

## 4 Análise de Cornetas Cônicas Coaxiais

### 4.1. Introdução

O projeto do sistema de alimentação de antenas circularmente simétricas proposto neste trabalho, envolve a associação de um conector comercial padrão e um guia de onda coaxial que, dependendo da banda de operação, podem apresentar dimensões distintas. Para assegurar a minimização das perdas de retorno devido a esta descontinuidade é essencial a presença de uma estrutura de adaptação, cuja complexidade dependerá da banda de operação do dispositivo, das diferenças entre dimensões, e da rigidez mecânica necessária para a estrutura. As Referências [4], [5] e [6] apresentam exemplos de projetos de antenas circularmente simétricas dimensionadas para operar com uma perda de retorno menor que -15 dB nas suas faixas de operação.

Diagramas omnidirecionais podem ser formados por configurações de duplos refletores gerados a partir de seções de cônicas confocais, como descritos em [1-6] e ilustrados na Figura 4.1. O diagrama omnidirecional e a polarização vertical são obtidos pela utilização de uma corneta coaxial radiando uma onda esférica com centro de fase coincidente com o foco situado sobre o eixo de simetria do sistema. A antena ADE apresentada em [5] possui perda de retorno inferior -15 dB, onde a principal contribuição para perda de retorno da antena provém do próprio alimentador, já que os refletores são dispostos de modo a minimizar a energia refletida pelo sub-refletor na direção da abertura do alimentador. Quando considerada isoladamente, a corneta coaxial apresenta perdas inferiores -16 dB ao longo da faixa de operação de 8.0 a 10 GHz. Entretanto, os resultados das simulações numéricas mostrados em [5] não incluem as perdas de retorno que, eventualmente, poderiam ocorrer ao se utilizar a alimentação através de conectores comerciais.

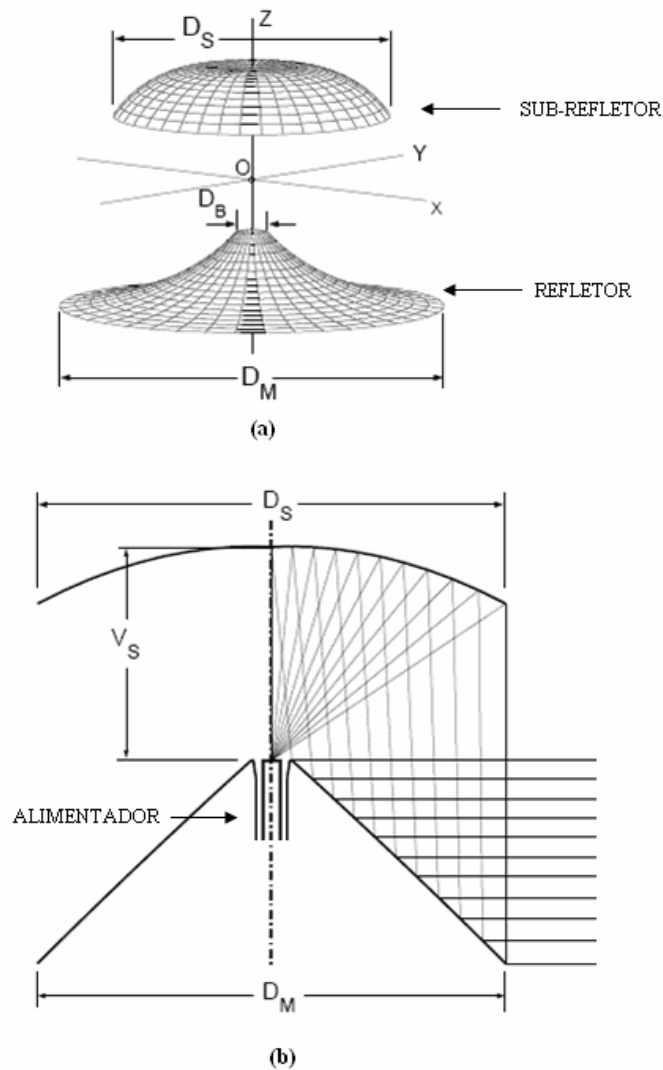


Figura 4.1 – (a) Antena ADE e (b) Corte transversal.

A Figura 4.2 ilustra a corneta cônica coaxial utilizada para alimentar antenas refletoras omnidirecionais apresentadas em [4] e [5]. Sob o ponto de vista mecânico, a parte central da estrutura coaxial da corneta cônica é sustentada através de um anel dielétrico que é parte da estrutura de adaptação junto ao conector.

Neste capítulo, o algoritmo de elementos finitos será utilizado na análise eletromagnética detalhada da corneta utilizada nas configurações de antenas apresentadas em [4] e [5]. Primeiro, esta análise examinará o comportamento da junção conector-guia coaxial, identificando a contribuição na perda de retorno das diversas partes que o compõem. Posteriormente, o estudo agregará o cone coaxial identificando a contribuição da junção cone-guia coaxial. Em uma terceira etapa, a

técnica será utilizada para explorar os diversos parâmetros e a forma que define a corneta coaxial a fim de obter estruturas mais compactas. Os resultados obtidos serão comparados com os fornecidos pela utilização de técnica de Casamento de Modos.

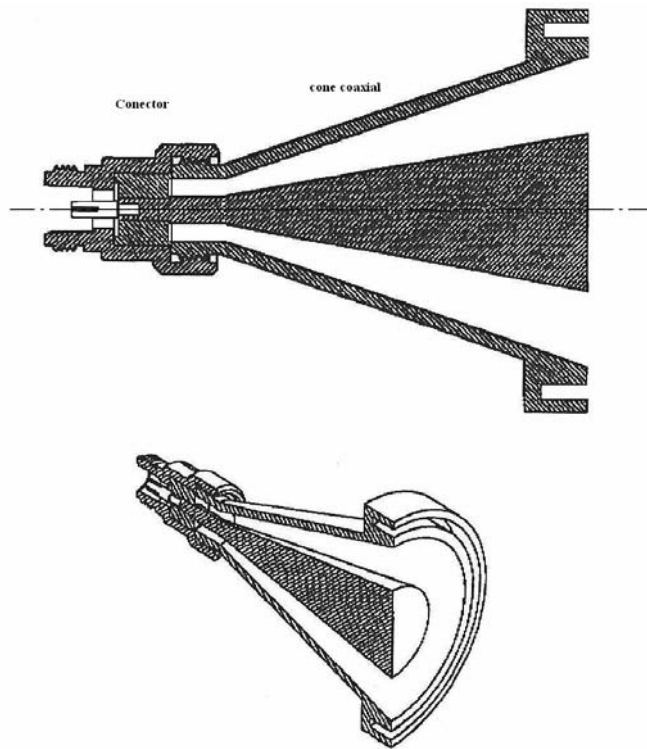


Figura 4.2 - Corneta coaxial para antena omnidirecional.

#### 4.2. Conectores

Para este estudo será considerada a banda de frequência de 7 a 11 GHz, alargada em relação a banda inicial de operação que era prevista para 8 a 10 GHz. A extensão da banda de análise em relação ao projeto original tem a finalidade de explorar a possibilidade de melhoria de desempenho do dispositivo. O estudo do conector será realizado em duas etapas. Na primeira, o conector será considerado composto por três seções homogêneas, como mostrado na Figura 4.3. Em uma segunda etapa será considerada a utilização de duas seções não homogêneas que terão o papel de eliminar a contribuição dos modos superiores para a perda de retorno do conector.

