# 7 Análise e Projeto de Antenas Duplo-Refletoras para Cobertura Omnidirecional Através do MMT/MoM

# 7.1. Introdução

Os estudos exploratórios feitos nos Capítulos 5 e 6 permitiram identificar as características de eficiência, volume e varredura das antenas ODVC e ODRC, utilizando o Método da Abertura (ApM) associado às aproximações da Ótica Geométrica (GO) para determinar os campos sobre a abertura cilíndrica destas antenas. Comparado com os demais métodos numéricos de análise eletromagnética, o ApM é numericamente eficiente e fornece uma boa aproximação para o lobo principal do diagrama de radiação destas antenas duplo-refletoras, visto que elas são diretivas e possuem uma abertura eletricamente grande. Entretanto, o ApM não considera efeitos difrativos relacionados à borda dos refletores, efeitos de acoplamento entre os componentes das antenas e, tão pouco, a determinação da perda de retorno.

Além das características de diagrama de radiação, um dos fatores essenciais na definição da banda de operação é o comportamento da perda de retorno da antena, medido na entrada da excitação. Semelhante ao observado para as antenas omnidirecionais duplo-refletoras obtidas por geratrizes cônicas confocais clássicas com eixo deslocado (OADE, OADC, OADG e OADH) [18-29], as ODVC e ODRC minimizam a radiação do subrefletor na direção do alimentador, fazendo com que a perda de retorno da antena duplo-refletora seja, em grande parte, determinada pelas perdas geradas no alimentador.

Neste capítulo, o método híbrido composto pelo Método do Casamento de Modos (MMT) e pelo Método dos Momentos (MoM) será utilizado para realizar uma análise acurada do comportamento eletromagnéticos das antenas ODVC e ODRC, procurando estender a banda de operação e otimizar o desempenho destas antenas duplo-refletoras em termos do diagrama de radiação e da perda de retorno.

Para obter um diagrama verticalmente polarizado, a alimentação destas antenas duplo-refletoras pode ser feita através de uma corneta coaxial excitada

pelo modo TEM, como ilustrado na Figura 7.1. Como referência para este estudo, será utilizada a corneta coaxial apresentada em [18], excitada pelo modo TEM, a qual foi projetada para operar entre 8,4 GHz e 10 GHz (banda de aproximadamente 20%) com uma perda de retorno menor que -15 dB ao longo desta banda. Dada a influência do alimentador sobre a perda de retorno da antena duplo-refletora e na definição da sua banda de operação, na primeira etapa deste estudo as técnicas de análise apresentadas nos Capítulos 2, 3 e 4 serão utilizadas para reprojetar a corneta coaxial apresentada em [18], tendo como objetivo a redução desta perda de retorno, o alargamento da banda de operação para 8 a 10,5 GHz, e a redução do nível de lóbulos secundários do diagrama de radiação desta corneta coaxial, visto que estes lóbulos laterais poderão interferir na direção de máximo do diagrama de radiação da antena duplo-refletora. No redimensionamento da corneta coaxial, procura-se manter as características do lobo principal do diagrama de radiação, visto que este diagrama de radiação foi utilizado nas análises das antenas duplo-refletoras ODVC e ODRC apresentadas nos Capítulos 5 e 6. Posteriormente, considerando esta nova estrutura de alimentação, serão apresentados resultados para o desempenho eletromagnético das antenas duplo-refletoras ODVC e ODRC.



Figura 7.1 – Geometria tridimensional da antena duplo-refletora para cobertura omnidirecional alimentada por uma corneta coaxial TEM.

# 7.2. Dimensionamento da Corneta Coaxial

A corneta a ser utilizada como referência neste trabalho foi apresentada em [18] e é ilustrada através da visão tridimensional fornecida pela Figura 7.2. Para identificar os detalhes do projeto, a Figura 7.3 mostra o corte transversal desta corneta indicando literalmente as suas principais dimensões, que estão listadas na Tabela 7.1. A abertura desta corneta foi dimensionada para controlar o diagrama de radiação em um ângulo solido de 60° ao longo de uma banda de 20%, e evitar o aparecimento de lóbulos laterais neste ângulo sólido a fim de manter a eficiência da antena duplo-refletora. Para o controle da perda de retorno, as diversas partes (conector, estrutura de acoplamento e junção guiacorneta) foram dimensionadas separadamente para minimizar a contribuição individual de cada uma delas. Esta corneta foi anteriormente projetada para operar entre 8,4 e 10 GHz com uma perda de retorno menor que -15 dB.

Neste trabalho pretende-se estender a banda de operação da antena duplo-refletora para 30%, operando entre 8 e 10,5 GHz, e, simultaneamente, reduzir a perda de retorno. Como observado em [18], a principal contribuição para a perda de retorno da antena é devida ao alimentador, onde é preponderante a contribuição devida ao descasamento dos campos na abertura da corneta com os campos externos. Entretanto, na medida em que se pretende reduzir o descasamento na abertura, torna-se importante considerar, conjuntamente, as contribuições no conector, estrutura de acoplamento e junção guia corneta.

Para esta corneta coaxial foi utilizado um conector padrão do tipo "*N*". Observa-se nas Figuras 7.2 e 7.3 que a transição entre este conector e o guia de onda coaxial de entrada da corneta coaxial é feita através da utilização de uma estrutura de acoplamento com carregamento dielétrico que, além de fazer esta transição com baixas perdas, tem um papel fundamental na manutenção da rigidez mecânica da estrutura, mantendo centralizado o condutor elétrico central e evitando o aparecimento de modos superiores devido a assimetrias axiais que afetariam o diagrama de radiação e o controle da perda de retorno. Isto posto, o remodelamento desta corneta coaxial segue as seguintes etapas:

Inicialmente será feito o ajuste das dimensões da estrutura de acoplamento  $(R_d^e, R_d^i, g_1, g_2 \in L_d)$  via MMT, através do processo de otimização descrito no Apêndice E, de forma que a perda de retorno seja reduzida o máximo possível.

- Em seguida, já considerando esta nova estrutura de acoplamento, será feita uma análise paramétrica do comportamento da perda de retorno e do diagrama de radiação em função dos raios  $R_a$  e  $R_b$ , que definem o tamanho da abertura da corneta coaxial.
- > Por fim, com os mesmos objetivos da anterior, será feita uma nova análise paramétrica para o ajuste das dimensões da corrugação ( $P_C$  e  $L_C$ ) desta corneta coaxial.



Figura 7.2 - Visão tridimensional da corneta coaxial apresentada em [18].



Figura 7.3 – Dimensões da corneta coaxial apresentada em [18].

Es	strutur	a de aco	plamen	to	Abe	rtura e	Corrug	ação
$R_d^e$	$R_d^i$	<i>g</i> <sub>1</sub>	<i>B</i> <sub>2</sub>	$L_d$	R <sub>a</sub>	R <sub>b</sub>	P <sub>C</sub>	L <sub>C</sub>
6,67	2,0	0,84	0,48	9,45	14,5	29,1	8,7	2,8

Tabela 7.1 – Dimensões em milímetros da estrutura de acoplamento, abertura e corrugação da corneta coaxial apresentada em [18].

