newsletter, pp. 4-9, August 1980.
- [MOLDSVOR, 92] MOLDSVOR, Arild & KILDAL Per-Simon. "Analysis of Aperture Blockage in Reflector Antennas by Using Obstacle-Located Blockage", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 40, N°1, pp. 100-102, January 1992.
- [MOREIRA, 97] MOREIRA, Fernando J. S. "Design and Rigorous Analysis of Generalized Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", Ph.D. dissertation, University of South California, 1997.
- [MOREIRA, 98] MOREIRA, Fernando J. S. & PRATA, Aluizio P. "Maximum-Efficiency Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", 10th International Symposium on Antennas(JINA 98), Nice, pp. 594-597, November 1998.
- [MOREIRA, 99] MOREIRA, Fernando J. S.. "Efficiency Degradation caused by an Axial Feed Defocusing in Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", SBMO/IEEE Internet. Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC99), Rio de Janeiro, pp. 112-016, August 1999.

- [MOREIRA, 00a] MOREIRA, Fernando J. S. "Aperture Aberration Caused by an Off-Axis Feed Defocusing in Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", SBMO, 2000.
- [MOREIRA, 00b] MOREIRA, Fernando J. S. "First-Order Aberrations on Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagation, pp. 826-829, 2000.
- [MOREIRA, 01] MOREIRA, Fernando J. S. & PRATA, Aluizio J. "Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 49, N°4, pp. 547-554, April 2001.
- [NIJBOER, 43] NIJBOER, B. R. "The Diffraction theory of aberrations - Part I", Physica X, N°8, pp. 649-692, October 1943.
- [NIJBOER, 47] NIJBOER, B. R. "The Diffraction theory of aberrations - Part II", Physica XIII, N°10, pp. 605-620, December 1947.
- [NIJBOER, 49] NIJBOER, B. R. & NIENHUIS, K. "The Diffraction theory of aberrations - Part III", Physica XIV, N°9, pp. 590-608, January 1949.
- [NUSSBAUM, 68] NUSSBAUM, Allen. "Geometric Optics: An Introduction", Minnesota, Addison-Wesley Publishing Co., 1968.
- [RUSCH, 73] RUSCH, W. V. T. "Scattering from a Hyperboloidal Reflector in a Cassegrainian Feed System", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-41, N°4, pp. 712-417, July 1963.
- [RUSCH, 73] RUSCH, W. V. T. & INGERSON, P. G. "Radiation from a Paraboloid with an Axially Defocused Feed", IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 104-106, January 1963.
- [RUSCH, 84] RUSCH, W. V. T. "The Current State of the Reflector Antenna Art", IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-32, N°4, pp. 313-379, April 1984.
- [RUSCH, 89] RUSCH, W. V. T., WELCH, L. R. & MIREN, G. E. "Observation-point-dependent blocking shadows on a reflector antenna", IEEE Trans. Antennas Propagat., N°37, AP-6, pp. 690-697, June 1983.

- [RUSCH, 92] RUSCH, W. V. T.. “The Current State of the Reflector Antenna Entering the 1990’s”, Proceedings of the IEEE, AP-80, N°1, pp. 113-126, January 1992.
- [RUZE, 65] RUZE, J.. “Lateral-feed Displacement in a Paraboloid”, IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-73, pp. 181-183, September 1965.
- [SILVA, 00] SILVA, Túlio C., MAYRINK, Marco A. & MOREIRA, Fernando J. S.. “Projeto Interativo de Antenas com Duplo-Refletores Clássicos Axialmente Simétricos”, SBMO, 2000.
- [SILVER, 49] SILVER, Samuel. “Microwave Antenna Theory and Design”, London, McGraw-Hill Book Company Inc., 1949, 1st edition.
- [WONG, 73] WONG, William C.. “On the Equivalent Parabola Technique to Predict the Performance Characteristics of a Cassegrainian System with an Offset Feed”, IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-21, N°3, pp. 335-339, May 1973.
- [YERUKHIMOVICH, 72] YERUKHIMOVICH, Yu. A.. “Analysis of Two-Mirror Antennas of a General Type”, Telecommunications and Radio Engineering, Part 2, 27, N°11, pp. 97-103, 1972.
- [YERUKHIMOVICH, 75] YERUKHIMOVICH, Yu. A.. “Development of Double-Reflector Antennas with a Displaced Focal Axis”, Telecommunications and Radio Engineering, Part 2, 30, N°9, pp. 90-94, 1975.