

5 Comparação entre Métodos Numéricos

5.1. Introdução

No projeto de antenas microfita foram observadas discrepâncias entre os resultados fornecidos por dois softwares comerciais e o Método dos Momentos na análise eletromagnética destas antenas.

O objetivo deste capítulo é explorar a influência dos parâmetros de entrada nos resultados de dois dos principais programas comerciais de simulação eletromagnética, o Ansoft HFSS e o CST. Os parâmetros são ajustados para assegurar a convergência da impedância de entrada e permitir a comparação com os resultados gerados pelo Método dos Momentos, apresentados no capítulo 4 deste trabalho.

É ajustado o modelamento da fonte de excitação e analisada a influência das dimensões do plano de terra nos resultados fornecidos pelo CST e HFSS. Além disso, é feita a análise da estabilidade da malha numérica, do critério de convergência e da condição de fronteira de radiação de forma a ajustar o modelo da antena e utilizar os resultados gerados pelos programas comerciais como referência para a comparação com o Método dos Momentos.

São analisadas as possíveis causas para as discrepâncias observadas entre os resultados obtidos pelo Método dos Momentos e os resultados fornecidos pelo HFSS e CST. No Método dos Momentos, a fonte é modelada por um impulso localizado no ponto de alimentação (x_p, y_p, h) e o plano de terra e a camada de substrato são supostos infinitos. No HFSS e no CST, é possível considerar um modelo de alimentação mais próximo do dispositivo real e a finitude dos elementos da antena. Tanto no HFSS como no CST, o plano de terra é modelado como um plano condutor elétrico perfeito de dimensões finitas escolhidas pelo usuário. Se fosse um plano infinito, o plano de terra agiria como um escudo, impedindo que houvesse radiação de campo elétrico para $z < 0$. Além disso, nos dois programas a posição da condição de fronteira de radiação também é escolhida pelo usuário. O sistema absorve a onda na fronteira, evitando reflexão, ao

considerar que o limite do volume definido pela condição de contorno é equivalente ao infinito. Estes são alguns dos fatores que são explorados neste capítulo.

5.1.1. Método numérico utilizado no HFSS

O Ansoft HFSS utiliza o FEM (*Finite Elements Method*) como método numérico para a obtenção do espalhamento eletromagnético de uma antena microfita. O método dos elementos finitos (FEM) é uma técnica numérica que resulta em soluções aproximadas para equações diferenciais no modelamento de problemas específicos. O método necessita que um determinado problema definido no espaço geométrico (ou domínio) seja subdividido em um número finito de pequenas regiões ou elementos (malha). Cada elemento é descrito em função de um conjunto finito de parâmetros.

Neste trabalho, o FEM divide o espaço geométrico em uma malha e as incógnitas do problema são os campos elétricos nos nós da malha. A partir do campo em cada nó, é possível determinar o campo elétrico no espaço. São também aplicadas condições de fronteira nos elementos da malha juntos às descontinuidades. Conforme apresentado no capítulo 2 desta dissertação, as descontinuidades na antena microfita estão relacionadas ao plano que divide a região formada pela camada de substrato e o volume de ar (plano $z = h$) e o plano de terra (plano $z = 0$). As equações envolvidas no método dos elementos finitos são integradas ao longo de cada elemento da malha e a solução composta ao longo de todo o domínio do problema. Como consequência, um conjunto de equações lineares é obtido em termos de um conjunto de parâmetros desconhecidos em cada elemento. As equações são resolvidas com o uso de técnicas de álgebra linear. Além disso, a solução, assim como no Método dos Momentos, é no domínio da frequência.

5.1.2. Método numérico utilizado no CST

O CST utiliza o FIT (*Finite Integral Technique*) como método numérico para a obtenção do espalhamento eletromagnético de uma antena. A Técnica de Integral Finita (FIT) é um método numérico que proporciona um esquema de discretização espacial universal aplicável a uma série de problemas eletromagnéticos. Ao contrário da maioria

dos métodos numéricos, o FIT discretiza as equações de Maxwell na forma integral ao invés da forma diferencial, como expresso abaixo:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (5.1)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} \quad (5.2)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho dV \quad (5.3)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (5.4)$$

onde \vec{B} é o vetor densidade de fluxo magnético, \vec{E} é o vetor campo elétrico, \vec{H} é o vetor campo magnético, \vec{D} é o vetor densidade de fluxo elétrico, \vec{J} é a densidade de corrente elétrica, S é a superfície, V é o volume e $d\vec{A}$ é o vetor elemento diferencial da área de superfície A , com magnitude infinitesimal e direção normal à superfície S .

Para resolver essas equações numericamente, deve ser definido um domínio finito de cálculo, envolvendo o problema em questão. Ao criar um sistema de malhas adequado, o domínio é dividido em diversos pequenos elementos, ou células. As equações de Maxwell são formuladas para cada faceta de célula separadamente, obtendo-se equações de Maxwell discretizadas. As equações de Maxwell são resolvidas no domínio da frequência, assim como no Método dos Momentos e no HFSS.

5.1.3. Modelamento da fonte de excitação

No HFSS e no CST, a porta de excitação é um tipo de condição de fronteira que permite que a energia se propague na estrutura. É uma superfície onde a distribuição de campos é considerada conhecida e é gerada pela excitação da antena. O programa assume que a porta está conectada a um guia de ondas (cabo coaxial) infinitamente longo com a mesma seção reta e propriedades que a porta. O campo irá se propagar pelo cabo coaxial a partir da porta de excitação onde cada modo incide com uma potência média no tempo de 1 W.

Para um guia de ondas, existem vários modos que satisfazem as Equações de Maxwell e que são associados à seção reta do guia de ondas ao qual a porta está conectada. Qualquer combinação linear de modos pode existir no interior do guia de ondas. O que determina se um modo é propagante ou evanescente é a frequência de operação da antena e as dimensões do guia. Neste trabalho, foi suposto que em um determinado ponto do cabo coaxial, a distribuição de campo é conhecida e assume-se que existe apenas o modo TEM, casado com a impedância de 50 ohms.

A Figura 5.1 ilustra a distribuição de campo elétrico na porta de excitação utilizada no HFSS. A cor vermelha representa a maior intensidade de campo elétrico e a cor verde representa a menor intensidade. O HFSS utiliza essa distribuição de campo para computar a impedância característica da porta.

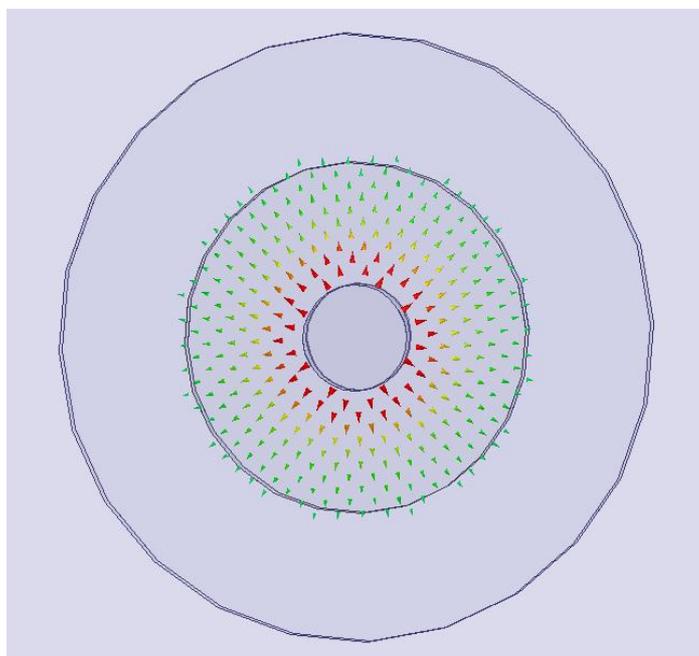


Figura 5.1 – Distribuição de campo elétrico na porta de excitação - HFSS

Para assegurar que os campos sejam conhecidos sobre a porta de excitação, é essencial que a porta esteja suficientemente afastada das discontinuidades (junção cabo coaxial-plano de terra da antena) para que os modos superiores excitados na discontinuidade sejam atenuados ao longo do trajeto junção-porta, restando apenas o modo dominante nas duas direções.

5.2. Análise dos resultados do Ansoft HFSS e CST

O objetivo deste capítulo é analisar a influência dos parâmetros de entrada do HFSS e do CST na impedância de entrada a fim de garantir a convergência dos resultados, permitir a comparação com o MoM e identificar as fontes das diferenças entre os resultados. O modelamento da antena no CST e no HFSS é similar (plano de terra com dimensões finitas, posição da condição de fronteira de radiação definida pelo usuário e alimentação por cabo coaxial). As diferenças entre os seus resultados são somente devido à malha numérica e à diferença entre os métodos numéricos.

Para ilustrar as diferenças em discussão, o CST e o HFSS foram utilizados na simulação da antena referenciada no Capítulo 4 e seus resultados foram comparados com os resultados obtidos pelo Método dos Momentos.

A simulação da impedância de entrada da antena microfita da Figura 5.2 no Ansoft HFSS e no CST foi feita com o uso de um modelo de excitação que permite incorporar as dimensões do cabo coaxial de 50Ω , com diâmetro interno de 0,91 mm e diâmetro externo de 3,0 mm. A constante de permissividade elétrica do dielétrico isolante utilizado no interior do cabo coaxial foi $\epsilon_r = 2,2$. As características do cabo coaxial foram retiradas de uma tabela de dimensões e características (*datasheet*) de um cabo coaxial comercial padrão. O valor do comprimento do cabo coaxial, conforme indicado na Figura 5.2, determina a distância da porta de excitação ao *patch* metalizado. Foi utilizado um comprimento de cabo coaxial de 0,5 cm.

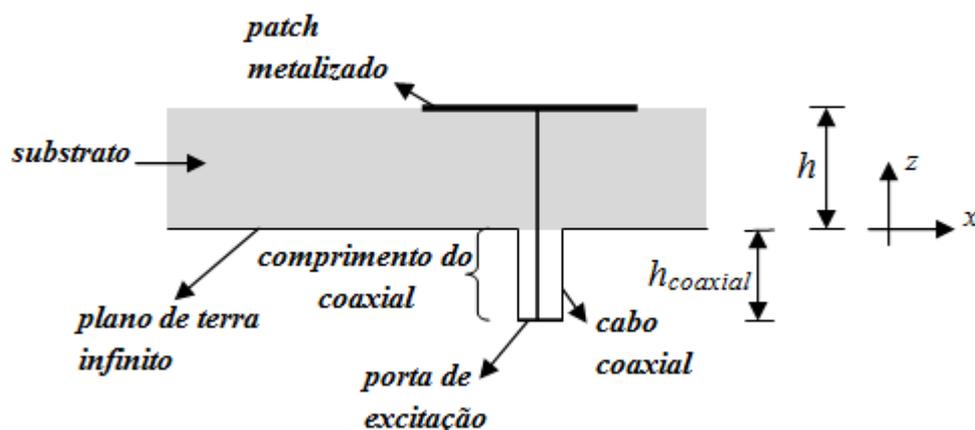


Figura 5.2 – Antena microfita

O valor utilizado para a largura e o comprimento do plano de terra foi igual ao equivalente a um comprimento de onda na frequência de ressonância da antena (655 MHz). Já para a condição de fronteira, o manual orienta o usuário a utilizar a largura e o comprimento iguais aos do plano de terra e a altura equivalente a dez vezes a altura da camada de substrato. A posição das condições de fronteira deve ser escolhida de forma que os resultados não sejam afetados e que minimizem o volume a ser discretizado para a solução numérica com o objetivo de minimizar o tempo computacional necessário para a técnica.