A estrutura mostrada na Figura 4.3 representa o conector composto por três seções coaxiais homogêneas, dimensionadas para que apresentem uma

impedância característica de  $50 \Omega$ , onde a primeira corresponde as dimensões do conector tipo N e a terceira corresponde ao guia coaxial que será utilizado para alimentar a corneta coaxial. A seção intermediária é preenchida com um material dielétrico de baixas perdas e com permissividade igual a 2.08. Este anel dielétrico tem papel fundamental na manutenção da rigidez mecânica da estrutura, mantendo centralizada a peça metálica e evitando o aparecimento de modos superiores devido a assimetrias axiais que afetariam o diagrama e o controle da perda de retorno. Diferentemente de outras estruturas de adaptação, esta apresenta um conjunto de seções com diâmetros crescentes que simplificam construção de montagem.

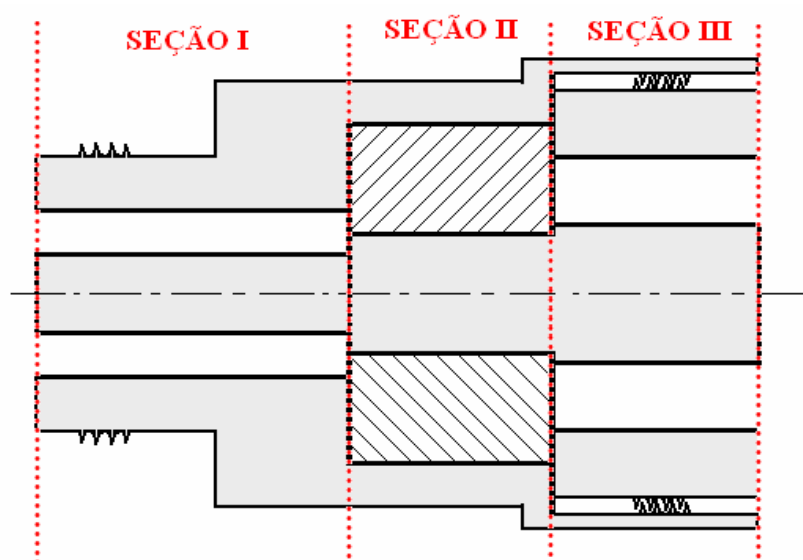


Figura 4.3 - Conector composto por três seções coaxiais homogêneas com impedância característica de  $50 \Omega$ .

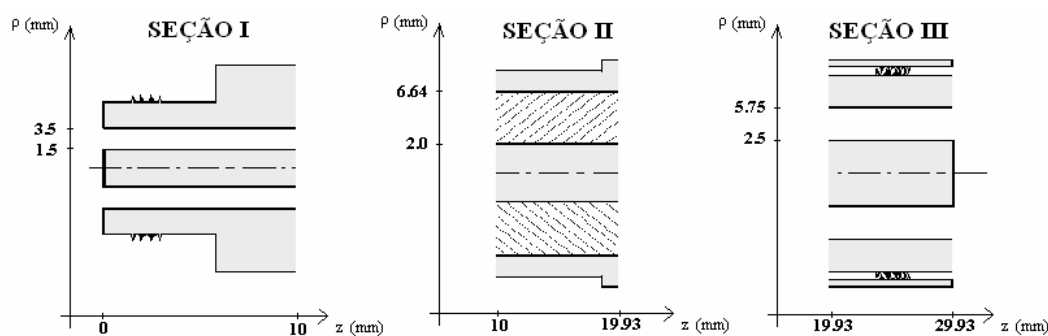


Figura 4.4 - Dimensões do conector da Figura 4.3.

As dimensões em (mm) envolvidas em cada uma das três seções são ilustradas na Figura 4.4. Para a análise via elementos finitos, a Tabela 4.1 ilustra a densidade da malha de elementos utilizada em cada uma das três seções e dimensionada a partir dos resultados mostrados no capítulo 3.

	Seção I	Seção II	Seção III
Número de pontos em z	30	30	30
Número de pontos em $\rho$	65	153	108

Tabela 4.1 – Densidade de pontos da malha gerada para o modelo de conector da Figura 4.3.

A Figura 4.5 apresenta os resultados obtidos para a perda de retorno do conector via MEF e MCM. Para a aplicação do MCM foram utilizados 20 modos na expansão dos campos em cada seção. Apesar das seções apresentarem a mesma impedância característica ( $50 \Omega$ ), as discontinuidades em cada transição excitam os modos de ordem superior que contribuem para o aumento da perda de retorno. A Figura 4.6 ilustra o resíduo do balanço de energia nas portas que permite verificar a precisão e a validade dos resultados obtidos com a densidade de grade utilizada para aplicação do MEF. Como observado, a grade utilizada permite avaliar a perda de retorno até -40 dB.

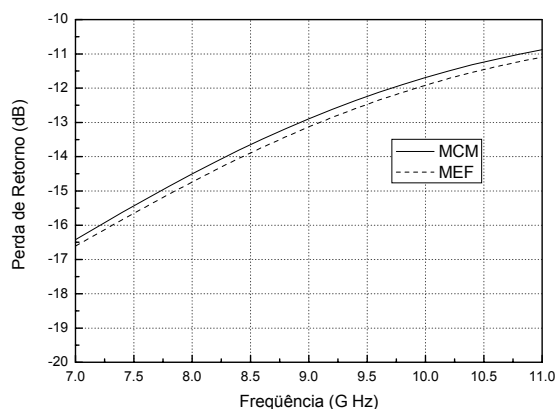


Figura 4.5 – Perda de retorno do modelo de conector da Figura 4.3.

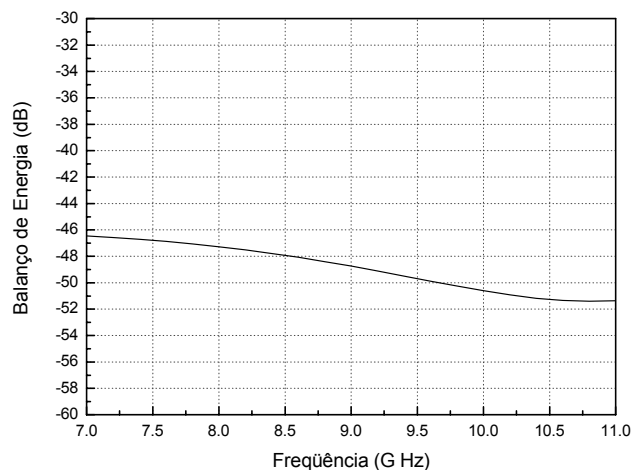


Figura 4.6 – Balanço de energia do modelo de conector da Figura 4.3.

Como sugerido em [10] e [12], uma estratégia para diminuir a influência dos modos superiores é colocar uma seção com comprimento muito pequeno entre as duas seções gerando uma segunda descontinuidade. A proximidade destas descontinuidades faz com que os modos excitados em cada uma delas estejam em oposição de fase, cancelando as contribuições para a perda de retorno do conector. Esta estreita região concentra a energia reativa gerada pelos modos evanescentes excitados nas duas descontinuidades.