### 7.2.1. Otimização da Estrutura de Acoplamento

Como discutido no Capítulo 2, a presença de uma descontinuidade em um guia de onda, como, por exemplo, a existente entre o conector "*N*" e o anel dielétrico, provoca a excitação dos modos superiores *TM*, que contribuem para o aumento da perda de retorno desta estrutura. Para compensar estas perdas, a estrutura de acoplamento ilustrada na Figura 7.3 possui, antes e depois do anel dielétrico, seções de guias de onda coaxiais com comprimento muito pequeno  $(g_1 \ e \ g_2)$ , chamadas aqui de *gap*. De acordo com [54, 56], este *gap* tem o objetivo de diminuir a influência destes modos *TM* superiores, pois, a proximidade entre as duas descontinuidades, proporcionada pelo *gap*, faz com que estes modos *TM*, gerados em cada uma delas, estejam em oposição de fase, cancelando sua contribuição.

Utilizando o processo de otimização do Apêndice E, as dimensões desta estrutura de acoplamento ( $R_d^e$ ,  $R_d^i$ ,  $g_1$ ,  $g_2$  e  $L_d$ ), ilustradas na Figura 7.3 e listadas na Tabela 7.1, serão ajustadas via MMT, com o objetivo de fazer com que a perda de retorno fique abaixo de  $P_{OBJ} = -50 \ dB$ , quase que tornando transparente a presença do anel dielétrico. As dimensões do guia de onda coaxial de entrada da corneta coaxial e do conector tipo "*N*" são fixas e indicadas na Figura 7.3. A Figura 7.4 ilustra a perda de retorno resultantes do processo de otimização e a Tabela 7.2 lista as dimensões obtidas, onde nota-se que pequenas variações nestas dimensões proporcionam uma redução acentuada na perda de retorno desta estrutura de acoplamento.

$R_d^e$	$R_d^i$	$g_1$	<i>g</i> <sub>2</sub>	$L_d$
6,585	2,0	1,0	0,39	6,11

Tabela 7.2 – Dimensões em milímetros da estrutura de acoplamento otimizada.



Figura 7.4 - Perda de retorno resultante do processo de otimização do acoplador.

## 7.2.2. Análise Paramétrica da Abertura da Corneta Coaxial

A partir da estrutura de acoplamento otimizada na seção anterior, nesta seção será apresentada uma análise paramétrica do comportamento da perda de retorno e do diagrama de radiação, em função dos raios  $R_a$  e  $R_b$  que definem o tamanho da abertura da corneta coaxial, como ilustrado na Figura 7.3.

Na corneta apresentada em [18] as dimensões  $R_a$  e  $R_b$  foram escolhidas a fim de controlar a largura do lobo principal, onde  $R_b$  tem um papel preponderante, e evita a presença de um segundo modo propagante na abertura  $(TM_{01})$ , mantendo a diferença  $(R_b - R_a) < 0,5\lambda$  ao longo da banda de operação de 8,4 a 10 GHz. O aumento de  $R_b$  implicaria em um lobo principal mais estreito e exigiria o afastamento do subreflertor, trazendo, como conseqüência configurações de antenas duplo-refletoras com maior volume. Por outro lado, a diminuição de  $R_b$  resultaria em um aumento das perdas por transbordamento, ou a aproximação do subrefletor e, conseqüentemente, o aumento dos efeitos de acoplamento. Para operação entre 8,4GHz e 10 GHz, as dimensões escolhidas foram  $R_a = 14,5mm$  ( $0,45\lambda_0$ ) e  $R_b = 29,1mm$  ( $0,9\lambda_0$ ), onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda para a freqüência central 9,3 GHz [18]. Como no dimensionamento realizado em [18] o comportamento da perda de retorno em função das dimensões da abertura não foi considerado, neste estudo paramétrico pretende-se impor variações às diversas dimensões da abertura e analisar os seus efeitos sobre o diagrama de radiação e sobre a perda de retorno a fim de obter uma extensão da banda de operação. Nesta análise, o comprimento da corneta (70*mm*), ilustrado na Figura 7.3, será mantido fixo tendo em vista que foi dimensionado para que as perdas geradas na transição guia-corneta ficassem abaixo de -35 dB e as variações a serem impostas nas dimensões da abertura não afetam este desempenho.

Na análise via MMT/MoM, para assegurar a adequada representação dos campos no interior da corneta são considerados 20 modos *TM* em cada seção de guia coaxial e 100 saltos na discretização da junção guia-corneta. Para a discretização da geratriz externa da corneta, são utilizados segmentos de comprimento  $\lambda_M / 30$ , exceto para a abertura, onde são utilizados 150 segmentos para adequada representação dos modos presentes nesta abertura, ainda mais que o tamanho desta abertura será utilizado como parâmetro da análise que segue.

As Figuras 7.5.(a)-(c) ilustram a perda de retorno em função da variação de  $R_a$  e  $R_b$  em intervalos de 0,646mm (0,2 $\lambda_0$ ) no entorno dos valores da corneta coaxial apresentada em [18]. Nota-se que, diferentemente da variação em  $R_b$ , a perda de retorno ao longo da banda mostra-se mais sensível a variação em  $R_a$ . Para a banda de operação considerada, observa-se que existe uma queda considerável na perda de retorno na região superior da banda na medida em que  $R_a$  diminue, aumentando a largura  $(R_b - R_a)$  do anel que caracteriza a abertura da corneta. De outra forma, observa-se em todos os casos, que esta queda na perda de retorno ocorre a partir da freqüência em que a largura do anel  $(R_b - R_a)$  se torna maior que  $0,5\lambda$ , onde a propagação do modo  $TM_{01}$  na região da abertura diminui o descasamento entre os campos na corneta e os campos no espaço livre. Na região de baixa freqüência, a diminuição de  $R_b$  reduz o nível médio da perda de retorno, mas o alargamento da abertura pelo uso de um  $R_a$  menor aumenta o nível de perda de retorno no extremo inferior da banda.



Figura 7.5 – Perda de retorno da corneta coaxial para (a)  $R_b = 29,1mm \quad (0,90\lambda_0)$ , (b)  $R_b = 29,746mm \quad (0,92\lambda_0)$  e (c)  $R_b = 30,392mm \quad (0,94\lambda_0)$ .

Para diversos valores de  $R_a$  e  $R_b$ , a análise do diagrama de radiação da corneta coaxial será feita através da comparação entre o ganho ( $G_0$ ), os ângulos de -3 dB ( $\theta_{-3}$ ) e -15dB ( $\theta_{-15}$ ) no decaimento do lobo principal, e os Nível Máximo de Lóbulos Secundários (NMLS), que será definido pelo nível máximo do diagrama para  $\theta > 90^\circ$ , região que coincide com a abertura da antena duplo-refletora. A Tabela 7.3 lista os valores obtidos para estes parâmetros e as Figuras 7.6 a 7.8 ilustram estes diagramas de radiação, considerando as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz, respectivamente.