Os valores para o critério de convergência e a malha numérica utilizados foram os padrões recomendados pelo manual do programa para uma simulação inicial. O manual orienta o usuário a utilizar como iniciais os valores padrões e refinar a malha numérica se houver necessidade por resultados mais precisos. Nas seções seguintes é feita uma análise detalhada de como alterações nos valores de entrada do programa podem influenciar no resultado da impedância de entrada da antena.

As Figuras 5.3 e 5.4 mostram os resultados da simulação para a parte resistiva e para a parte reativa da impedância de entrada da antena obtida pelo HFSS, CST e Método dos Momentos com 11 modos na expansão da densidade de corrente espalhada sobre o *patch* metalizado.

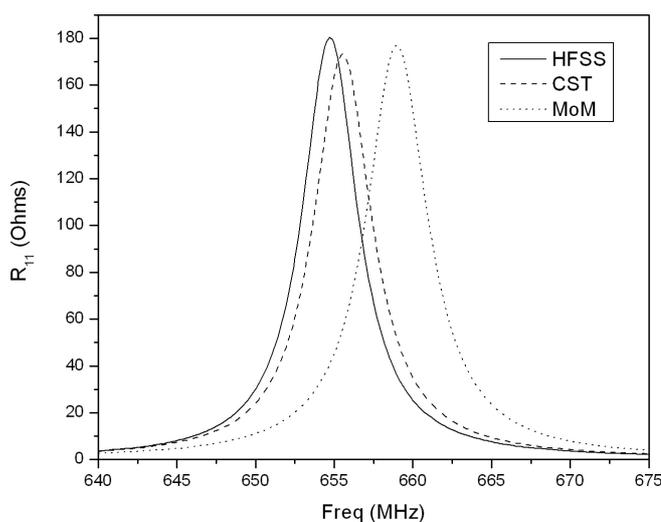


Figura 5.3 – Parte resistiva da impedância de entrada obtida pelo HFSS, CST e Método dos Momentos

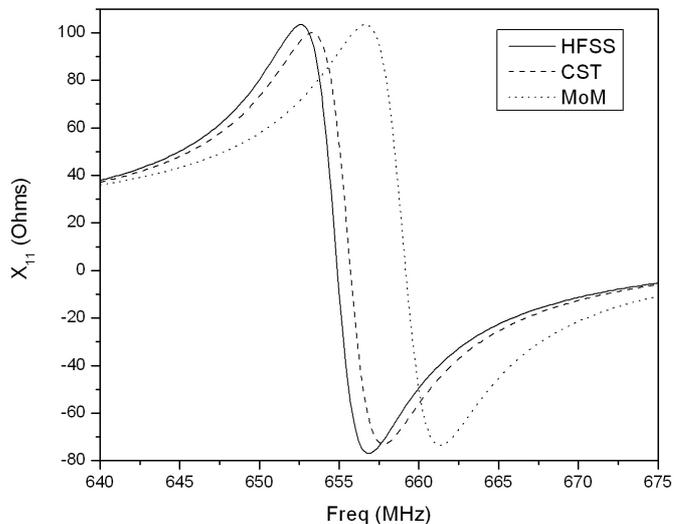


Figura 5.4 – Parte reativa da impedância de entrada obtida pelo HFSS, CST e Método dos Momentos

As pequenas discrepâncias na frequência de ressonância (em torno de 0.5 MHz) e no nível da impedância, observadas nas Figuras 5.3 e 5.4 podem ser devidas a uma série de fatores como as diferenças no modelamento da fonte, nas dimensões do plano de terra, no modelamento das condições de fronteira, na malha numérica e no critério de convergência.

Os parâmetros citados acima são explorados para verificar a sensibilidade dos resultados. É feita uma análise dos resultados apresentados pelos programas comerciais Ansoft HFSS e CST quando cada um dos fatores descritos é variado.

5.3. Influência dos parâmetros de entrada

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos pelo HFSS e pelo CST com variações nos parâmetros de entrada, com o objetivo de explorar a influência de cada um deles na impedância de entrada da antena e com isso garantir a sua convergência e permitir a comparação com o Método dos Momentos.

5.3.1. Dimensões do plano de terra

O Método dos Momentos parte da premissa que o plano de terra no qual a antena está apoiada é infinito. No HFSS e no CST, no entanto, a memória necessária para resolver um problema infinito seria incompatível com a memória disponível para as simulações neste trabalho. Com isso, o plano de terra é modelado com dimensão finita, com largura W_g e comprimento L_g , conforme ilustrado na Figura 5.5.

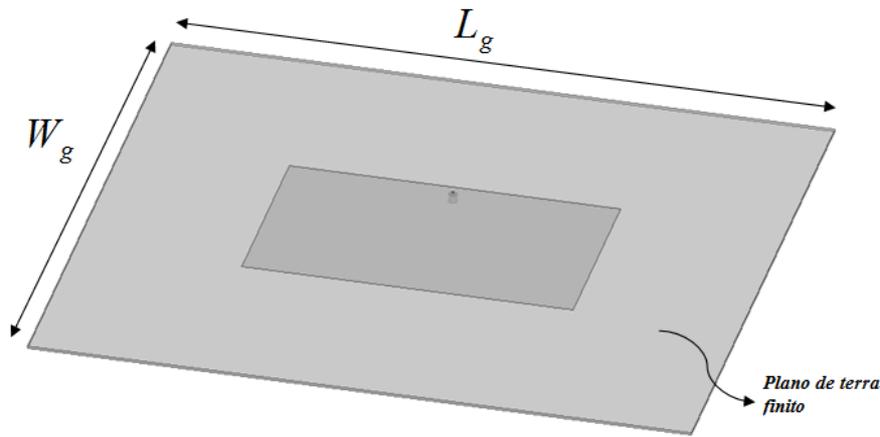


Figura 5.5 – Plano de terra finito utilizado no HFSS e no CST

O plano de terra infinito, conforme apresentado na seção 5.1, indica que a superfície condutora elétrica perfeita evita que haja radiação para o semi-espaço $z < 0$. Quando o plano de terra tem dimensões finitas, pode ocorrer radiação para $z < 0$ de uma parcela de energia e com isso, o resultado é diferente do obtido com um plano de terra infinito.

Visto dos terminais da antena, no caso de plano de terra infinito, parte da energia entregue pela fonte retorna na direção da fonte devido à finitude do *patch* que gera uma onda refletida na borda do *patch* metalizado. Já no caso de plano de terra finito, a corrente superficial deve satisfazer a condição de fronteira de nulo nas bordas do plano, condição que é satisfeita com a geração de uma segunda onda de corrente refletida na direção do ponto de excitação (onda refletida na borda do plano de terra). A geração dessa segunda onda de corrente, que não existe no caso de plano de terra infinito, altera a impedância de entrada. À medida que as dimensões do plano de terra aumentam, aumenta a distância entre a sua borda e o ponto de excitação, e com isso há um

decaimento da onda estacionária refletida, minimizando a influência na impedância de entrada.

As Figuras 5.6 e 5.7 apresentam a influência das dimensões do plano de terra nos resultados de impedância de entrada gerados pelo HFSS.

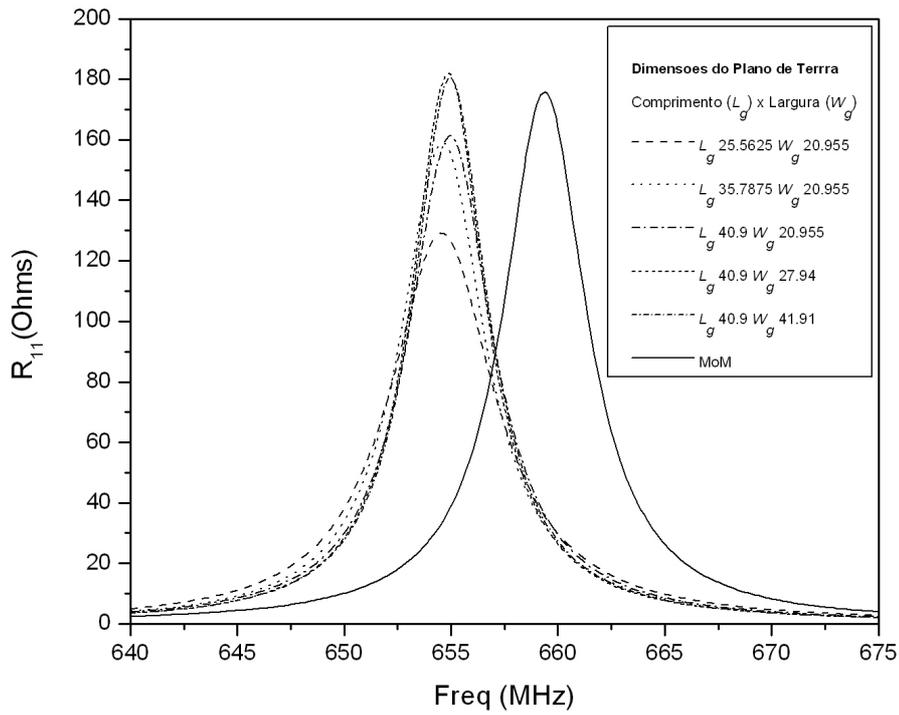


Figura 5.6 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes dimensões do plano de terra no HFSS

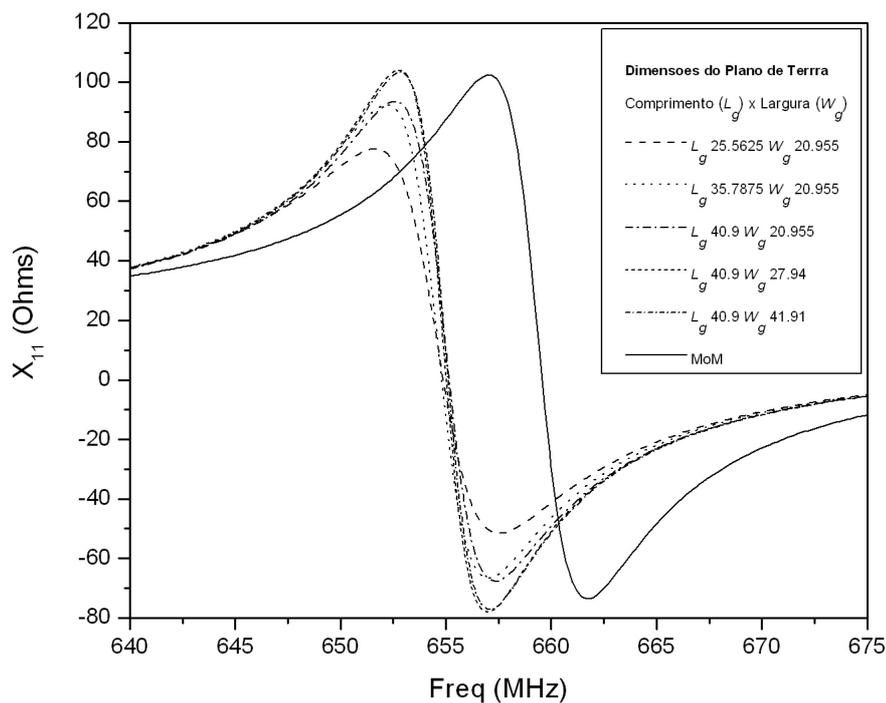


Figura 5.7 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes dimensões do plano de terra no HFSS

Das Figuras 5.6 e 5.7, é possível observar que há uma forte dependência entre os resultados e as dimensões do plano de terra e que a impedância de entrada converge à medida que as dimensões do plano de terra aumentam. A partir das dimensões que fazem o valor da impedância de entrada convergir, o plano de terra pode ser considerado como infinito.