Assim, foi feita uma análise da influência desses espaçamentos na perda de retorno da estrutura. Primeiramente foi inserido um espaço (seção I' da Figura 4.7) entre a primeira e segunda seção, conforme ilustrado na Figura 4.7, sendo suas dimensões mostradas na Figura 4.8.

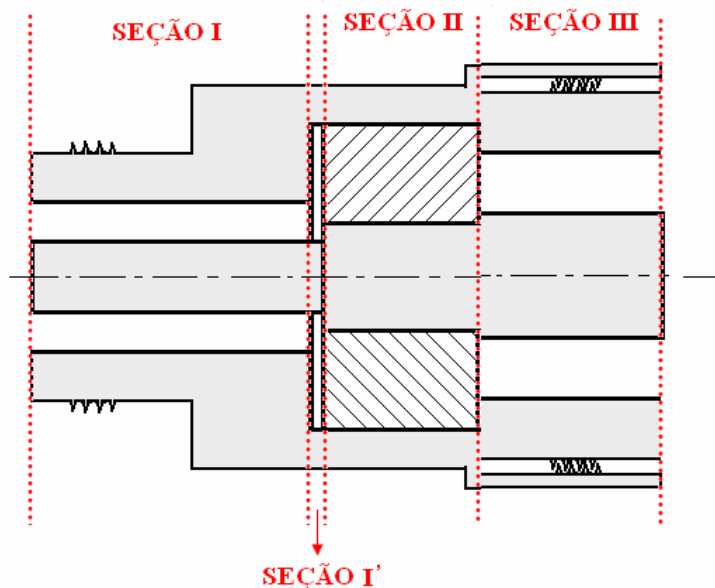


Figura 4.7 – Conector com um espaçamento entre a primeira e segunda seção.

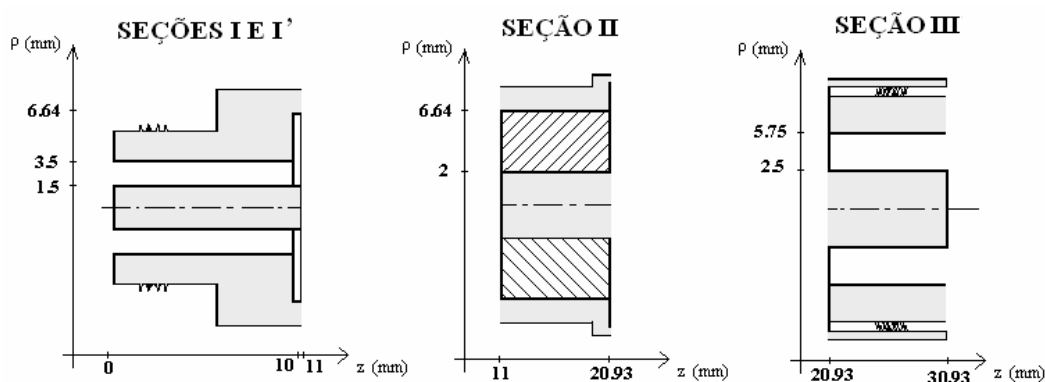


Figura 4.8 – Dimensões do modelo de conector da Figura 4.7.

A tabela 4.2 apresenta a quantidade de pontos que foi utilizada para obtenção da malha de elementos finitos, conforme os dados vistos no capítulo anterior. A Figura 4.9 compara os resultados obtidos via MEF e MCM com a inclusão do espaçamento representado pela seção I' (Figura 4.7). Na simulação dos resultados via MEF, a discrepância no balanço de energia ficou abaixo de -45 dB.

	Seção I	Seção I'	Seção II	Seção III
Número de pontos em z	30	3	30	30
Número de pontos em ρ	65	169	153	108

Tabela 4.2 – Densidade de pontos da malha gerada para o modelo de conector da Figura 4.7.

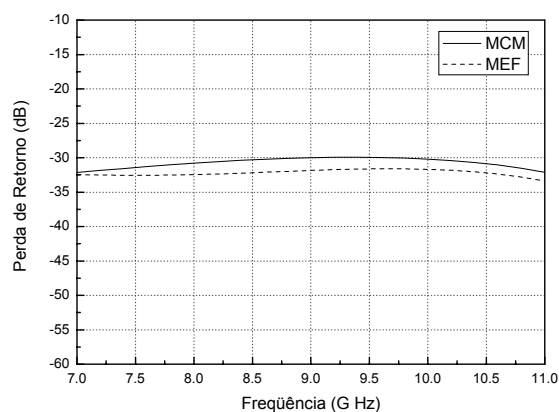


Figura 4.9 – Perda de retorno do modelo de conector da Figura 4.7.

Para reduzir os efeitos da segunda descontinuidade, foi introduzida a seção de espaçamento II', conforme mostrado na Figura 4.10. As dimensões da estrutura estão mostradas na Figura 4.11.

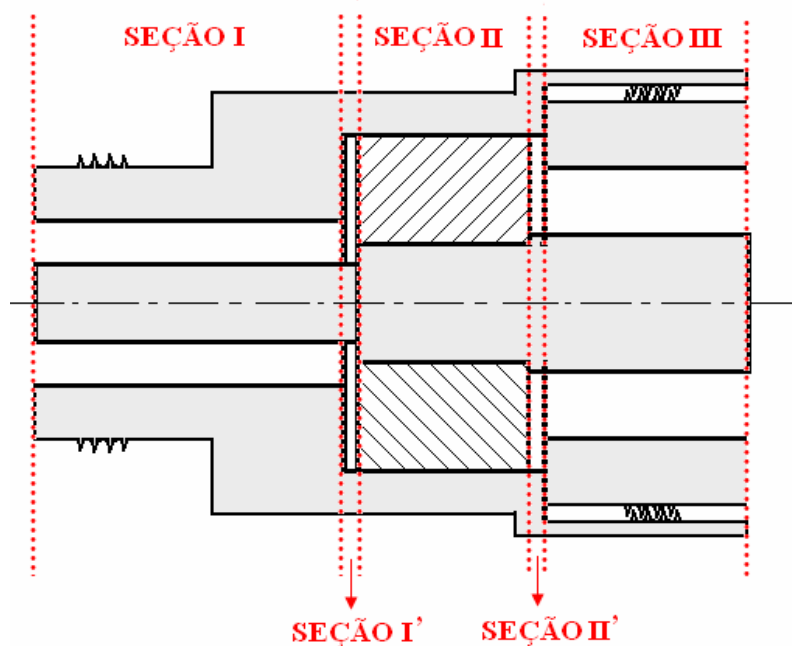


Figura 4.10 - Conector com um espaço entre as descontinuidades (seções I' e II').