Observa-se que, assim como para a perda de retorno, à medida que a fregüência aumenta, o diagrama de radiação fica mais sensível a variação de  $R_a$  e  $R_b$ , tanto para o lobo principal quanto para os lóbulos laterais. Entretanto, observa-se uma anomalia em relação ao comportamento esperado para as altas freqüências. À medida que a abertura fica eletricamente maior espera-se uma diminuição dos ângulos  $\theta_{-3}$  e  $\theta_{-15}$  do lobo principal. Porém para  $R_b = 0.9\lambda_0$  em 10,5GHz, o diagrama mostrado na Figura 7.8 indica um alargamento do lobo principal com a diminuição de  ${\it R}_a$  e o alargamento da abertura  $((R_b - R_a) > 0, 5\lambda_0)$ , que é divido ao crescimento da presença do modo  $TM_{01}$  na abertura, como discutido anteriormente. Para  $R_b = 29,1mm (0,9\lambda_0)$  e 10,5GHz, as Figuras 7.9 e 7.10 ilustram a amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal, presentes na abertura da corneta coaxial, considerando  $R_a$  igual a 11,31mm (0,35 $\lambda_0$ ) e a 14,5mm (0,45 $\lambda_0$ ), respectivamente, onde observa-se que a amplitude do primeiro modo TM é maior para o caso em que  $R_a = 11,31mm$  (0,35 $\lambda_0$ ), quando comparada ao caso em que  $R_a = 14,5mm$  $(0,45\lambda_0)$ , afetando o diagrama de radiação da corneta coaxial em relação ao esperado pela presença única do modo TEM.

0521340/CA
ŝ
Digital
Certificação
PUC-Rio -

		G <sub>0</sub> (dBi)	$\theta_{-3}$	$\theta_{-15}$	NMLS (dBi)	$G_0$ (dBi)	$\theta_{-3}$	$\theta_{-15}$	NMLS (dBi)	G <sub>0</sub> (dBi)	$\theta_{-3}$	$\theta_{-15}$	NMLS (dBi)
	$R_{ m b}$	F	a = 11,31	mm (0,	35A <sub>0</sub> )	R	<sub>a</sub> =11,95	6mm (0	,37h <sub>0</sub> )	R	a = 12,60	2mm (0.	392 <sub>4</sub> )
	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	8,34	°44°	73°	-16,1	8,32	°44°	73°	-16,5	8,33	$44^{\circ}$	73°	-17,3
z	$29,746 \text{mm} (0,92\lambda_0)$	8,37	°44°	ع°£7	-16,6	8,35	.44°	73°	-17,1	8,36	$44^{\circ}$	$72^{\circ}$	-18
CE	$30,392 \mathrm{mm} \ (0,94 \lambda_0)$	8,4	$44^{\circ}$	$72^{\circ}$	-17,05	8,39	44°	$72^{\circ}$	-17,5	8,39	$44^{\circ}$	$72^{\circ}$	-18,4
0	$\mathbf{R}_{\mathbf{b}}$	R	a=13,248	8mm (0	,41\ <sub>0</sub> )	R	(a=13,89	4mm (0	,43 <sub>\u00000</sub> )		R <sub>a</sub> =14,5	mm (0,4	5 <b>λ</b> . <sub>0</sub> )
8	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	8,33	44°	73°	-17,9	8,31	44°	73°	-18,3	8,33	$44^{\circ}$	$72^{\circ}$	-19,8
	$29,746 \text{mm} (0,92\lambda_0)$	8,35	.74	$72^{\circ}$	-18,6	8,34	°44°	$72^{\circ}$	-19,2	8,36	44°	$72^{\circ}$	-20,9
	$30,392\mathrm{mm}~(0,94\lambda_0)$	8,38	44°	$72^{\circ}$	-19,1	8,37	44°	$72^{\circ}$	-19,7	8,38	$44^{\circ}$	$72^{\circ}$	-21,5
	$R_{\rm b}$	ł	a = 11,31	mm (0,	35A <sub>0</sub> )	R	a=11,95	6mm (0	,37h <sub>0</sub> )	R	a = 12,60	2mm (0,	39h <sub>0</sub> )
	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	9,76	37,5°	58,5°	-16,32	9,8	37,5°	58°	-17,54	9,83	37,5°	57,5°	-17,57
z	$29,746$ mm $(0,92\lambda_0)$	6,98	$31^{\circ}$	56,5°	-15,36	10	37°	$56^{\circ}$	-16,16	10	37°	56°	-16,01
EE	$30,392$ mm $(0,94\lambda_0)$	10,25	35,5°	53,5°	-12,2	10,24	$36^{\circ}$	$54^{\circ}$	-14,15	10,2	$36^{\circ}$	$54^{\circ}$	-14,55
) E'	Rb	R	a=13,248	8mm (0	,41λ <sub>0</sub> )	R	a=13,89	4mm (0	,43\ <sub>0</sub> )		R <sub>a</sub> =14,5	mm (0,4	5 <b>λ</b> . <sub>0</sub> )
6	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	9,88	37,5°	57°	-17,55	6,6	37°	57°	-16,41	9,92	37°	56,5°	-14,97
	29,746mm (0,92 <sub>0</sub> )	10,01	36,5°	55,5°	-15,6	10,03	36,5°	55,5°	-14,9	10,04	36,5°	55,5°	-13,46
	$30,392 \mathrm{mm} \ (0,94 \lambda_0)$	10,18	$36^{\circ}$	$54^{\circ}$	-14,34	10,17	$36^{\circ}$	$54^{\circ}$	-13,4	10,16	$36^{\circ}$	$54^{\circ}$	-11,84
	$R_{\rm b}$	ł	a = 11,31	mm (0,	35A <sub>0</sub> )	R	a=11,95	6mm (0	,37h <sub>0</sub> )	R	a = 12,60	2mm (0,	392 <sub>0</sub> )
2	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	10,2	33 <b>,</b> 5°	63 <b>,</b> 5°	-11,12	10,91	32°	$50^{\circ}$	-10,1	11,17	$31,5^{\circ}$	$46^{\circ}$	-9,59
хH	$29,746\mathrm{mm}~(0,92\lambda_0)$	9,74	$36^{\circ}$	$65.5^{\circ}$	-13,19	10,6	$32^{\circ}$	$63^{\circ}$	-10,27	11,16	$31^{\circ}$	$46.5^{\circ}$	-9,04
<b>(9</b>	$30,392\mathrm{mm}~(0,94\lambda_0)$	9,84	36,5°	$61^{\circ}$	-17,74	9,94	34,5°	66°	-12,48	10,81	$31^{\circ}$	65°	-9,45
<b>S</b> '(	$R_{ m b}$	R	<sub>a</sub> =13,24	8mm (0	,41\ <sub>0</sub> )	R	a=13,89	4mm (0	,43\ <sub>0</sub> )		R <sub>a</sub> =14,5	mm (0,4	5A <sub>0</sub> )
)[	$29,1$ mm $(0,90\lambda_0)$	11,32	$31^{\circ}$	$44.5^{\circ}$	-9,57	11,32	$30.5^{\circ}$	$43.5^{\circ}$	-8,36	11,31	$30.5^{\circ}$	43 <b>,</b> 5°	-7,63
	$29,746 \text{mm} (0,92\lambda_0)$	11,36	$30^{\circ}$	43 <b>,</b> 5°	-8,5	11,41	$30^{\circ}$	43°	-7,97	11,39	$30^{\circ}$	$42^{\circ}$	-7,35
	$30,392\mathrm{mm}~(0,94\lambda_0)$	11,31	$30^{\circ}$	$44^{\circ}$	-8,32	11,46	$29.5^{\circ}$	$42^{\circ}$	-7,75	11,47	29,5°	$41.5^{\circ}$	-7,21

Tabela 7.3 – Análise paramétrica do diagrama de radiação em função de R<sub>a</sub> e R<sub>b</sub>, para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz.