As Figuras 5.8 e 5.9 ilustram o comportamento do diagrama de radiação para diferentes dimensões do plano de terra.

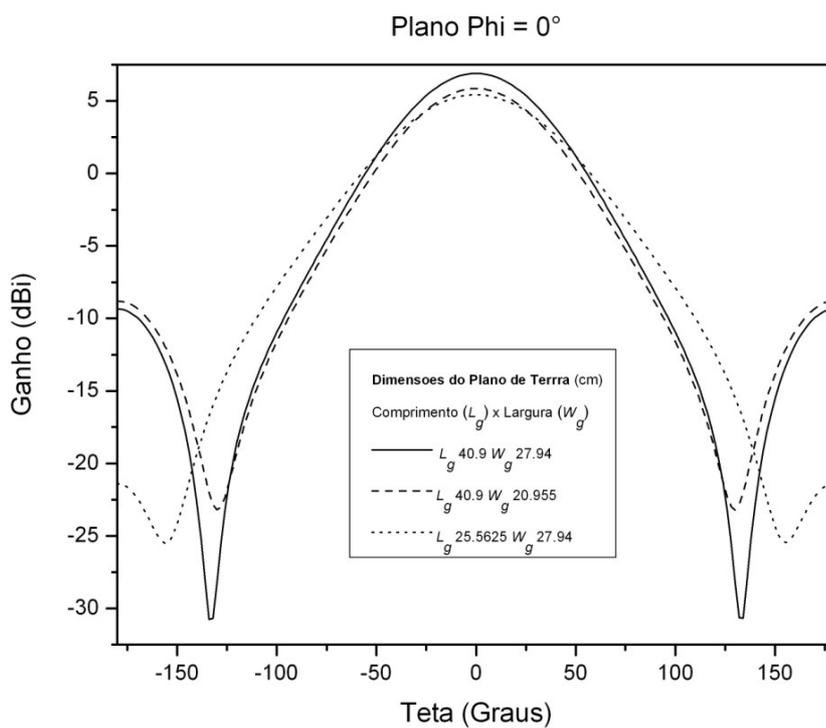


Figura 5.8 – Campo elétrico distante no plano $\phi = 0^\circ$

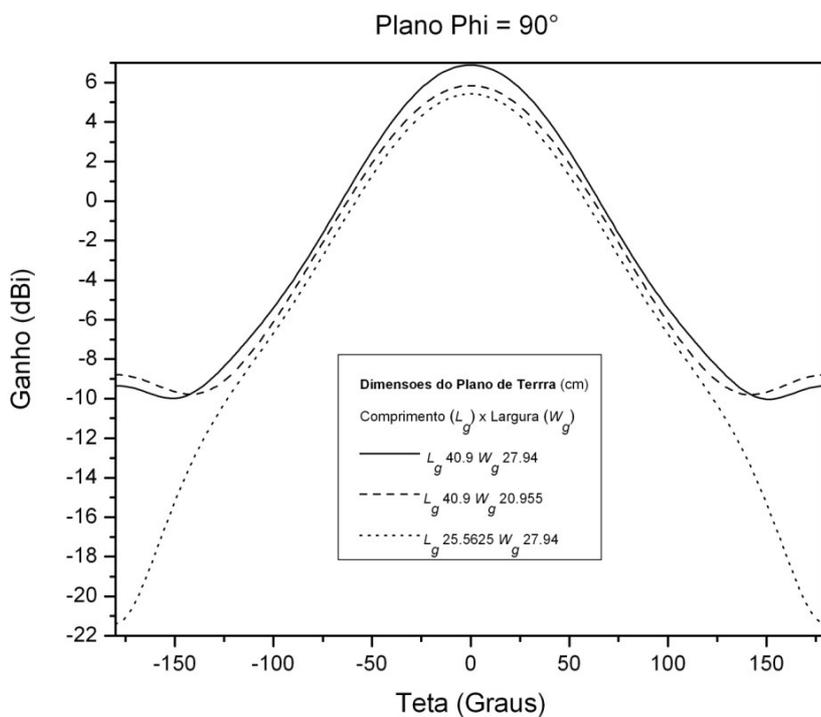


Figura 5.9 – Campo elétrico distante no plano $\phi = 90^\circ$

Das Figuras 5.8 e 5.9 é possível observar que as diferenças entre os diagramas de radiação crescem para $|\theta| > 70^\circ$ para o plano $\phi = 0^\circ$ e para $|\theta| > 120^\circ$ para o plano $\phi = 90^\circ$.

5.3.2.

Análise da malha numérica e estabilidade de resultados

Com o objetivo de garantir a convergência dos resultados obtidos por meio do Ansoft HFSS e do CST, foi feita uma análise dos resultados para diferentes malhas numéricas utilizadas para resolver a antena microfita neste trabalho. Para esta análise, o número de células usadas para o cálculo da impedância de entrada da antena foi aumentado até que o resultado alcançasse estabilidade, mesmo com um número maior de células.

5.3.2.1.

HFSS

Na antena microfita, o elemento crítico em termos de análise numérica por programas comerciais de simulação eletromagnética é o cabo coaxial. Por ser um elemento eletricamente fino em relação à antena e à sua frequência de operação, são necessárias mais células nesse elemento em comparação com os outros elementos da antena, como o *patch* metalizado e a camada de substrato.

No HFSS, os parâmetros alterados em relação à malha foram o número de células por comprimento de cabo coaxial. A Figura 5.10 mostra uma visão superior global da antena, onde é possível observar a posição do cabo coaxial de alimentação.

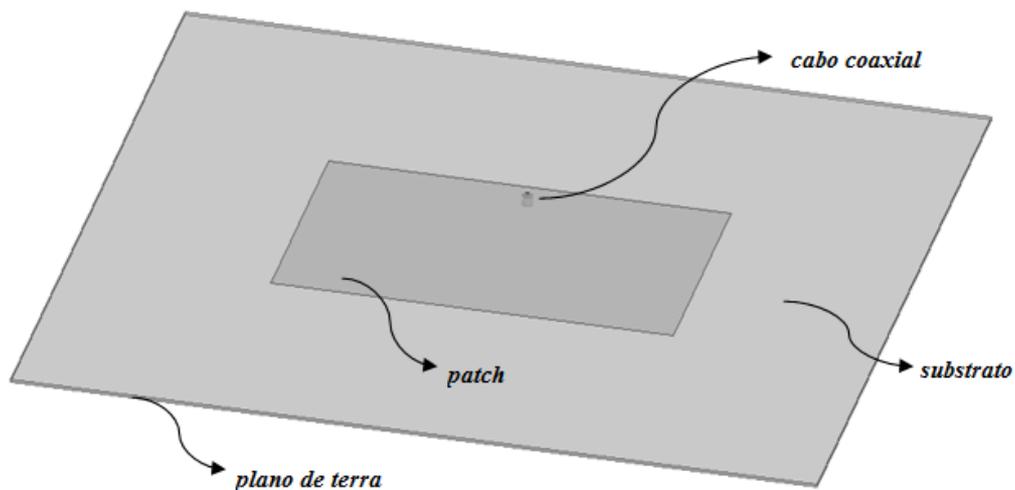


Figura 5.10 – Vista superior da antena

A Figura 5.11 mostra o cabo coaxial com mais detalhes. É possível observar que o cabo coaxial é formado por uma camada externa de condutor metálico perfeito, uma camada interna de dielétrico isolante (no caso da simulação em questão, foi usado um substrato com constante dielétrica de valor 2,2 e tangente de perdas de 0,0009) e na parte central do coaxial, um condutor interno elétrico perfeito.

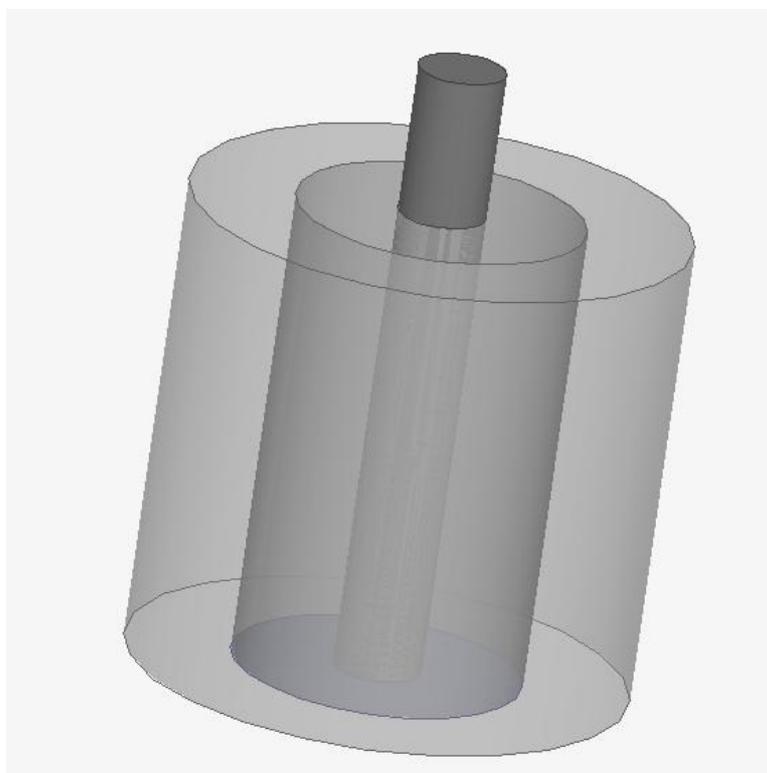


Figura 5.11 – Cabo coaxial de alimentação

Além dos elementos do cabo coaxial, é também importante a análise da malha da porta de alimentação da antena no HFSS. Foi usada uma porta do tipo guia de onda, casada com a impedância de 50Ω . A malha da porta também é importante para a análise de estabilidade dos resultados fornecidos. A porta de excitação está localizada na extremidade inferior do cabo coaxial. Dessa forma, a distância entre a porta de excitação e o *patch* metalizado é igual à soma do comprimento do cabo com a altura da camada de substrato da antena microfita.

A Figura 5.12 mostra a malha da porta de alimentação do tipo guia de onda. É possível observar que a malha é mais densa na parte do condutor interno do coaxial. Isso ocorre devido à dimensão do condutor interno do coaxial ser pequena com relação à camada isolante e à camada externa metálica.

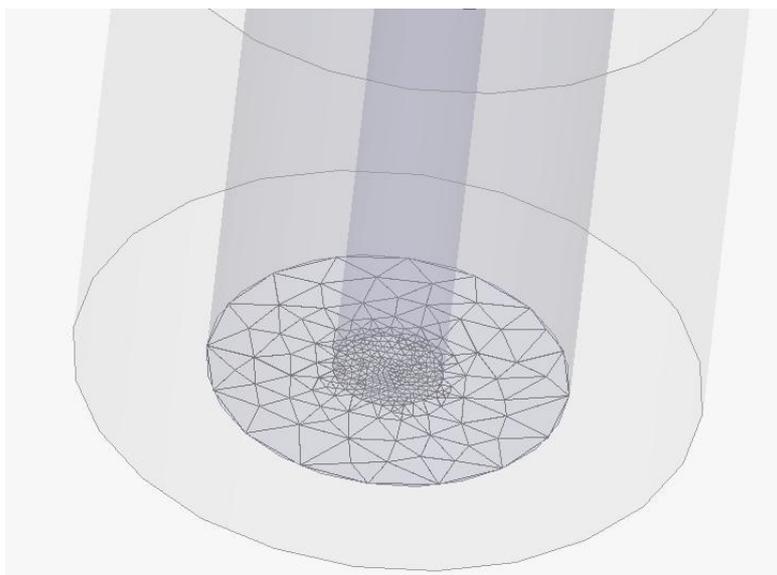


Figura 5.12 – Malha numérica da porta de alimentação

A Figura 5.13 a seguir mostra a malha numérica da camada isolante do cabo coaxial.