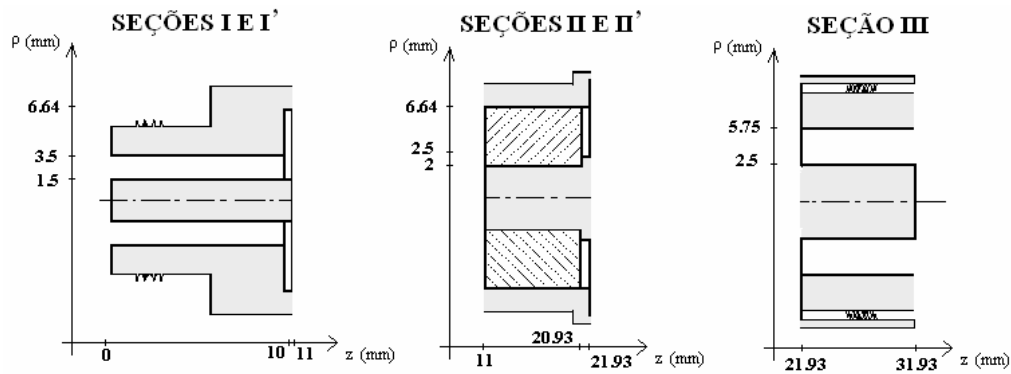


Figura 4.11 – Dimensões do modelo de conector da Figura 4.10.

A tabela 4.3 apresenta a densidade de pontos que foi utilizada para obtenção da malha de elementos finitos, gerada de acordo com a análise dos resultados obtidos no capítulo anterior. A Figura 4.12 apresenta os resultados obtidos via MEF e MCM com a inclusão do espaçamento representado pela seção II' (Figura 4.10). Na simulação dos resultados via MEF o balanço de energia ficou abaixo de -45 dB. Como observado na Figura 4.6, para avaliar o desempenho de dispositivos com valores menores que -45 dB é necessário aumentar a densidade de pontos da grade utilizada no MEF.

Conector com duas lentes	Seção I	Seção I'	Seção II	Seção II'	Seção III
Número de pontos em Z	30	3	30	3	30
Número de pontos em p	65	169	153	137	108

Tabela 4.3 - Densidade de pontos da malha gerada para o modelo de conector da Figura 4.10.

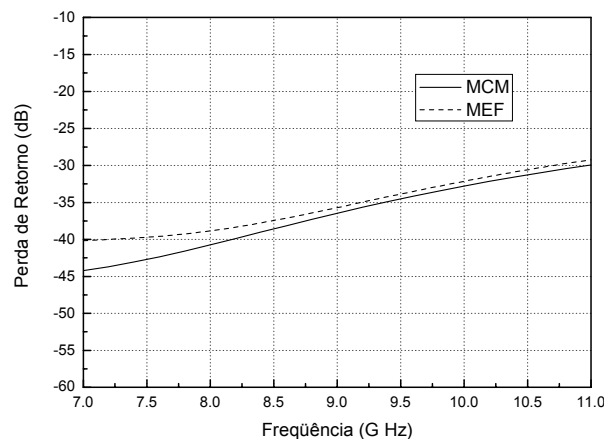


Figura 4.12 - Perda de retorno do conector.

Para assegurar que no processo de montagem do conector seja mantido o espaçamento entre as descontinuidades, coloca-se uma extensão do dielétrico junto a parede externa com a mesma espessura desse espaçamento, como pode ser observado nas seções I' e II' da Figura 4.13. Pode ser observado que nas seções I' e II', existem dois meios (dielétrico e ar). A Figura 4.14 apresenta as dimensões da estrutura.

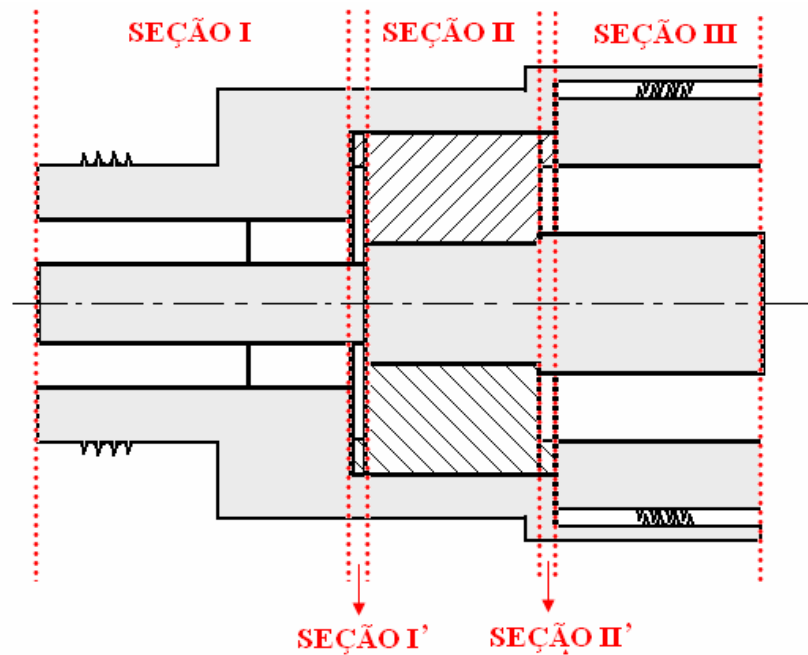


Figura 4.13 – Conector com um espaço entre as descontinuidades e dois meios em uma mesma seção.

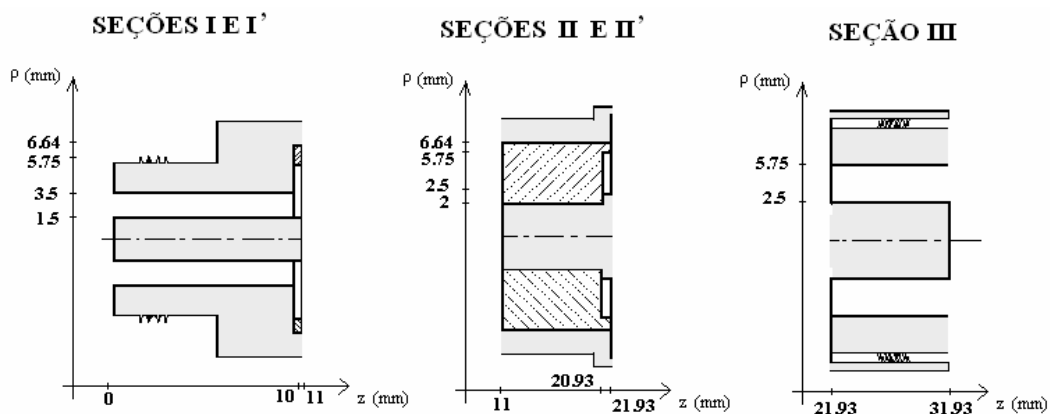


Figura 4.14 – Dimensões do modelo de conector da Figura 4.13.

A tabela 4.3 apresenta a densidade de pontos que foi utilizada para obtenção da malha de elementos finitos, a fim de assegurar que o erro numérico seja inferior a -45 dB.

	Seção I	Seção I'	Seção II	Seção II'	Seção III
Número de pontos em z	30	3	30	3	30
Número de pontos em $\rho$	65	169	153	137	108

Tabela 4.4 – Densidade de pontos do conector.

O algoritmo de MCM utilizado possui uma limitação, não funcionando para estruturas que possuem 2 meios dentro de uma mesma seção, como por exemplo, a estrutura acima (seção I' e II'). Portanto, para este caso, foi utilizado apenas o algoritmo implementado para o método dos elementos finitos. A Figura 4.15 apresenta o resultado da perda de retorno.