Figura 7.6 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 8 GHz, considerando  $R_b = 29,1mm \ (0,90\lambda_0)$ .



Figura 7.7 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 9,3 GHz, considerando  $R_b = 29,1mm \ (0,90\lambda_0)$ .



Figura 7.8 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 10,5 GHz, considerando  $R_b = 29,1mm \ (0,90\lambda_0)$ .



Figura 7.9 – Amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal presentes na abertura da corneta coaxial para 10,5 GHz, considerando  $R_a = 11,31mm$   $(0,35\lambda_0)$  e  $R_b = 29,1mm$   $(0,90\lambda_0)$ .



Figura 7.10 – Amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal presentes na abertura da corneta coaxial para 10,5 GHz, considerando  $R_a = 14,5mm$   $(0,45\lambda_0)$  e  $R_b = 29,1mm$   $(0,90\lambda_0)$ .

# 7.2.3. Análise Paramétrica da Corrugação

Na corneta apresentada em [18], foi colocada uma corrugação de, aproximadamente,  $\lambda_0/4$  sobre o plano da abertura para reduzir o efeito das correntes externas induzidas sobre o desempenho do dispositivo, introduzindo uma impedância superficial infinita sobre a abertura da corrugação. Esta corneta coaxial foi dimensionada com  $P_C = 8,7mm$  ( $0,27\lambda_0$ ) e  $L_C = 2,8mm$  ( $0,086\lambda_0$ ), sendo estes parâmetros ilustrados na Figura 7.3. Nesta seção, utilizando o método de análise acurado MMT/MoM, será realizado um estudo dos efeitos do dimensionamento desta corrugação sobre o diagrama de radiação e sobre a perda de retorno, utilizando como referência a corneta coaxial com  $R_a = 12,602mm$  ( $0,39\lambda_0$ ) e  $R_b = 29,1mm$  ( $0,90\lambda_0$ ), a qual apresentou os melhores resultados para a perda de retorno (menor que -22 dB) na análise paramétrica abordada na seção anterior. A Figura 7.11 ilustra a perda de retorno da corneta coaxial para um conjunto de valores de  $P_C$  no entorno de  $\lambda_0/4$ , onde observa-se que, para  $P_C < 8,7mm$  (0,27 $\lambda_0$ ), a perda de retorno aumenta substancialmente para as baixas freqüências fortemente influenciada pela diminuição da impedância superficial sobre a abertura da corrugação. Na parte superior da banda, a perda de retorno diminui na medida em que a profundidade se aproxima de  $\lambda_0/4$  para a freqüência considerada, caracterizando o aumento da impedância superficial sobre a abertura da corrugação.

As Figuras de 7.12 a 7.14 ilustram os diagramas de radiação para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz, respectivamente, considerando o mesmo conjunto de valores de  $P_C$ . Observa-se que, assim como para a perda de retorno, o diagrama de radiação é mais sensível a variações de  $P_C$  para as baixas freqüências, mostrando a influência das correntes externas que circulam sobre as paredes externas da corneta, posteriores a corrugação.

Para avaliar a influência destas correntes sobre o diagrama de radiação em 8 GHz, as Figuras 7.15 e 7.16 ilustram a amplitude e fase da corrente elétrica  $P_C = 6,78mm$  (0,21 $\lambda_0$ ) e  $P_C = 8,7mm$  $(0, 27\lambda_0)$ , superficial para respectivamente. Observa-se que a amplitude destas correntes superficiais externas a corneta é maior para  $P_C = 6,78mm$   $(0,21\lambda_0)$ , quando comparada com  $P_C = 8,7mm$  (0,27 $\lambda_0$ ), refletindo no aumento do nível de lóbulos laterais do diagrama de radiação. O aumento da amplitude destas correntes superficiais provoca, também, o aumento na amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal na abertura da corneta coaxial, referentes aos modos superiores TM, ilustrado na Figura 7.17, quando comparados com  $P_C = 8,7mm$  $(0,27\lambda_0)$ , ilustrado na Figura 7.18, levando a degradação do campo elétrico modal da abertura da corneta coaxial, ilustrado na Figura 7.19, que reflete no aumento da perda de retorno para esta corneta coaxial.



Figura 7.11 – Perda de retorno da corneta coaxial em função de  $P_{C}$ .



Figura 7.12 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 8 GHz, em função de  $P_C$ .



Figura 7.13 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 9,3 GHz, em função de  $P_C$ .



Figura 7.14 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 10,5 GHz, em função de  $P_C$ .



(a) Amplitude da corrente elétrica superficial equivalente.



(b) Fase da corrente elétrica superficial equivalente.

Figura 7.15 – Corrente elétrica superficial equivalente da corneta coaxial para a freqüência de 8 GHz, considerando  $P_C = 6,78mm~(0,21\lambda_0)$ .



(a) Amplitude da corrente elétrica superficial equivalente.



(b) Fase da corrente elétrica superficial equivalente.

Figura 7.16 – Corrente elétrica superficial equivalente da corneta coaxial para a freqüência de 8 GHz, considerando  $P_C = 8,7mm~(0,27\lambda_0)$ .



Figura 7.17 – Amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal presentes na abertura da corneta coaxial para 8 GHz, considerando  $P_C = 6,78mm$   $(0,21\lambda_0)$ .



Figura 7.18 – Amplitude das componentes transversais do campo elétrico modal presentes na abertura da corneta coaxial para 8 GHz, considerando  $P_C = 8,7mm$   $(0,27\lambda_0)$ .



Figura 7.19 – Amplitude do campo elétrico modal presente na abertura da corneta coaxial para 8 GHz, considerando  $P_c = 6,78mm \ (0,21\lambda_0)$  e  $P_c = 8,7mm \ (0,27\lambda_0)$ .

Para a análise dos efeitos da largura da corrugação  $(L_C)$ , a Figura 7.20 ilustra a perda de retorno e as Figuras 7.21 a 7.23 ilustram os diagramas de radiação para as freqüências 8, 9,3, 10,5 GHz, respectivamente, para um conjunto de valores de  $L_C$  no entorno de  $L_C = 2,8mm$  ( $0,086\lambda_0$ ) [18]. Observase que, ao contrário dos efeitos causados pela variação da profundidade da corrugação ( $P_C$ ), tanto a perda de retorno quanto os diagramas de radiação são pouco afetados pela variação de  $L_C$ , com variações inferiores a 0,7 dB para a perda de retorno ao longo da banda.