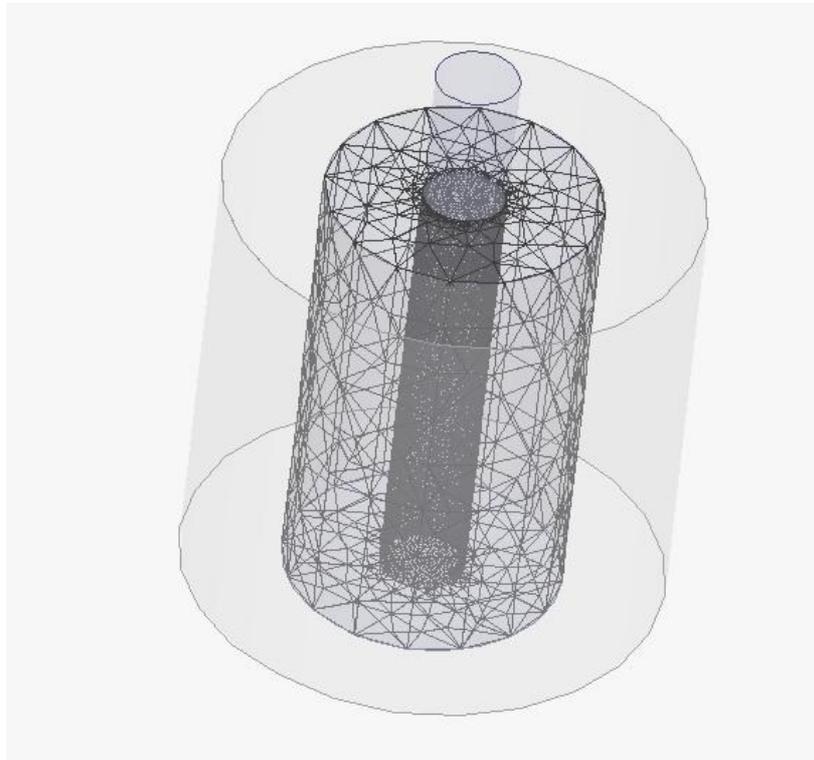


Figura 5.13 – Malha numérica da camada de isolante do cabo coaxial

A Figura 5.14 mostra a malha do condutor interno do coaxial com densidade igual a 5 células por comprimento de cabo coaxial. A Figura 5.15 apresenta a malha com densidade igual a 50 células por comprimento de cabo coaxial.

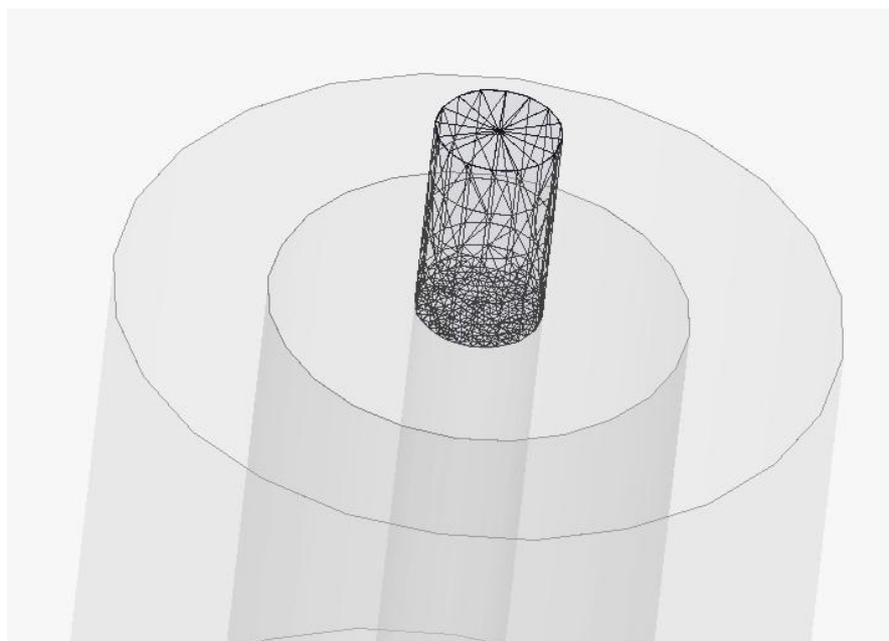


Figura 5.14 – Malha do condutor interno do coaxial com densidade igual a 5 células por comprimento de cabo coaxial

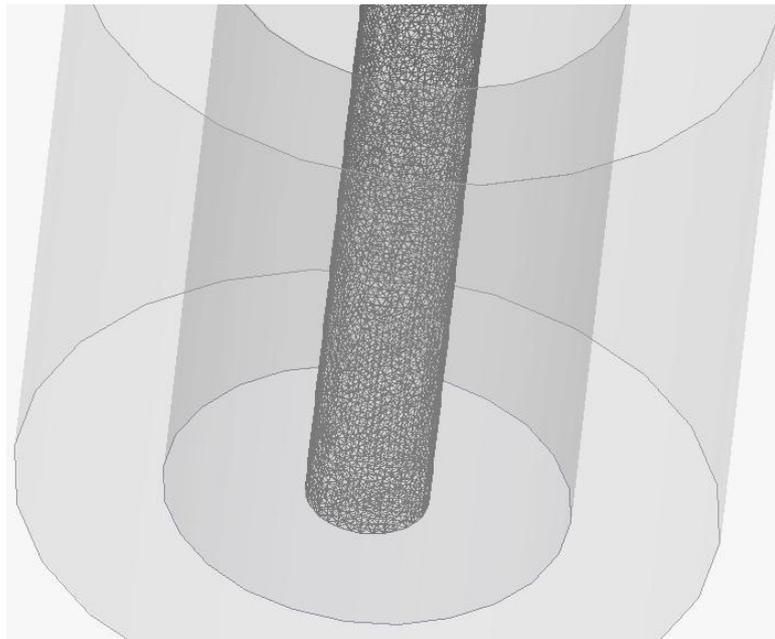


Figura 5.15 – Malha do condutor interno do coaxial com densidade igual a 50 células por comprimento de cabo coaxial

As Figuras 5.16 e 5.17 apresentam a influência da densidade da malha numérica do condutor interno do coaxial na impedância de entrada da antena.

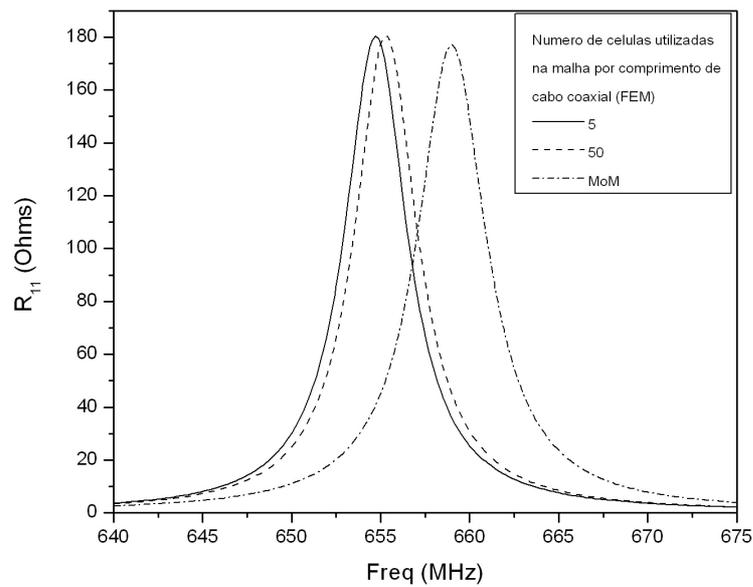


Figura 5.16 – Comparação entre a parte resistiva da impedância de entrada obtida com uso de malha de 5 células e 50 células por comprimento de cabo coaxial

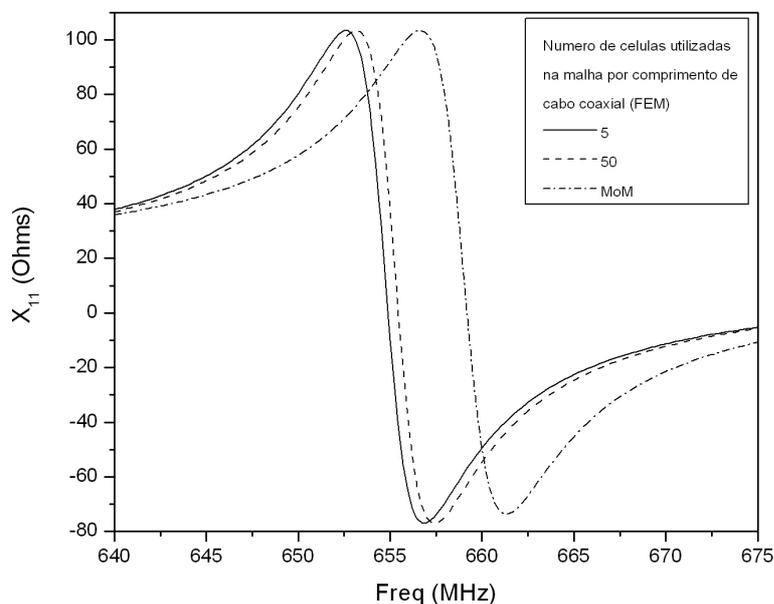


Figura 5.17 – Comparação entre a parte reativa da impedância de entrada obtida com uso de malha de 5 células e 50 células por comprimento de cabo coaxial

A partir das Figuras 5.16 e 5.17 é possível concluir que as diferenças entre os resultados obtidos para malhas numéricas com densidades distintas são insignificantes (menores que 0,2% para a frequência de ressonância).

5.3.2.2. CST

No CST, a malha numérica pode ser formada por tetraedros ou por hexaedros. Neste trabalho, a malha escolhida foi formada por tetraedros. Os parâmetros alterados em relação à malha global foram o número de passos por comprimento de onda e o número mínimo de passos, parâmetros que definem a densidade da malha numérica. As Figuras 5.18 e 5.19 apresentam os resultados de impedância de entrada da antena obtidos com malhas numéricas com diferentes densidades.