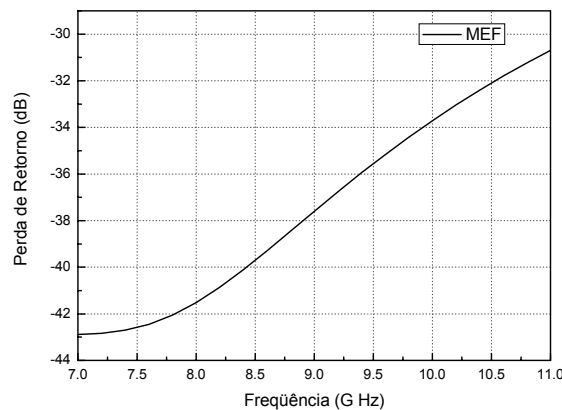


Figura 4.15 – Perda de retorno do modelo de conector da Figura 4.13.

### 4.3. Corneta Coaxial com Diagrama Omnidirecional

A segunda etapa do estudo acrescenta o cone coaxial ao sistema de alimentação formado pelo conector e pelo adaptador, como mostrado na Figura 4.2. A análise considera a energia refletida nas discontinuidades do conector e na transição conector-cone coaxial, tendo em vista que a formulação utilizada para o algoritmo de elementos finitos pressupõe que as portas de entrada e saída sejam conectadas a guias lisos infinitos, dimensionados para a propagação exclusiva do modo fundamental TEM. Esta condição não permite a avaliação da energia

refletida na abertura da corneta, na transição com o espaço livre. Entretanto, se não for minimizada a perda existente devido a esta terminação, fica limitada a capacidade do algoritmo para avaliar as contribuições das demais partes do alimentador para a perda de retorno.

O modelo do cone coaxial utilizado na análise está ilustrado na Figura 4.16, indicando as dimensões das terminações empregadas. A Tabela 4.5 apresenta a densidade de pontos da malha de elementos finitos utilizada na análise. Os resultados obtidos para a perda de retorno são mostrados na Figura 4.17

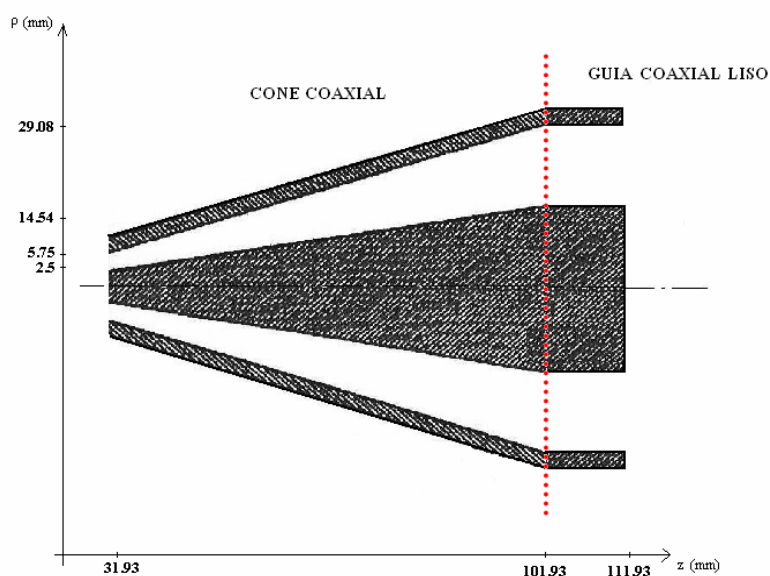


Figura 4.16 - Dimensões do modelo utilizado para o cone coaxial.

	Seção I	Seção I'	Seção II	Seção II'	Seção III	CONE	Guia liso
Número de pontos em z	30	3	30	3	30	210	75
Número de pontos em $\rho$	65	169	153	137	108	108	108

Tabela 4.5 - Densidade de pontos da corneta.

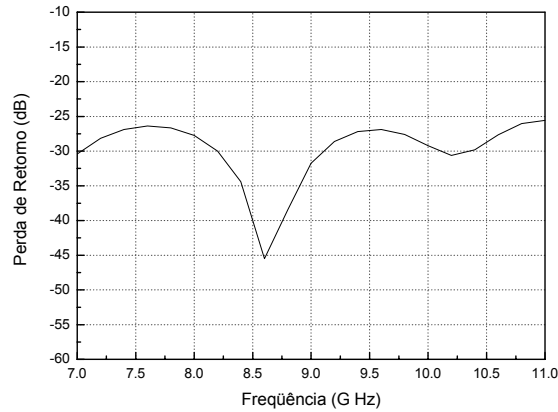


Figura 4.17 – Perda de retorno do modelo de corneta utilizado.

Para comparar o desempenho numérico do MCM com o MEF, foi feita uma análise da corneta coaxial, considerando que os espaçamentos nas descontinuidades do conector são preenchidos por um meio uniforme (ar) como mostrado na Figura 4.10. Para a aplicação do MCM, a corneta coaxial foi subdividida em  $N$  seções coaxiais com comprimento de aproximadamente  $\lambda/80$ , como mostrado na Figura 4.18. Levando-se em consideração apenas o tempo computacional, foi observado que embora possua uma dificuldade na entrada dos dados, o algoritmo implementado via MCM, se mostrou 20 vezes mais rápido do que o implementado via MEF. Os resultados obtidos para a perda de retorno através dos dois métodos estão ilustrados na Figura 4.19. A Figura 4.20 apresenta as discrepâncias observadas no balanço de energia para essa corneta coaxial, quando analisada via MEF.

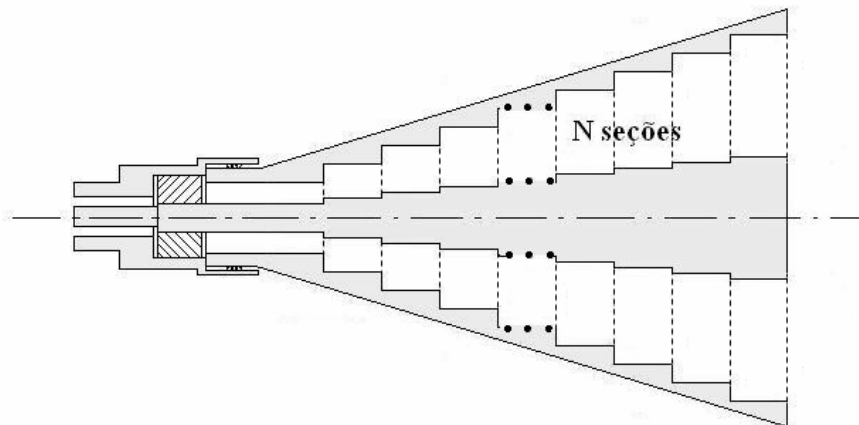


Figura 4.18 – Corneta coaxial com  $N$  seções, utilizada para a aplicação do MCM.

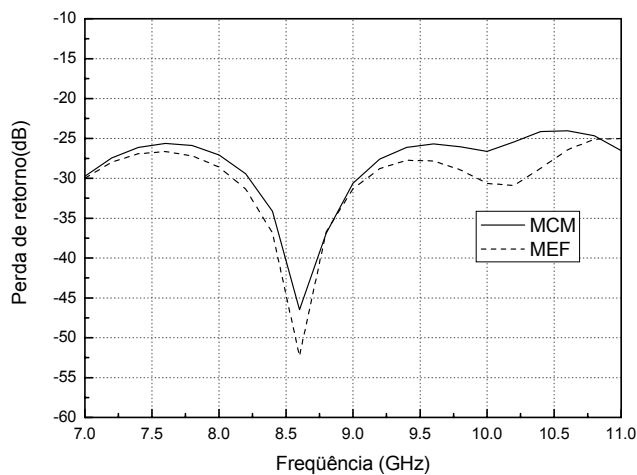


Figura 4.19 - Perda de retorno da corneta utilizando o MEF e o MCM.