Figura 7.20 – Perda de retorno da corneta coaxial em função de  $L_C$ .



Figura 7.21 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 8 GHz, em função de  $L_c$ .

246



Figura 7.22 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 9,3 GHz, em função de  $L_c$ .



Figura 7.23 – Diagrama de radiação da corneta coaxial para a freqüência de 10,5 GHz, em função de  $L_C$ .

# 7.3. Análise das Antenas Duplo-Refletora ODVC e ODRC

Nesta seção é feita uma análise mais acurada do desempenho eletromagnético das antenas ODVC e ODRC. Estas antenas foram apresentadas no Capítulo 5, onde, utilizando o Método da Abertura (ApM) associado às aproximações da Ótica Geométrica (GO), os subrefletores foram sintetizados, a partir de refletores principais obtidos através de geratrizes com formato circular, de forma a produzir uma distribuição de fase uniforme na abertura destas antenas, direcionando o máximo do diagrama de radiação na linha do horizonte. O estudo paramétrico apresentado no Capítulo 5 foi realizado para uma única freqüência e as dimensões são apresentadas em função de  $\lambda$ . Alternativamente, neste capítulo o desempenho das antenas é analisado considerando o diagrama de radiação e a perda de retorno ao longo da banda de operação de 8 a 10,5 GHz, onde as dimensões dos refletores serão dadas em função de  $\lambda_0$ , medido a partir da freqüência central da banda de operação, 9,3G Hz.

Para o estudo que segue foi utilizada como referência a corneta coaxial ilustrada na Figura 7.3, com a estrutura de acoplamento otimizada na Seção 7.2.1 e com as dimensões da abertura e da corrugação dadas por  $R_a = 12,602mm$  ( $0,39\lambda_0$ ),  $R_b = 29,1mm$  ( $0,90\lambda_0$ ),  $P_C = 8,7mm$  ( $0,27\lambda_0$ ) e  $L_C = 2,8mm$  ( $0,086\lambda_0$ ), a qual apresentou os melhores resultados para a perda de retorno (menor que -22 dB ao longo da banda de 8 a 10,5 GHz), conforme ilustrado na Figura 7.5.(a). Para esta análise via MMT/MoM, a discretização da superfície interna e externa da corneta coaxial segue o padrão utilizado na Seção 7.2, e para a geratriz das superfícies refletoras foram utilizados segmentos de  $\lambda_M / 20$ .

### 7.3.1. Configuração ODRC

Para ilustrar o comportamento da configuração ODRC será, inicialmente, considerada a antena duplo-refletora de dimensões listadas na Tabela 7.4, selecionada da análise paramétrica feita na Seção 5.4.2, caracterizada pelos parâmetros  $D_S = 20\lambda_0$  e  $\theta_E = 45^\circ$ , e chamada de *Caso I*. A análise paramétrica apresentada na Seção 5.4.2 mostrou que as configurações de

antenas duplo-refletoras ODRC que maximizam o ganho requerem um subrefletor com diâmetro muito grande, quando comparada com a configuração ODVC, refletindo no aumento assintótico do volume destas antenas. A escolha da estrutura para esta análise inicial foi feita de forma que os diâmetros do subrefletor e do refletor principal fossem próximos, resultando em uma estrutura factível, em detrimento da maximização do desempenho eletromagnético desta antena.

A Figura 7.24 ilustra os diagramas de radiação para esta antena duplorefletora, obtidos a partir do ApM e do MMT/MoM, e a Tabela 7.5 lista os valores para ganho  $(G_0)$ , eficiência total  $(\varepsilon_T)$ , direção de máxima radiação  $(\theta_0)$  e ângulo de meia potência  $( heta_{-3})$ , ambos para a freqüência central da banda de operação, 9,3 GHz. Observa-se que, como esperado, os métodos apresentam boa concordância na representação do lobo principal do diagrama de radiação e na estimativa do ganho desta antena duplo-refletora. Entretanto, nota-se uma pequena discrepância na direção de máximo do diagrama devido às diferenças de fase nas distribuições de campo sobre abertura da antena duplo-refletora obtidas pelos dois métodos de análise. Enquanto o Método da Abertura parte da suposição de uma distribuição de campo com fase uniforme, os campos obtidos pelo MMT/MoM divergem em relação aos anteriores devido aos efeitos difrativos e de campo próximo na iluminação do subrefletor. Estas diferenças nos métodos de análise explicam, também, as discrepâncias nos lóbulos laterais do diagrama de radiação, exceção feita para a região do diagrama no entorno de  $\, heta = 45^\circ\,$  que é dominado pelo transbordamento da energia sobre a borda do subrefletor, não considerado no Método da Abertura.

	Dimensões em centímetros	Dimensões em $\lambda_0$ (9,3GHz)
$W_A$	32,258	10
$D_M$	63,164	19,5808
$D_B$	7,742	2,4
$Z_B$	0	0
$R_0$	75,589	23,4325
$V_S$	38,664	11,9859
$D_S$	64,5161	20
$\overline{ heta}_E$	45°	45°
Volume	0,2307m <sup>3</sup>	$6,874 \times 10^{3} \lambda^{3}$

Tabela 7.4 – Dimensões da antena duplo-refletora ODRC do *Caso I*, para  $D_S=20\lambda_0$  e  $\theta_E=45^\circ$ .

	$G_0$ (dBi)	ε <sub>T</sub> (%)	θ_3	$\theta_0$
ApM	11,791	75,52	6,2°	90°
MMT/MoM	11,67	73,45	6,0°	90,4°

Tabela 7.5 – Desempenho eletromagnético da antena duplo-refletora ODRC do Caso I, obtido a partir do ApM e do MMT/MoM, para 9,3 GHz.



Figura 7.24 – Diagramas de radiação para a antena duplo-refletora ODRC do *Caso I*, obtidos a partir do ApM e do MMT/MoM, para a freqüência de 9,3 GHz.

A Figura 7.25 ilustra a comparação entre a perda de retorno da antena duplo-refletora ODRC do *Caso I* e da corneta coaxial utilizada como alimentador. Observa-se que a presença dos refletores produz um aumento máximo de aproximadamente 6 dB na perda de retorno, quando comparada com a da corneta coaxial sozinha. Para estimar a contribuição isolada do subrefletor para a perda de retorno, a Figura 7.26 mostra os resultados para o sistema alimentador mais subrefletor, onde foi retirado o refletor principal, comparados com aqueles obtidos para a antena completa. A pequena diferença entre as curvas na Figura 7.26 indica que a perda de retorno da antena é predominantemente uma contribuição das perdas da corneta isolada mais a contribuição dos campos refletidos pelo subrefletor na direção da abertura da corneta. A amplitude das oscilações (acréscimo de 6 dB) permite estimar que esta contribuição adicional é da ordem de -22 dB na região das freqüências

inferiores da banda, decaindo para -30 dB no extremo superior (acréscimo de 3 dB). O ciclo destas oscilações indica que estes campos refletidos são provenientes da borda do subrefletor, situada a aproximadamente 46 cm da abertura da corneta coaxial, fazendo com que o período dos ciclos seja da ordem de  $\Delta f = 0,32$  *GHz*, como indicado na Figura 7.25.