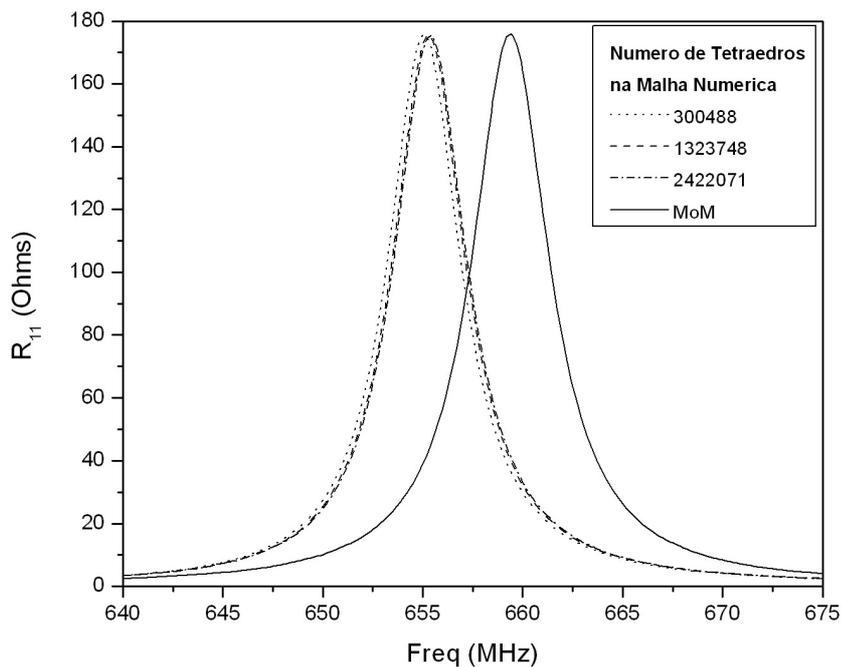


Figura 5.18 – Comparação entre a parte resistiva da impedância de entrada para malha de diferentes densidades

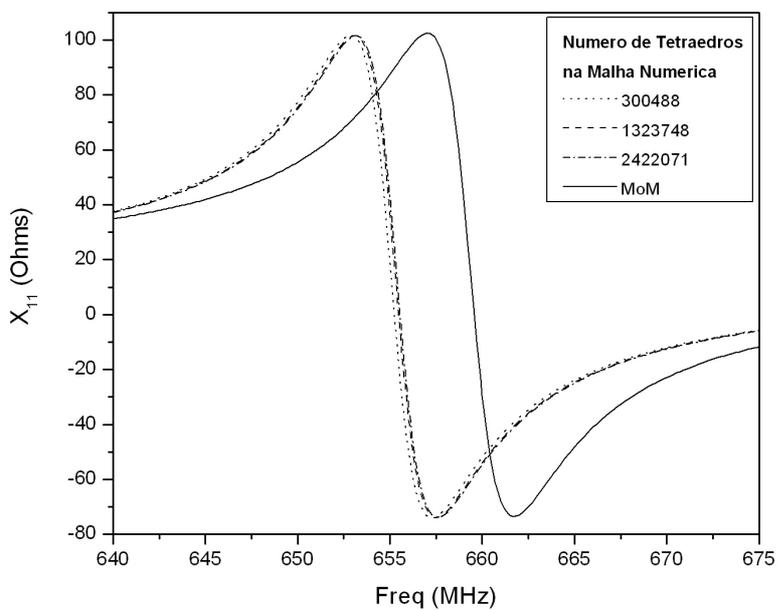


Figura 5.19 – Comparação entre a parte reativa da impedância de entrada para malhas de diferentes densidades

A partir das Figuras 5.18 e 5.19 é possível concluir que a malha numérica formada por 300488 tetraedros é suficiente para garantir a convergência do método e acurácia dos resultados.

5.3.3. Posição da condição de fronteira de radiação

As condições de fronteira são fundamentais para a solução das equações de Maxwell para a antena microfita, conforme apresentado no capítulo 3. A equação de onda resolvida pelo HFSS é derivada das Equações de Maxwell na forma diferencial. Para essas expressões serem válidas, os campos são considerados de valor único, com fronteira, e distribuição contínua ao longo de suas derivadas. Ao longo da região de fronteira, ou da fonte, os campos são descontínuos e suas derivadas não possuem significado físico. Dessa forma, as condições de fronteira definem o comportamento do campo entre regiões descontínuas e devem ser aplicadas de maneira correta para que os resultados sejam consistentes.

Ao contrário do mundo real, circundado por uma condição de fronteira infinita, um protótipo virtual precisa estar inserido em um mundo finito. Dessa forma, o HFSS limita o espaço de análise necessário para a representação do problema, circundando-o com condição de fronteira que absorve a radiação.

A condição de fronteira externa é a região que envolve o modelo geométrico e preenche qualquer espaço que não for ocupado por um objeto. Para modelar uma superfície de modo a permitir que ondas radiem no espaço distante infinito, é necessário que a condição de fronteira externa seja uma condição de radiação.

A condição de fronteira de radiação, também conhecida como condição de fronteira absorvente, permite que uma superfície seja modelada como eletricamente aberta: ondas podem radiar para fora da estrutura e na direção da fronteira de radiação. Estruturas que são simuladas com condição de fronteira de radiação têm os parâmetros S calculados levando em conta os efeitos da perda de radiação.

No Método dos Momentos, a condição de fronteira de radiação é suposta localizada no infinito. Dessa forma, no HFSS essa posição deve ser escolhida de forma que os resultados não sejam afetados e que minimize o volume a ser discretizado para a solução numérica com o objetivo de minimizar o tempo computacional necessário. Uma

escolha adequada da localização da condição de fronteira garante a acurácia dos resultados.

O espaço de análise para a representação da antena analisada neste trabalho é um bloco de ar com largura e comprimento iguais aos do plano de terra. As Figuras 5.20 e 5.21 apresentam a influência da altura do bloco de ar (que define a posição da condição de fronteira de radiação em z) na impedância de entrada da antena obtida pelo HFSS.

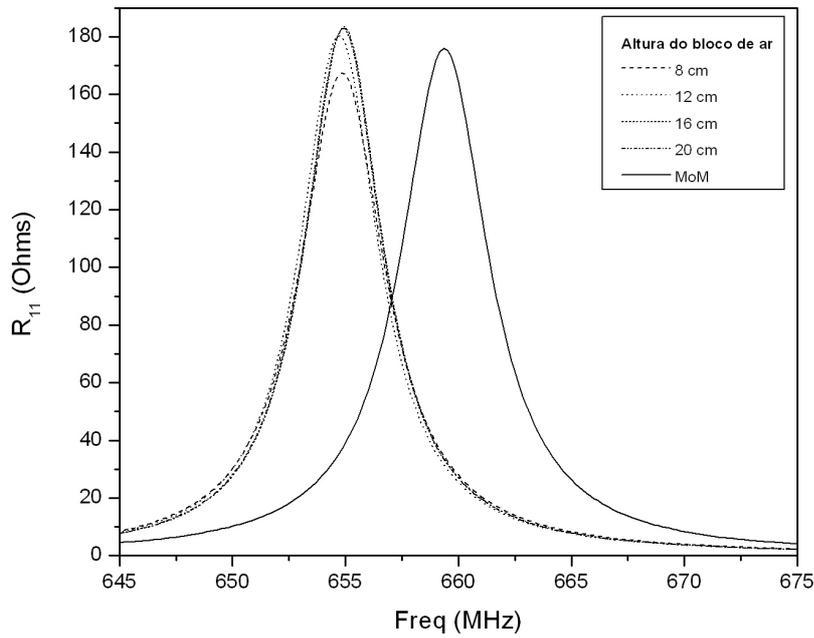


Figura 5.20 – Variação da parte resistiva da impedância de entrada com a altura do bloco de ar da condição de radiação

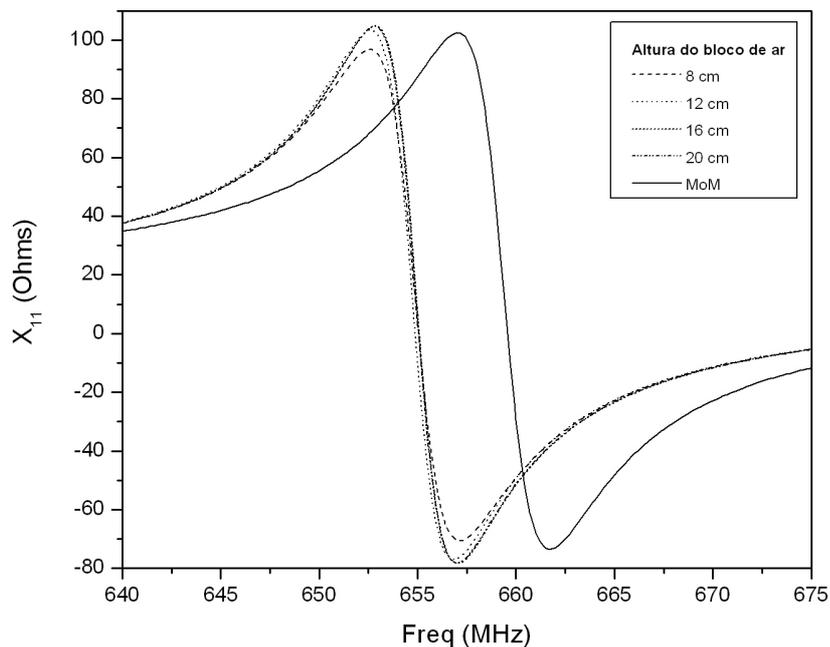


Figura 5.21 – Variação da parte reativa da impedância de entrada com a altura do bloco de ar da condição de radiação

A partir das Figuras 5.20 e 5.21, é possível observar que os resultados do HFSS convergem para uma condição de radiação definida por um bloco de ar com altura de 12 cm, que equivale a aproximadamente um quarto do comprimento de onda na frequência de ressonância.

5.3.4. Análise do critério de convergência no HFSS

A solução numérica da antena microfita no HFSS é feita através de uma malha numérica adaptativa. Ao empregar malha adaptativa, um ajuste automático é realizado de modo a gerar a mais acurada e eficiente malha numérica possível. Sem malha adaptativa, a responsabilidade de gerar uma malha adequada seria deixada nas mãos do usuário.

O algoritmo de formação adaptativa de malha numérica procura pelos maiores gradientes, ou erros, no campo elétrico e subdivide a malha nessas regiões. É também feita uma busca por singularidades, como a borda de um condutor, e nesses locais são adicionados mais elementos.

O crescimento da malha para cada passo adaptativo é controlado pelo refinamento tetraédrico estabelecido pelo usuário. Após o refinamento da malha, uma solução completa é realizada e o processo é repetido até que seja atingida a convergência.

Após cada passo adaptativo, o HFSS compara os parâmetros S da malha corrente com os resultados da malha anterior. Se as respostas não se alterarem de mais de ΔS (definido pelo usuário), então a solução alcançou a convergência e a malha atual ou a malha prévia podem ser usadas para a varredura em frequência. O HFSS utiliza a malha prévia.

O parâmetro ΔS é um critério padrão utilizado para determinar a malha numérica (convergência da solução). O ΔS é definido como a máxima alteração na magnitude dos parâmetros S entre dois passos adaptativos consecutivos, ou seja, $\max_{ij} [\text{mag}(S_{ij}^N - S_{ij}^{N-1})]$, onde i e j cobrem todas as entradas matriciais e N representa o número do passo adaptativo.

Por ser a magnitude de um valor vetorial, o parâmetro ΔS pode variar entre 0 e 2. Um parâmetro ΔS de 0,02, por exemplo, significa que o erro entre os dois passos adaptativos consecutivos deve ser de no máximo 2% para os parâmetros S. As Figuras 5.22 e 5.23 apresentam a influência do valor de ΔS nos resultados obtidos pelo HFSS para a impedância de entrada da antena.