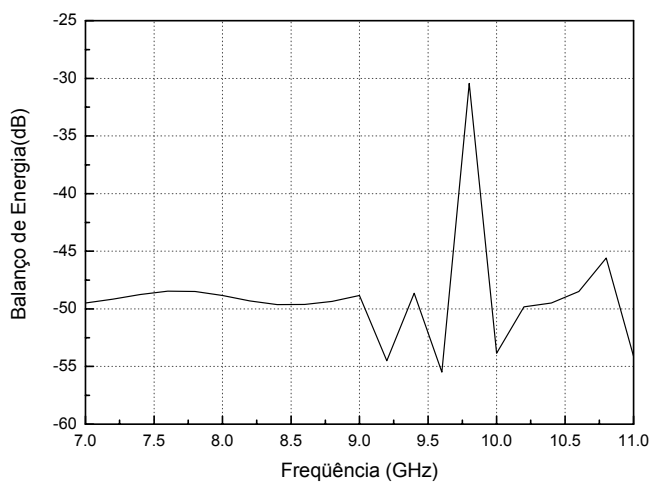


Figura 4.20 - Balanço de energia do modelo utilizado.

Como pode ser observado na Figura 4.19, entre 7 e 9 GHz, as discrepâncias entre os métodos são da ordem de -2dB, aumentando quando os valores de perda estão abaixo de -40 dB. Para frequências acima de 9 GHz as discrepâncias crescem, assim como as encontradas no balanço de energia. Este comportamento será objeto de análise ao final do capítulo.

### Otimização das dimensões das cornetas

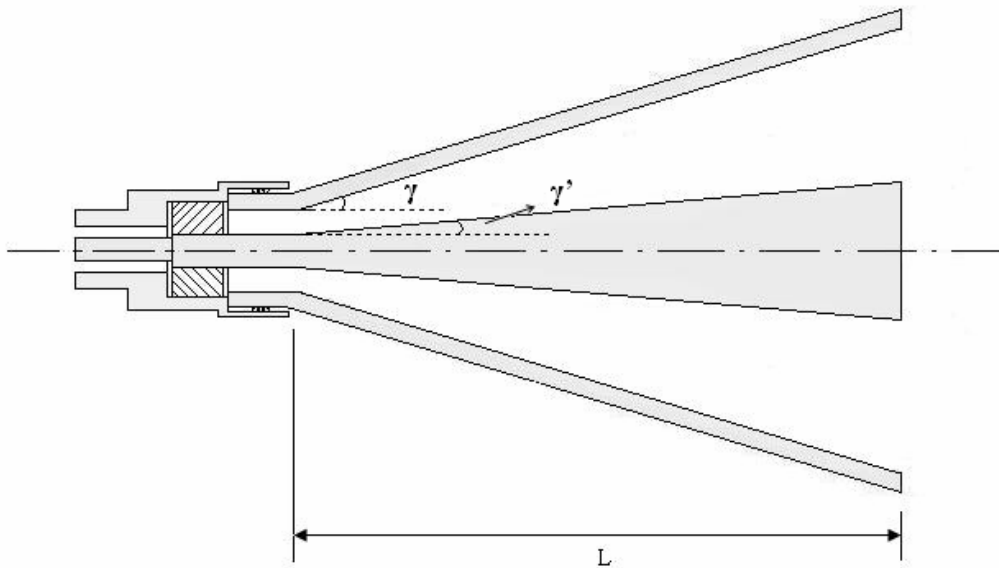


Figura 4.21 – Ângulos que definem as paredes internas e externas do cone coaxial.

No projeto da corneta, o controle do diagrama de radiação é obtido através do dimensionamento do diâmetro interno e externo da abertura. O controle da perda de retorno é realizado pelo dimensionamento dos ângulos  $\gamma$  e  $\gamma'$  (mostrados na Figura 4.21), os quais definem a inclinação das paredes externa e interna da corneta coaxial, respectivamente. O dimensionamento destes ângulos fornece um compromisso entre a redução da perda de retorno determinada pelo uso de ângulos menores, com o conseqüente aumento do comprimento e do peso da estrutura. Foram escolhidas cornetas com comprimentos  $0.8L$  e  $1.2L$ , onde  $L$  é o comprimento da corneta inicial, como mostrado na Figura 4.22. Para simplificar a análise, as grades têm o mesmo número de pontos e foram obtidas a partir de um mapeamento linear ao longo do eixo. Os resultados obtidos para as três cornetas estão ilustrados na Figura 4.23 e os ângulos das paredes internas e externas estão listados na Tabela 4.6.

Na faixa de frequência entre 7 e 10 GHz, onde as perdas do conector estão abaixo de -34 dB, o aumento do comprimento da corneta resulta na redução da energia refletida na junção guia-conector, como se observa na Figura 4.23. Para frequências acima de 10 GHz, o comportamento é dominado pelas perdas do conector (Figura 4.15).

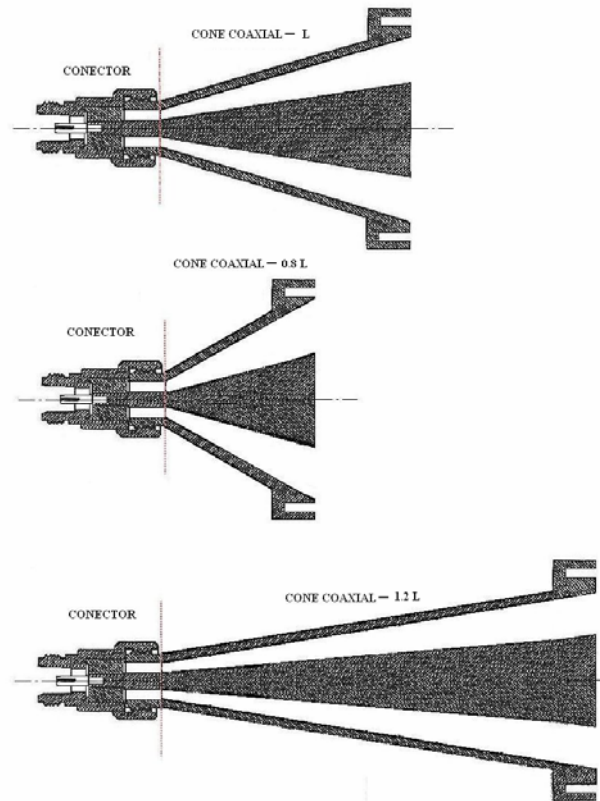


Figura 4.22 – Diferentes comprimentos do cone.