As causas deste efeito podem ser observadas no traçado de raios para a antena ODRC, ilustrado na Figura 5.3, onde os raios provenientes da borda do subrefletor são mapeados na borda superior do refletor principal, situada próxima a abertura da corneta. Para a antena do *Caso I*, a utilização de  $\theta_E = 45^\circ$  para o cone de alimentação implica em uma iluminação de borda de 3,3 dBi para a freqüência central de 9.3GHz, como ilustrado na Figura 7.7. Observa-se que, à medida que a freqüência aumenta, a contração do lobo principal do diagrama de radiação do alimentador faz com que a iluminação de borda do subrefletor diminua, chegando a -2,5 dBi para a freqüência de 10,5 GHz, como ilustrado na Figura 7.8, reduzindo a intensidade dos campos refletidos na direção da abertura da corneta e, conseqüentemente, a amplitude das oscilações da perda de retorno da antena duplo-refletora na parte superior da banda de freqüência, como observado anteriormente e ilustrado na Figura 7.25.



Figura 7.25 – Comparação entre a perda de retorno da antena duplo-refletora ODRC do *Caso I* e da corneta coaxial utilizada como alimentador.



Figura 7.26 – Comparação entre a perda de retorno da antena duplo-refletora ODRC do *Caso I* com e sem a presença do refletor principal.

Para ilustrar a influência da intensidade de iluminação da borda do subrefletor sobre a perda de retorno da antena, utilizou-se a antena denominada *Caso II*, cujas dimensões são listadas na Tabela 7.6, onde  $\theta_E = 60^\circ$ , o que reduziu para -7,44 dBi a intensidade de iluminação da borda do subrefletor pelo diagrama de radiação do alimentador, considerando a freqüência de 9,3 GHz (ver Figura 7.7). Na escolha da antena do *Caso II*, procurou-se manter a distância entre a origem e a borda do subrefletor idêntica ao do *Caso I*.

	Dimensões em centímetros	Dimensões em $\lambda_0$ (9,3GHz)
$W_A$	32,258	10
$D_M$	54,69	16,954
$D_B$	7,742	2,4
$Z_B$	0	0
$R_0$	59,08	18,315
$V_S$	36,98	11,464
$D_S$	79,03	24,5
$ heta_E$	60°	60°
Volume	0,275m <sup>3</sup>	$8,1966 \times 10^3 \lambda_0^3$

Tabela 7.6 – Dimensões da antena duplo-refletora ODRC do *Caso II*, considerando  $D_S=24,5\lambda_0 \text{ e } \theta_E=60^{\circ}$ .

A Figura 7.27 ilustra a comparação entre as perdas de retorno obtidas para as antenas duplo-refeltoras dos *Casos I* e *II*. Como esperado, observa-se que, ao diminuir a intensidade de iluminação da borda do subrefletor, através do aumento de  $\theta_E$ , reduz-se a contribuição deste efeito para a perda de retorno da antena do *Caso II* para aproximadamente -30 dB, para as baixas freqüências, e reduzindo ainda mais à medida que a freqüência aumenta.



Figura 7.27 – Comparação entre a perda de retorno das antenas duplo-refletoras ODRC dos Casos I e II e da corneta coaxial.

Para os *Casos I* e *II*, as Figuras 7.28 a 7.30 mostram os diagramas de radiação para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz, respectivamente. A Tabela 7.7 lista os valores para ganho ( $G_0$ ), eficiência total ( $\varepsilon_T$ ), direção de máxima radiação ( $\theta_0$ ) e ângulo de meia potência ( $\theta_{-3}$ ) para estas três freqüências. Diferentemente do observado na análise para a freqüência central que recomendava a utilização de  $\theta_E = 45^\circ$  (*Caso I*) para a maximização do ganho, a

análise ao longo da banda de operação recomenda a utilização de um  $\, heta_{\! E} = 60^\circ$ (Caso II) que, apesar da apresentar um ganho 0,3 dBi menor na fregüência central, no extremo inferior da banda permite obter um ganho 0,97 dBi acima do Caso I. Esta diferença no ganho em 8 GHz é devida ao aumento da eficiência de transbordamento resultante da utilização de  $\theta_E$  maior. Na comparação dos diagramas em 10,5 GHz, observa-se que o máximo da antena do Caso IIapresenta um deslocamento de aproximadamente 3° em relação ao horizonte. Para compreender as causas deste deslocamento, a Figura 7.31 mostra a fase dos campos radiados pelo alimentador em campo distante, para fregüência de 10,5 GHz. Observa-se que a contração do lobo principal do alimentador pelo aumento de freqüência e a utilização de um  $heta_E$  maior no projeto da antena do Caso II implicam na iluminação do subrefletor com as regiões de baixa intensidade do diagrama do alimentador onde a distribuição de fase deixa de ser esférica. Isto aumenta a não uniformidade da distribuição de fase dos campos na abertura da antena produzindo o deslocamento do lobo principal do diagrama de radiação.

Para os lóbulos laterais, o aumento de  $\theta_E$ , reduz o nível destes lóbulos resultante do transbordamento da energia sobre a borda do subrefletor. Entretanto, este aumento de  $\theta_E$ , se por um lado reduz a iluminação no topo do refletor principal, por outro, traz o aumento da iluminação na base deste refletor, aumentando a difração nesta borda e provocado, como conseqüência, o aumento dos lóbulos atrás do refletor principal, na região próxima ao eixo de simetria. Este efeito de redistribuição da energia sobre o refletor principal foi mostrado na Figura 5.37 que ilustra o módulo do campo elétrico na abertura da antena para diferentes ângulos  $\theta_E$ .

Para a construção de uma antena da configuração ODRC para atender a faixa de freqüência de 8 a 10,5 GHz, a utilização de  $45^{\circ} < \theta_E < 60^{\circ}$ , permite obter-se baixa perda de retorno ao longo desta banda e a minimização das discrepâncias na direção de máxima radiação, acentuadas pela incidência das regiões de baixa intensidade do diagrama do alimentador sobre o subrefletor, para as altas freqüências.

		Caso I ( $D_s=20\lambda_0 \in \theta_F=45^\circ$ )	Caso II ( $D_s=24.5\lambda_0 \in \theta_F=60^\circ$ )
	G <sub>0</sub> (dBi)	10,46	11,43
Hz	ε <sub>T</sub> (%)	55,58	69,5
8 G	θ_3	6,7°	6,6°
	$\theta_0$	90,6°	90°
N	$G_0$ (dBi)	11,68	11,37
GH	ε <sub>T</sub> (%)	73,61	68,54
,3 (	θ-3	6,1°	6,3°
5	$\theta_0$	90,4°	90,5°
Z	$G_0$ (dBi)	11,17	11,22
GH	ε <sub>T</sub> (%)	65,43	66,22
0,5	θ-3	7,2°	5,6°
1	$\theta_0$	90,2°	92,8°

Tabela 7.7 – Desempenho eletromagnético das antenas duplo-refletoras ODRC dos *Casos I e II*, para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz.