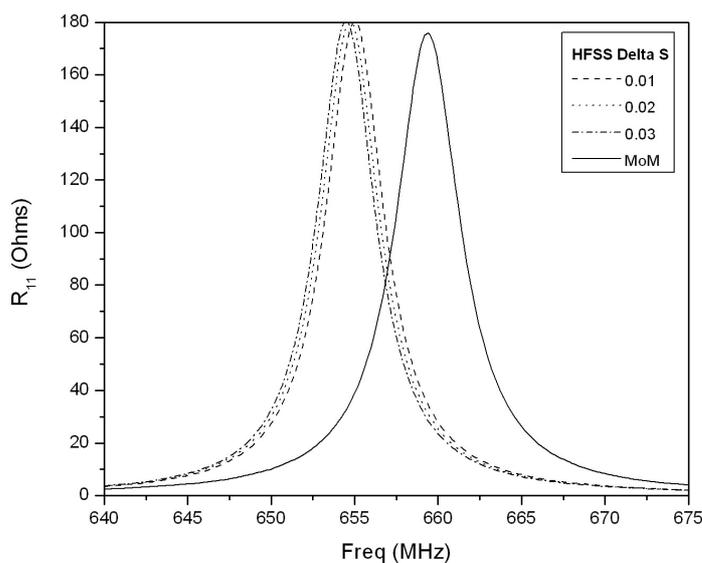


Figura 5.22 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes valores do parâmetro Delta S no HFSS

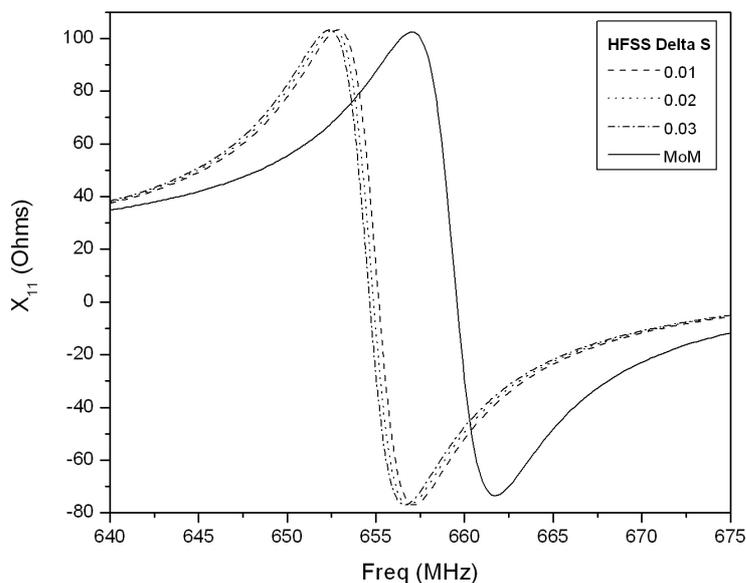


Figura 5.23 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes valores do parâmetro Delta S no HFSS

É possível observar, a partir das Figuras 5.22 e 5.23, que as diferenças entre os resultados obtidos para valores de Delta S distintos são insignificantes (menores que 0,1% para a frequência de ressonância).

Como a malha adaptativa é baseada no campo elétrico, a escolha da frequência de solução da malha pode ser crítica. De uma forma geral, a frequência de solução é escolhida de modo a ser pelo menos o dobro da maior frequência de operação da antena. A Figura 5.24 apresenta os resultados obtidos pelo HFSS para duas diferentes frequências de solução da malha.

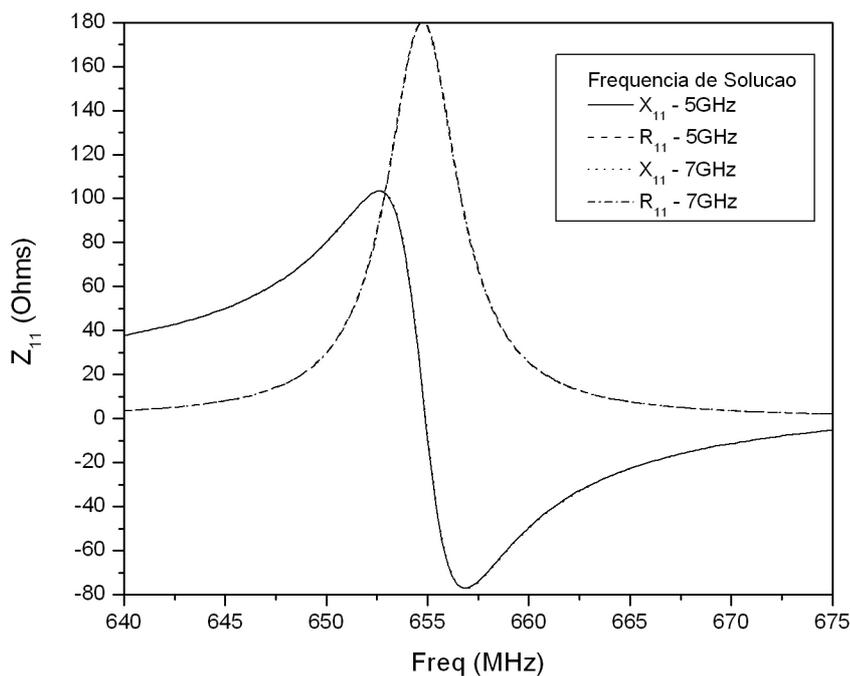


Figura 5.24 – Variação da impedância de entrada com a frequência de solução da malha numérica

A partir da Figura 5.24, é possível observar que a frequência de solução de 5 GHz é suficiente para garantir a estabilidade da solução apresentada pelo HFSS (curvas visualmente indistintas).

5.3.5. Alimentação da antena microfita

É possível observar na Equação 4.1 que o raio e o comprimento do cabo coaxial não são considerados na expressão da sua auto-indutância, que é adicionada ao resultado da impedância de entrada da antena, obtida por meio do Método dos Momentos. Além disso, ao somar a parcela jX_p relativa à contribuição do cabo coaxial à impedância de entrada obtida pelo Método dos Momentos, a frequência de ressonância não é alterada. Apenas a indutância de entrada é deslocada. Dessa forma, o fato de, no HFSS e no CST, a alimentação poder ser modelada levando em consideração as dimensões do cabo coaxial pode ser uma causa para as diferenças entre os resultados obtidos.

Além disso, a presença do condutor interno do coaxial no interior da camada de substrato, como ilustrado na Figura 5.2, no modelo do HFSS e do CST, faz com que o campo nessa região ($0 < z < h$, $x_p - r_{vivo} < x < x_p + r_{vivo}$ e $y_p - r_{vivo} < y < y_p + r_{vivo}$, onde r_{vivo} é o raio do condutor interno do cabo coaxial) seja nulo, uma vez que o condutor interno é um metal. No Método dos Momentos, não há cabo coaxial na estrutura da antena. A excitação é modelada por um impulso de corrente no *patch* metalizado. Com isso, existe um campo na região referenciada. Essa é uma possível causa para as diferenças na impedância de entrada.

O objetivo desta subseção é explorar a influência das dimensões do cabo coaxial na impedância de entrada da antena e com isso tentar justificar as discrepâncias entre os resultados obtidos pelo Método dos Momentos e os obtidos pelo HFSS e CST. As dimensões do cabo são ajustadas com o objetivo de garantir a acurácia dos resultados obtidos pelos programas comerciais.

A Figura 5.25 ilustra o cabo coaxial e os seus parâmetros.

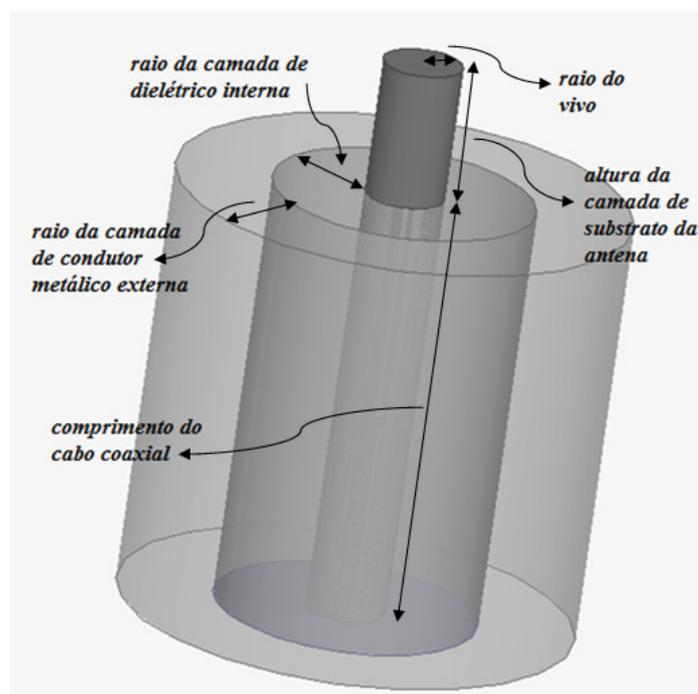


Figura 5.25 – Cabo coaxial utilizado nas simulações do CST e HFSS

As Figuras 5.26 e 5.27 apresentam, respectivamente, a parte resistiva e a parte reativa da impedância de entrada da antena, obtida por meio do HFSS, para cabos

coaxiais com comprimento 0,1 cm, 0,3 cm e 0,5 cm. Já as figuras 5.28 e 5.29 apresentam os resultados da simulação no CST.

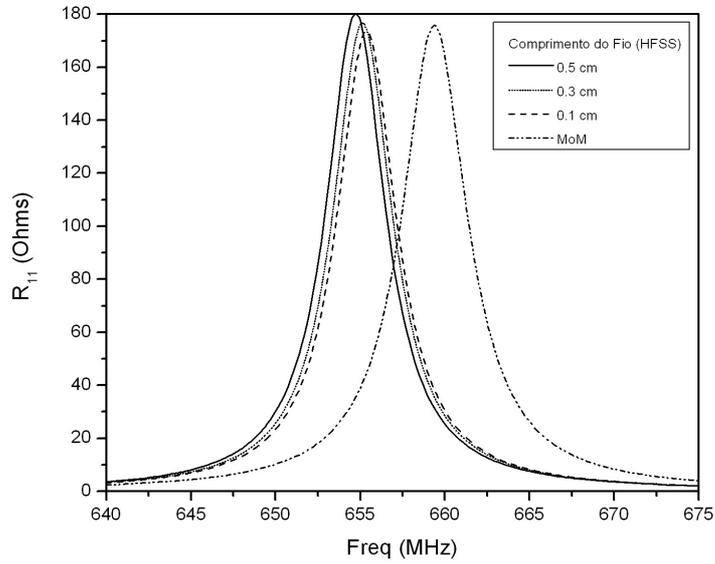


Figura 5.26 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes comprimentos de cabo coaxial no HFSS

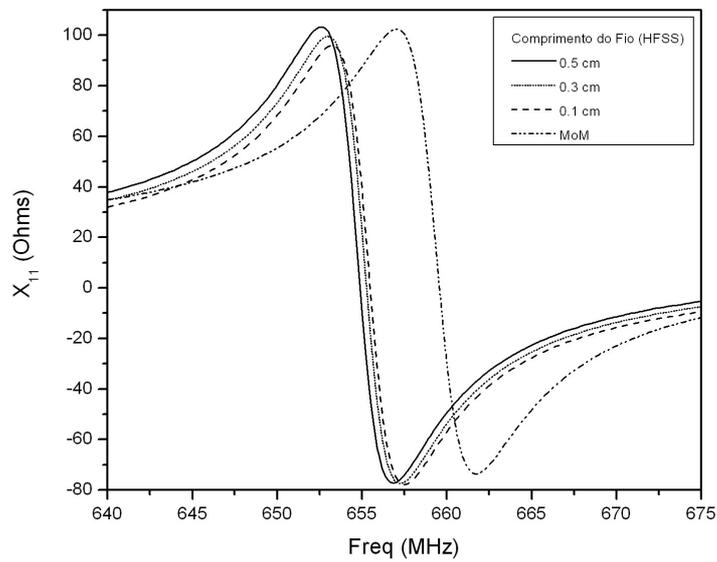


Figura 5.27 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes comprimentos de cabo coaxial no HFSS