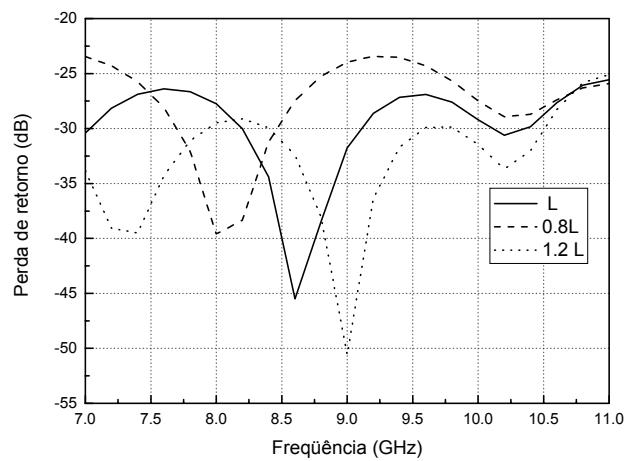


Figura 4.23 - Comparação entre as cornetas de acordo com os comprimentos do cone coaxial apresentados na Figura 4.22.

	0.8 L	L	1.2 L
$\gamma$	22.62°	18.43°	15.52°
$\gamma'$	12.13°	9.75°	8.16°

Tabela 4.6 – Ângulos internos e externos de acordo com o comprimento L do cone coaxial.



#### 4.4. Corneta Modelada com Diagrama Omnidirecional

Como observado na seção anterior, a elevação dos ângulos  $\gamma$  e  $\gamma'$ , aumenta a amplitude do modo refletido na junção guia-corneta, devido ao descasamento dos campos entre o modo fundamental que se propaga longitudinalmente no guia e o modo esférico que se propaga radialmente na corneta. Este descasamento é marcado pela transformação de uma onda plana no guia, em uma onda esférica no cone. Para minimizar a energia refletida na junção, foi considerada uma corneta modelada onde o formato das paredes da corneta são ajustadas para realizar uma transição suave entre estes dois modos, fazendo com que o ângulo de inclinação da junção cresça gradativamente e permitindo que a frente de onda plana seja suavemente transformada em esférica ao longo da corneta. O formato das paredes é descrito por uma função cossenoidal como se segue:

$$\begin{aligned}\rho_E(z) &= \left[ \frac{\rho_E^J + \rho_E^A}{2} \right] - \left[ \frac{\rho_E^A - \rho_E^J}{2} \cos \pi \left( \frac{z - z_J}{z_A - z_J} \right) \right] \\ \rho_I(z) &= \left[ \frac{\rho_I^J + \rho_I^A}{2} \right] - \left[ \frac{\rho_I^A - \rho_I^J}{2} \cos \pi \left( \frac{z - z_J}{z_A - z_J} \right) \right]\end{aligned}\tag{4.1}$$

onde os subscritos E e I se referem as paredes externas e internas, respectivamente, e os sobrescritos J e A se referem as dimensões na junção e na abertura, respectivamente, como ilustrado na Figura 4.24.

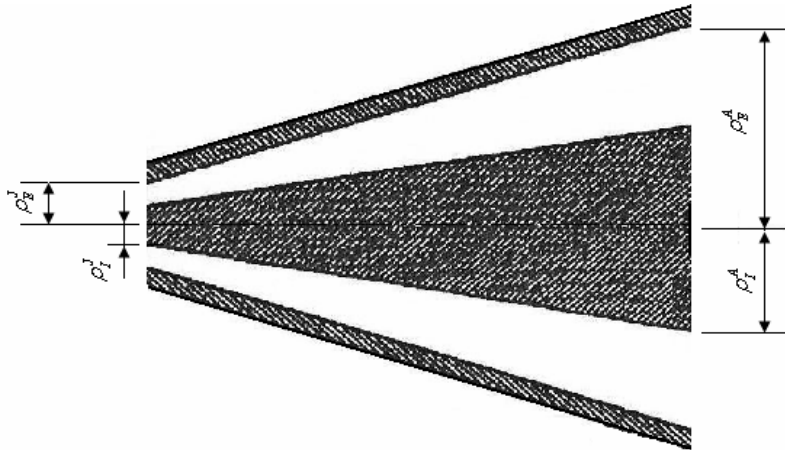


Figura 4.24 – Raios da junção e da abertura da corneta coaxial.

A Figura 4.25 ilustra o resultado obtido pela aplicação da equação (4.1), no cone coaxial considerado como referência, ilustrado na figura 4.16.

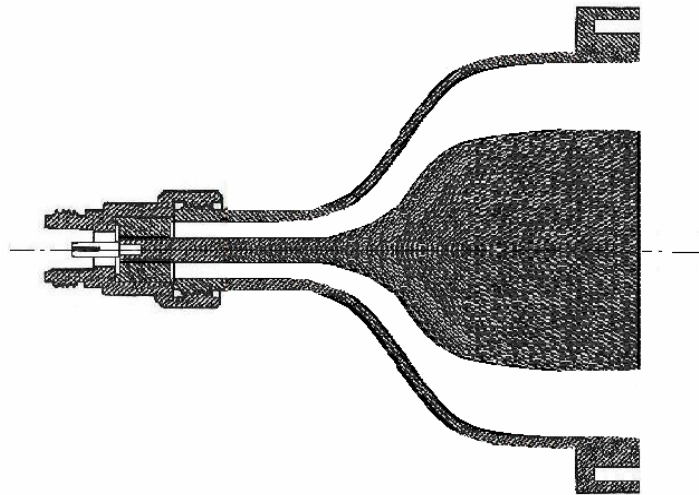


Figura 4.25 – Corneta modelada pela Equação 4.1.

A dimensão dos conectores é a mesma utilizada nos casos anteriores (conector com espaçamento entre as discontinuidades e dois meios em uma mesma seção), sendo as dimensões do cone modelado e do guia coaxial liso utilizado na porta de saída mostradas na Figura 4.26.

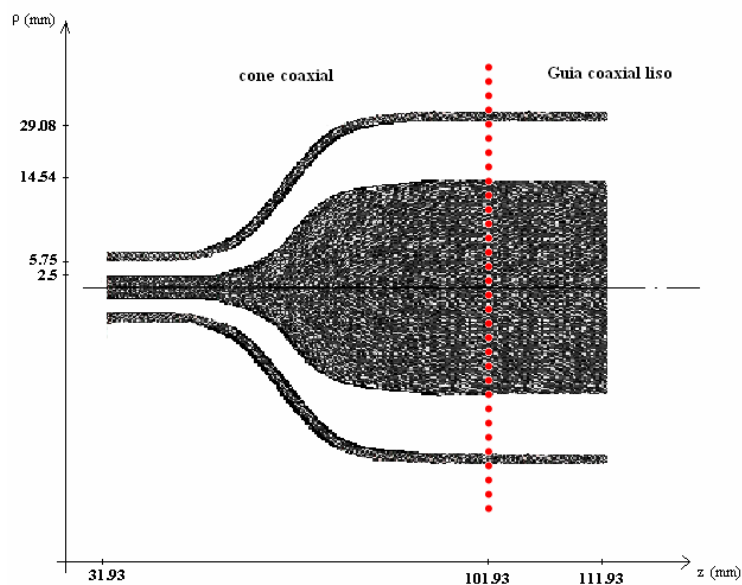


Figura 4.26 – Modelo de corneta utilizado para análise.

Para a análise através de MEF será utilizada uma grade com o mesmo número de pontos e elementos que a utilizada na análise dos casos descritos na Seção 4.2.2. O mapeamento da grade (corneta cônica – corneta modelada), será realizado por uma função idêntica a utilizada para descrever as paredes externa e interna. Neste mapeamento a coordenada  $z$  dos pontos será mantida ajustando-se a coordenada  $\rho(z)$  através da Equação (4.1).