Figura 7.28 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODRC dos *Casos I e II*, para 8 GHz.



Figura 7.29 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODRC dos *Casos I e II*, para 9,3 GHz.



Figura 7.30 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODRC dos *Casos I e II*, para 10,5 GHz.



Figura 7.31 – Fase do diagramas de radiação da corneta coaxial utilizada como alimentador, para a freqüência de 10,5 GHz.

## 7.3.2. Configuração ODVC

Para ilustrar o comportamento da configuração ODVC será considerada a antena duplo-refletora de dimensões listadas na Tabela 7.8, que apresentou ganho próximo do máximo, selecionada da análise paramétrica feita na Seção 5.4.1 e caracterizada pelos parâmetros  $V_S = 7,75\lambda_0$  e  $\theta_E = 50^\circ$ .

A Figura 7.32 ilustra os diagramas de radiação para esta antena duplorefletora, obtidos a partir do ApM e do MMT/MoM, e a Tabela 7.9 lista os valores para ganho ( $G_0$ ), eficiência de radiação ( $\varepsilon_T$ ), direção de máxima radiação ( $\theta_0$ ) e ângulo de meia potência ( $\theta_{-3}$ ), ambas para a freqüência central da banda de operação, 9,3 GHz. Como observado para as antenas ODRC, os métodos apresentam boa concordância na representação do lobo principal do diagrama de radiação e na estimativa do ganho desta antena. Entretanto, novamente observa-se uma pequena diferença em relação à direção de máximo do lobo principal na análise do MMT/MoM, devido à discrepância na fase dos campos sobre abertura da antena duplo-refletora.

	Dimensões em centímetros	Dimensões em $\lambda_0$ (9,3GHz)
W <sub>A</sub>	32,258	10
$D_M$	90,426	28,032
$D_B$	7,742	2,4
$Z_B$	0	0
$R_0$	570,1742	176,754
$V_S$	25	7,75
$D_S$	52,355	16,23
$ heta_E$	50°	50°
Volume	0,2288m <sup>3</sup>	$6,816 \times 10^3 \lambda_0^3$

Tabela 7.8 – Dimensões da antena duplo-refletora ODVC, considerando  $V_S$ =7,75 $\lambda_0$  e

*θE***=50°**.

	$G_0$ (dBi)	ε <sub>T</sub> (%)	θ.3	$\theta_0$
ApM	12,055	80,27	6,6°	90°
MMT/MoM	11,88	77,08	6,4°	89,2°

Tabela 7.9 – Desempenho eletromagnético da antena duplo-refletora ODVC, de dimensões listadas na Tabela 7.8, obtido a partir do ApM e do MMT/MoM, para 9,3 GHz .



Figura 7.32 – Diagramas de radiação para a antena duplo-refletora ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.8, obtidos a partir do ApM e do MMT/MoM, para a freqüência de 9,3 GHz.

A Figura 7.33 ilustra a comparação entre a perda de retorno desta antena e da corneta coaxial utilizada como alimentador. Observa-se que a presença dos refletores produz um aumento máximo de, aproximadamente, 3,1 dB na perda de retorno da antena duplo-refletora para a freqüência de 10,2 GHz, quando comparada com a da corneta coaxial isolada.



Figura 7.33 – Comparação entre a perda de retorno da antena duplo-refletora ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.8 e da corneta coaxial utilizada como alimentador.

Assim como feito para a configuração ODRC, a fim de estimar a contribuição do subrefletor para a perda de retorno, a Figura 7.34 mostra os resultados para o sistema alimentador mais subrefletor, onde foi retirado o refletor principal, comparados com aqueles obtidos para a antena completa. A pequena diferença entre as curvas da Figura 7.34 indica que, assim como para a configuração ODRC, a perda de retorno da antena é predominantemente uma contribuição das perdas da corneta isolada mais a contribuição dos campos refletidos pelo subrefletor na direção da abertura desta corneta. A amplitude das oscilações (acréscimos de 2,8 dB para 8 GHz e 3,1 para 10,2 GHz) permite estimar que esta contribuição adicional é da ordem de -30,4 dB ao longo da banda de operação desta antena. Devido ao tipo de mapeamento imposto para a configuração ODVC, a intensidade de iluminação da borda do subrefletor tem pouca influência na contabilização da perda de retorno da antena, visto que, a

energia que incide sobre a borda do subrefletor é redirecionada para a base do refletor principal, distante da abertura da corneta coaxial. Isto faz com que, a perda de retorno da configuração ODVC seja a composição de diversos efeitos provenientes de diferentes partes dos refletores, fazendo com que o caráter oscilatório desta perda de retorno não seja tão regular quanto para o *Caso I* da configuração ODRC, apresentado na Seção 7.3.1.



Figura 7.34 – Comparação entre a perda de retorno da antena duplo-refletora ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.8 com e sem a presença do refletor principal.

Para esta antena, a Figura 7.35 ilustra os diagramas de radiação e a Tabela 7.10 lista os valores para ganho  $(G_0)$ , eficiência total  $(\varepsilon_T)$ , direção de máxima radiação  $(\theta_0)$  e ângulo de meia potência  $(\theta_{-3})$ , para os extremos da banda de operação, 8 e 10,5 GHz. Observa-se que, diferentemente da perda de retorno, o nível dos lóbulos laterais associados ao transbordamento da energia sobre o subrefletor, no entorno de  $\theta = 50^{\circ}$  do diagrama de radiação desta antena, mostra-se mais sensível a intensidade de iluminação da borda do subrefletor, visto que, à medida que a freqüência aumenta, diminui esta intensidade de iluminação da borda do subrefletor pelo diagrama de radiação do alimentador. Este efeito provoca, também, a diminuição da radiação para trás do refletor principal, na região próxima ao eixo de simetria, que está associada à

difração na borda da base deste refletor, visto que, esta base do refletor principal é iluminada pela energia proveniente da borda do subrefletor. Nota-se, também, uma discrepância maior na direção de máxima radiação ( $\theta_0$ ) para a freqüência de 10,5 GHz, devido ao erro de fase do diagrama de radiação do alimentador ser maior para esta freqüência, como ilustrado na Figura 7.31, considerando  $\theta_E = 50^\circ$ .

	G <sub>0</sub> (dBi)	10,45
Hz	ε <sub>T</sub> (%)	55,46
8 G	θ_3	7,5°
	$\theta_0$	89,2°
Z	G <sub>0</sub> (dBi)	11,58
GHz	G <sub>0</sub> (dBi) ε <sub>T</sub> (%)	11,58 71,94
0,5 GHz	$\frac{G_0 (dBi)}{\epsilon_T (\%)}$ $\frac{\theta_{-3}}{\theta_{-3}}$	11,58 71,94 6,9°

Tabela 7.10 – Desempenho eletromagnético da antena duplo-refletora ODVC de dimensões listadas nas Tabelas 7.8, para as freqüências de 8 e 10,5 GHz.