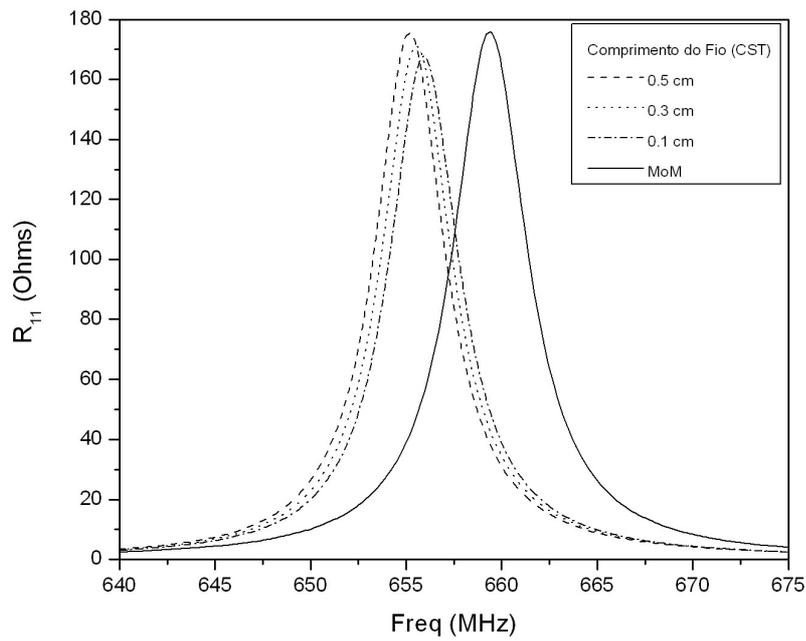


Figura 5.28 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes comprimentos de cabo coaxial no CST

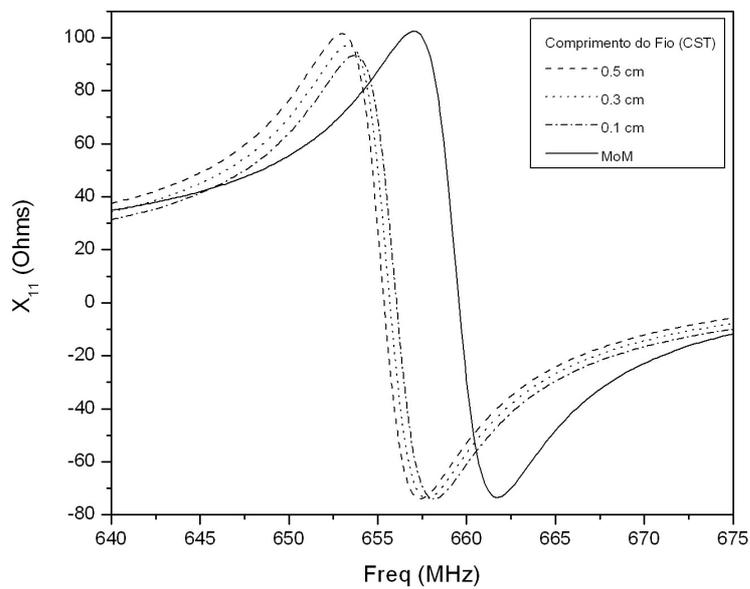


Figura 5.29 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes comprimentos de cabo coaxial no CST

É possível observar, a partir das Figuras 5.26-29 que as diferenças entre os resultados obtidos para comprimentos distintos são insignificantes (menores que 0,2% para a frequência de ressonância).

Outro aspecto a ser considerado na alimentação é o raio do cabo coaxial. Como no MoM as dimensões do cabo não são levadas em consideração, uma das possíveis causas de diferenças entre os seus resultados e os resultados obtidos pelo HFSS e pelo CST se deve ao fato de nestes o cabo coaxial poder ser modelado com suas dimensões reais. Com isso, para explorar a influência do diâmetro nos resultados, foram feitas variações no valor do raio do condutor interno do cabo coaxial. A Equação 5.5 define a impedância característica de um cabo coaxial em função da relação entre o raio do condutor interno metálico e o raio da camada de dielétrico isolante:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (5.5)$$

onde b é o diâmetro da camada de isolante e a é o diâmetro do condutor interno metálico do cabo coaxial.

A partir da Equação 5.5, é possível concluir que, para que a impedância do cabo coaxial se mantenha com o valor de 50Ω , é necessário que a razão entre os raios do condutor interno e da camada de dielétrico do cabo se mantenha constante. Com isso, para a análise da influência do raio do cabo coaxial, variações no diâmetro do condutor interno implicam em variações proporcionais no diâmetro da camada isolante com o objetivo de manter a impedância do cabo inalterada. É feita a seguir uma análise do comportamento da impedância de entrada com a variação no diâmetro do cabo coaxial de alimentação.

As Figuras 5.30 e 5.31 apresentam, respectivamente, a parte resistiva e a parte reativa da impedância de entrada da antena, obtida por meio do HFSS, para cabos coaxiais com condutor interno de diâmetro 0,455 mm, 0,182 mm e 0,091 mm. Já as Figuras 5.32 e 5.33 apresentam os resultados da simulação no CST.

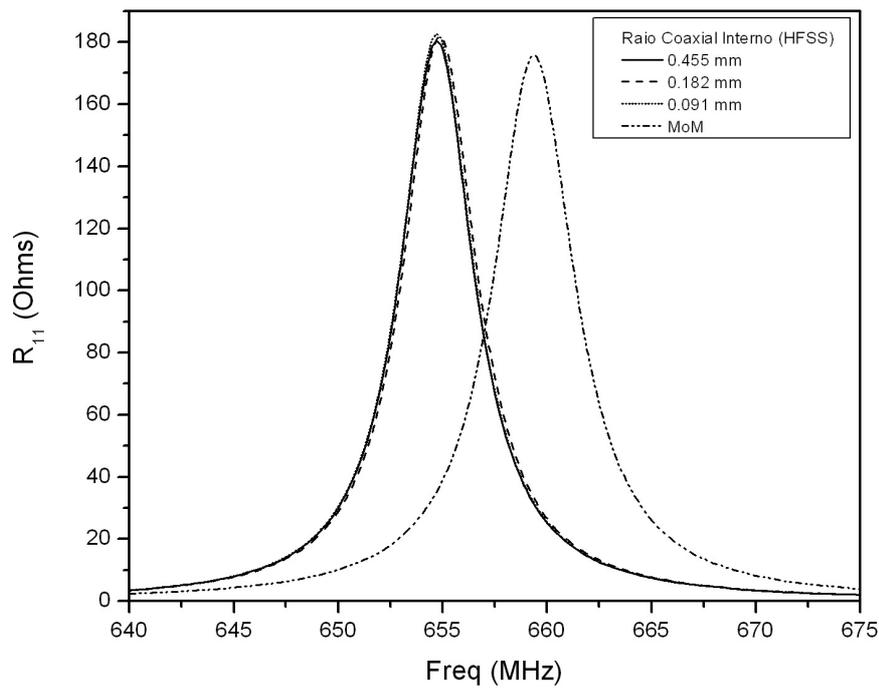


Figura 5.30 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes raios internos de cabo coaxial no HFSS

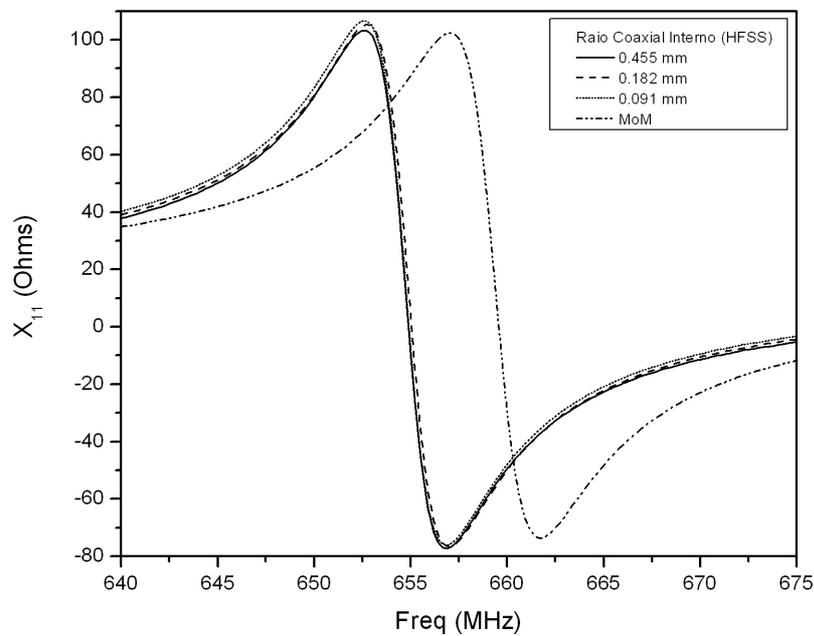


Figura 5.31 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes raios internos de cabo coaxial no HFSS

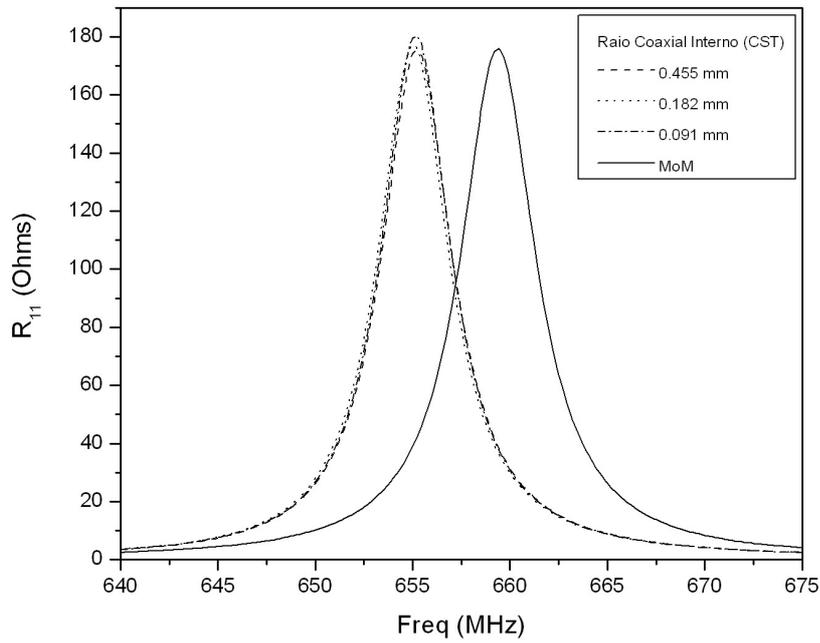


Figura 5.32 – Parte resistiva da impedância de entrada para diferentes raios internos de cabo coaxial no CST

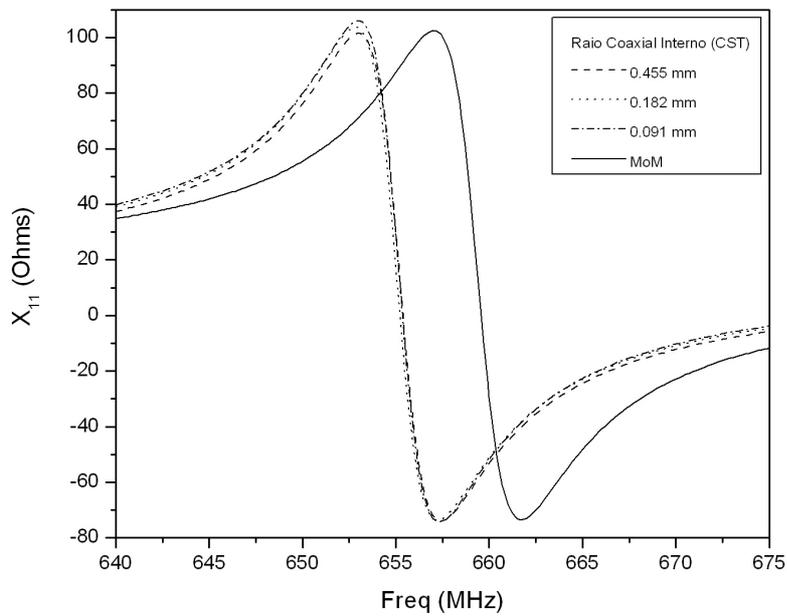


Figura 5.33 – Parte reativa da impedância de entrada para diferentes raios internos de cabo coaxial no CST

É possível observar, a partir das Figuras 5.30-33 que as diferenças entre os resultados obtidos para raios distintos são insignificantes (menores que 1% para a resistência de ressonância e menores que 0,08% para a frequência de ressonância).