Os resultados encontrados para a perda de retorno da corneta modelada estão descritos na Figura 4.27, juntamente com os obtidos para a corneta cônica e para a estrutura de alimentação isolada (adaptador-conector). Como se observa, os valores da perda de retorno da corneta modelada estão próximo aos obtidos pela junção isolada, mostrando a efetividade da transição suave na redução da perda do dispositivo.

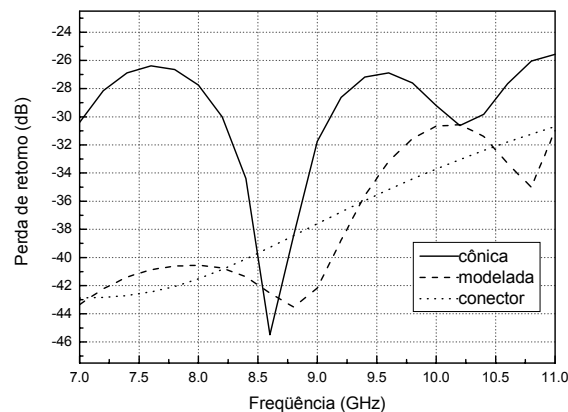


Figura 4.27 - Comparação entre as perdas de retorno utilizando a corneta cônica, a modelada e somente o conector.

#### 4.5.

#### Análise dos Resultados Obtidos para as Cornetas Coaxiais.

##### Corneta Cônica

A formulação utilizada para o MEF pressupõe que nas portas de entrada e saída existam somente a presença do modo fundamental TEM no guia coaxial conectados a estes terminais. Como mencionado anteriormente, esta condição pode trazer limitações na utilização do método em banda larga e na análise de estruturas com dimensões próximas a um comprimento de onda.

Como observado na Figura 4.19, os resultados obtidos pelo MEF e MCM apresentam concordância na metade inferior da banda de análise e as maiores diferenças são verificadas nas frequências onde a perda de retorno é inferior a -40 dB e acima de 9.5 GHz. Para as perdas de retorno abaixo de -40 dB os valores encontrados pelo MEF estão no limiar da precisão fornecida pela grade utilizada para a solução numérica, tendo em vista que o erro encontrado no balanço de energia, mostrado na Figura 4.20, é da ordem de -47 dB. A redução das discrepâncias pode ser obtida pela utilização de uma grade mais densa. Por outro lado, observa-se também, que para frequências maiores que 9.5 GHz, aumenta a divergência entre os valores encontrados nos dois métodos. Analisando as dimensões da abertura da corneta coaxial listadas na Figura 4.16, pode-se observar que, para as frequências do extremo superior da banda, elas não satisfazem a

condição necessária para a existência exclusiva do modo fundamental TEM, expressa pela Equação (2.78).

$$(\rho_E - \rho_I) < \frac{\lambda}{2} \quad (4.2)$$

onde  $\rho_E$  é o raio externo,  $\rho_I$  é o raio interno e  $\lambda$  é o comprimento de onda.

Para ilustrar a presença dos modos superiores na porta de saída, a Figura 4.28 mostra a amplitude do campo magnético multiplicado pela distância ( $\rho$ ), para as frequências de 7 e 11 GHz.

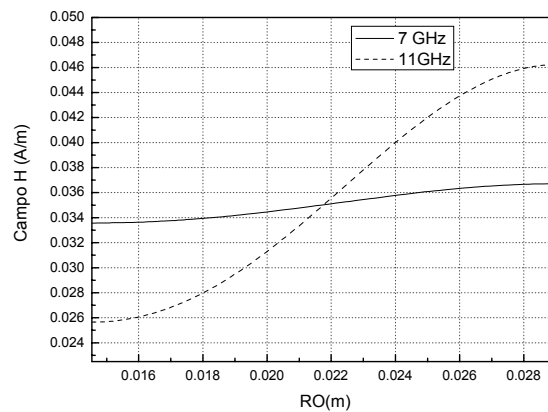


Figura 4.28 - Campo magnético multiplicado por  $\rho$ , na saída da junção, para as frequências de 7 GHz e 11 GHz.

Como esperado, as pequenas variações observadas na amplitude do campo  $[\rho H_\phi]$  para a frequência de 7 GHz podem ser atribuídas às imprecisões numéricas e mostram que apenas o modo fundamental TEM se propaga na porta de saída. Entretanto, em 11 GHz, as variações (80%) na amplitude de  $[\rho H_\phi]$  indicam a presença de modos de ordem superior. Estes modos são gerados pela descontinuidade existente na transição da corneta coaxial com o guia coaxial colocado como terminação na porta de saída. A Figura 4.20 ilustra o balanço de energia obtido com a grade utilizada na análise eletromagnética, indicando a presença de modos superiores na porta de saída para frequências acima de 9.5 GHz. Ao observarmos os resultados descritos na Figura 4.19, as discrepâncias entre os métodos crescem a partir de 9.5 GHz.

### Corneta Modelada

Para a avaliação dos resultados obtidos com a corneta modelada, pode-se utilizar novamente a distribuição de campos magnéticos ( $\rho H_\phi$ ) na porta de saída para as frequências nos extremos da banda de operação, 7 e 11 GHz, apresentados na Figura 4.29. Como observado nesta Figura, apesar da abertura das cornetas modelada e cônica apresentarem as mesmas dimensões, os resultados para a corneta modelada mostram que as variações do campo magnético ( $\rho H_\phi$ ) são menores que 3%, muito inferiores às observadas para a corneta cônica (80%) e mostradas na Figura 4.27. Para compreender os mecanismos que produziram estas drásticas diferenças na qualidade da solução fornecida pelo MEF, pode-se utilizar os resultados mostrados na Figura 4.27, onde verifica-se que a transição suave na junção guia-corneta coaxial produz uma redução significativa da energia refletida, quando comparados aos resultados da corneta cônica. Esta redução está associada à diminuição da geração dos modos superiores nesta junção. Efeito semelhante pode ser observado na abertura da corneta modelada que pode ser aproximada por um guia coaxial nesta região e sua conexão com a extensão de guia coaxial não apresenta descontinuidade. É importante ressaltar que esta extensão artificial tem a função de assegurar que na porta de saída exista somente o modo fundamental TEM pela atenuação dos modos superiores.

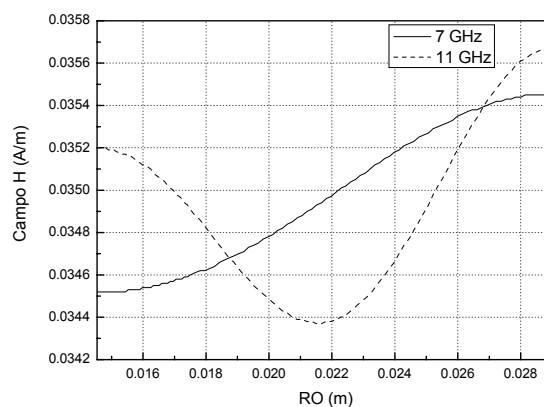


Figura 4.29 – Comparação entre os campos magnéticos nas frequências de 7 e 11 GHz na saída da corneta.