Figura 7.35 – Diagramas de radiação para a antena duplo-refletora ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.8, para as freqüências de 8 e 10,5 GHz.

Para a construção de uma antena da configuração ODVC para atender a faixa de freqüência de 8 a 10,5 GHz, a utilização de um  $\theta_E > 50^\circ$  permite obterse uma diminuição do nível de lóbulos laterais associados ao transbordamento da energia sobre o subrefletor e da radiação para trás do refletor principal, na região próxima ao eixo de simetria.

### 7.4. Análise das Antenas Duplo-Refletoras ODVC com Deslocamento da Direção de Máxima Radiação no Plano de Elevação

No Capítulo 6 foi apresentado um estudo sobre a utilização de um refletor principal pré-determinado associado a diferentes subrefletores modelados para redirecionar a energia ao longo do plano vertical. Utilizando o Método MMT/MoM, esta seção apresenta uma análise mais acurada do desempenho eletromagnético destas antenas considerando, além do diagrama de radiação, o comportamento da perda de retorno ao longo da banda de operação proposta neste trabalho (8 a 10,5GHz). Nesta seção será considerada apenas a configuração ODVC, pois a configuração ODRC não apresentou bons resultados para o deslocamento do feixe tendo em vista que, para minimizar a limitação imposta pela superfície cáustica sobre a variação de  $\alpha$  (Ver Figura 6.15), tornase necessário a utilização de um refletor principal que requer um subrefletor com diâmetro muito grande para valores pequenos de  $\alpha$ , o que resulta em um aumento assintótico do volume destas antenas para o máximo do diagrama de radiação próximo ao horizonte.

As dimensões da corneta coaxial utilizada como alimentador e os parâmetros utilizados pelo MMT e pelo MoM na discretização das superfícies, interna e externa, desta corneta, bem como dos refletores, são os mesmos utilizados na Seção 7.3.

Para ilustrar o comportamento da configuração ODVC serão consideradas as antenas duplo-refletoras ilustradas na Figura 7.36 e de dimensões listadas na Tabela 7.11 (dadas em  $\lambda_0$ ), considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ , 6° e 12°, selecionadas do estudo feito na Seção 6.4.1 e caracterizadas pelos parâmetros  $V_S^I = 7,75\lambda_0$  e  $\theta_E^I = 40^{\circ}$ , que apresentaram os melhores resultados para o ganho em função da variação de  $\alpha$ .

	$\alpha = 0^{\circ}$	$\alpha = 6^{\circ}$	$\alpha = 12^{\circ}$
W' <sub>A</sub>	10	8,521	6,95
$D_M$	29,644	29,644	29,644
$D_B$	2,4	2,4	2,4
$Z_B$	0	0	0
$R_0$	112,267	112,267	112,267
$V_S$	7,75	4,541	3,159
$D_S$	12,546	12,044	9,415
$ heta_E$	40°	56,1°	58,23°
<i>Volume</i> $(10^3 \lambda_0^3)$	6,483	5,141	4,239

Tabela 7.11 – Dimensões das antenas duplo-refletoras ODVC dadas em  $\lambda_0$ , considerando  $V_S^I = 7,75\lambda_0 \ e \ \theta_E^I = 40^\circ$ , para  $\alpha = 0^\circ$ ,  $6^\circ \ e \ 12^\circ$ .



Figura 7.36 – Antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ , 6° e 12°.

A Figura 7.37 ilustra a comparação entre a perda de retorno das antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11 e da corneta coaxial utilizada como alimentador. Observa-se que, para  $\alpha = 0^{\circ}$ , a contribuição dos refletores para a perda de retorno das antenas duplo-refletoras é da ordem de -28 dB, aproximadamente, ligeiramente maior que a do caso da configuração ODVC apresentado na Seção 7.3.2, que é da ordem de -30,4 dB. Entre outros fatores, esta diferença pode ser atribuída ao fato de que, apesar do  $V_S$  ser igual

para os dois casos, a antena duplo-refletora analisada nesta seção possui um  $\theta_E$  menor e, conseqüentemente, uma maior iluminação da borda do subrefletor, acentuando os efeitos difrativos nesta borda. Na comparação entre a perda de retorno para os três valores de  $\alpha$ , observa-se que, devido à diminuição de  $V_S$  com o aumento de  $\alpha$ , o período da oscilação da perda de retorno da antena duplo-refletora em torno da perda da corneta coaxial aumenta, como esperado. Observa-se, também, que, à medida que  $\alpha$  aumenta, a contribuição dos refletores na perda de retorno da antena duplo-refletora para as altas freqüências também aumenta, visto que, a diminuição de  $V_S$  com o aumento de  $\alpha$ , aproxima o subrefletor do refletor principal e, conseqüentemente, acentua os efeitos de acoplamento entre os refletores e a corneta coaxial.



Figura 7.37 – Comparação entre a perda de retorno das antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ ,  $6^{\circ}$  e  $12^{\circ}$ , e da corneta coaxial utilizada como alimentador.

As Figuras de 7.38 a 7.40 ilustram os diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz. Observa-se que, para todas as freqüências, o aumento de  $\theta_E$  com  $\alpha$ , reduz a intensidade de iluminação da borda do subrefletor e, conseqüentemente, diminui o nível dos lóbulos laterais associados

ao transbordamento da energia sobre o subrefletor, e também a radiação para trás do refletor principal na região próxima ao eixo de simetria, associada à difração na borda da base do refletor principal, visto que, esta base do refletor principal é iluminada pela energia proveniente da borda do subrefletor.

		$\alpha = 0^{\circ}$	$\alpha = 6^{\circ}$	$\alpha = 12^{\circ}$
8 GHz	$G_0$ (dBi)	9,23	10,62	8,95
	$\epsilon_{\mathrm{T}}$ (%)	41,87	57,67	39,26
	θ_3	7,2°	8,3°	11,5°
	$\theta_0$	89,5°	95,2°	101,4°
9,3 GHz	$G_0$ (dBi)	10,92	11,12	9,93
	ε <sub>T</sub> (%)	61,8	64,71	49,2
	θ_3	6,7°	8,1°	10,2°
	$\theta_0$	89°	95,6°	100,7°
10,5 GHz	$G_0$ (dBi)	11,57	9,92	8,23
	ε <sub>T</sub> (%)	71,77	49,1	33,26
	θ_3	6,3°	9,7°	14,6°
	$\theta_0$	88,6°	95,2°	101,2°

Tabela 7.12 – Desempenho eletromagnético das antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, para as freqüências de 8, 9,3 e 10,5 GHz.



Figura 7.38 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ ,  $6^{\circ}$  e  $12^{\circ}$ , para a freqüência de 8 GHz.



Figura 7.39 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ ,  $6^{\circ}$  e  $12^{\circ}$ , para a freqüência de 9,3 GHz.



Figura 7.40 – Diagramas de radiação para as antenas duplo-refletoras ODVC de dimensões listadas na Tabela 7.11, considerando  $\alpha = 0^{\circ}$ ,  $6^{\circ}$  e  $12^{\circ}$ , para a freqüência de 10,5 GHz.