5.4.

Influência da espessura do substrato na impedância de entrada

Os estudos descritos nas seções anteriores mostram que os resultados para a impedância de entrada obtidos no modelamento da antena microfita no HFSS e CST convergiram. Entretanto, quando comparados aos resultados apresentados no capítulo 4 para o Método dos Momentos, existem pequenas diferenças na frequência de ressonância e nos valores da impedância. Estas diferenças podem ser intrínsecas a estes métodos devidas a pequenas diferenças na distribuição de campos no *patch* produzidas pelos modelos de excitação. Enquanto no CST e HFSS o modelo de excitação considera o cabo coaxial como parte do dispositivo, no MoM a excitação é aproximada por um impulso de corrente aplicado diretamente sobre o *patch* metalizado. Esta divergência entre os modelos de fonte resulta em diferenças na distribuição de campo entre as placas, principalmente na região próxima à posição do fio que conecta o cabo coaxial ao *patch*, pois, enquanto no modelo do CST e HFSS a distribuição de campo é suposta nula na região do fio, no MoM estes são não nulos. Para avaliar a influência desta divergência no modelo de excitação na análise do comportamento da impedância de entrada destas antenas, são considerados os resultados de diferentes espessuras da camada de dielétrico, partindo da premissa que, com a redução desta camada, diminua-se a região de divergência e que os resultados do HFSS e CST se aproximem aos resultados do MoM.

As Figuras 5.34, 5.36 e 5.38 apresentam os resultados da parte resistiva da impedância de entrada obtida pelo HFSS e MoM para antenas com camadas de dielétrico de espessura 0,794 mm, 1,588 mm e 3,176 mm, respectivamente. As Figuras 5.35, 5.37 e 5.39 apresentam os resultados da parte reativa da impedância de entrada.

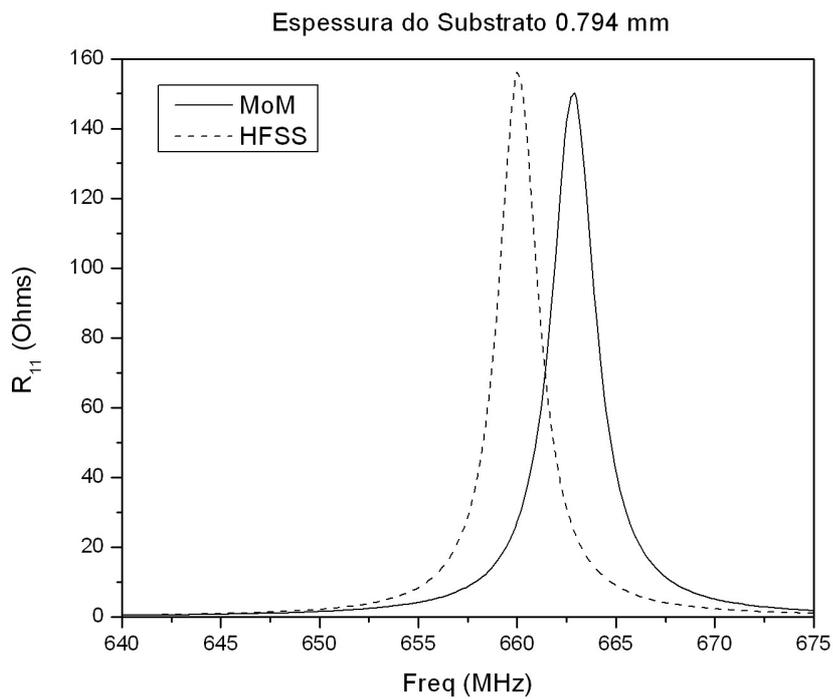


Figura 5.34 – Parte resistiva da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 0,794 mm

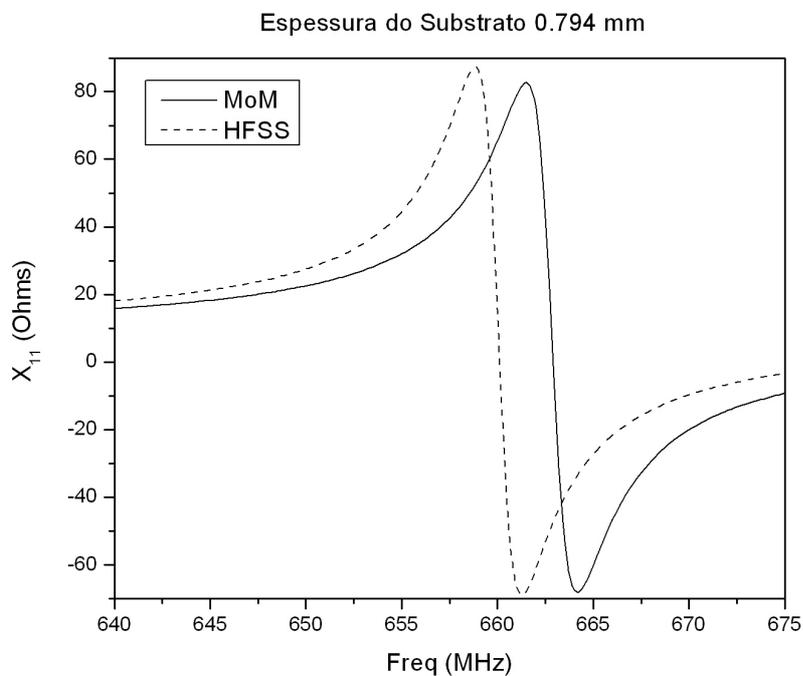


Figura 5.35 – Parte reativa da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 0,794 mm

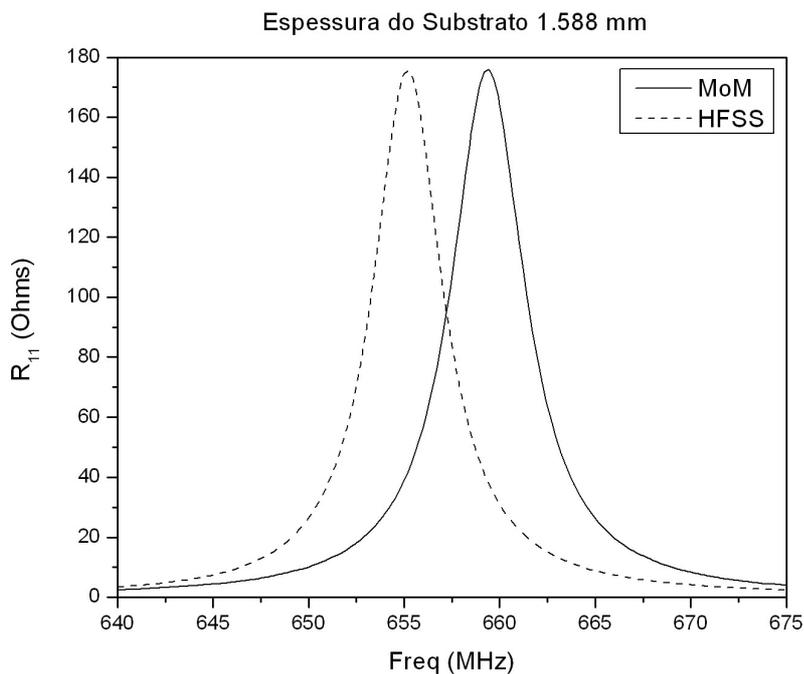


Figura 5.36 – Parte resistiva da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 1,588 mm

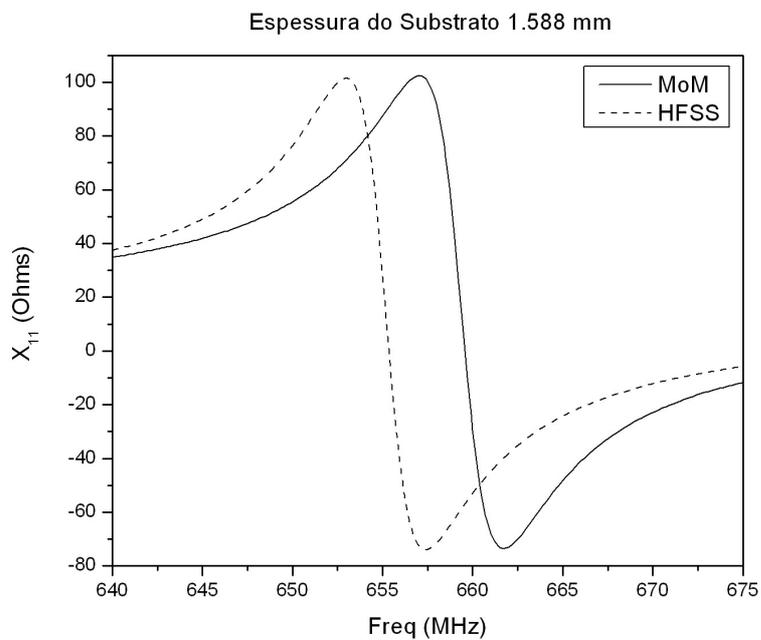


Figura 5.37 – Parte reativa da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 1,588 mm

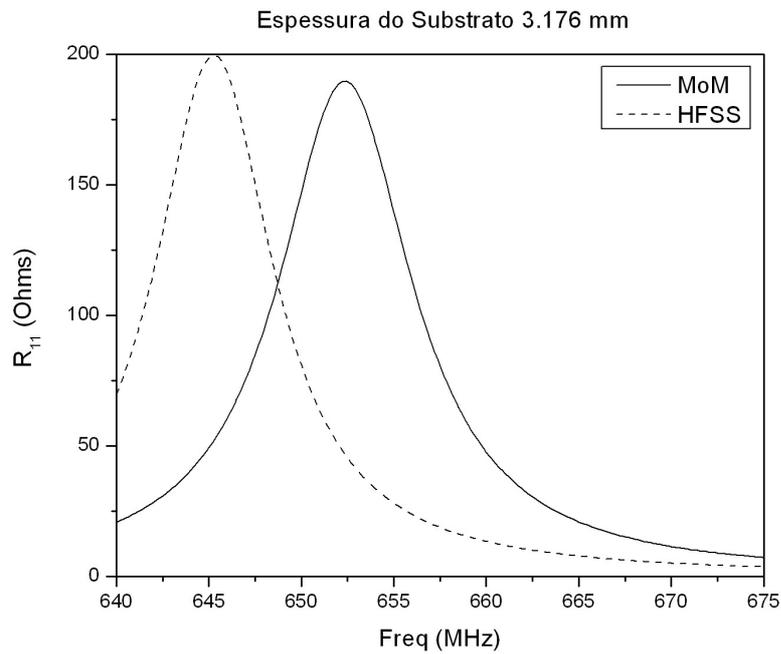


Figura 5.38 – Parte resistiva da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 3,176 mm

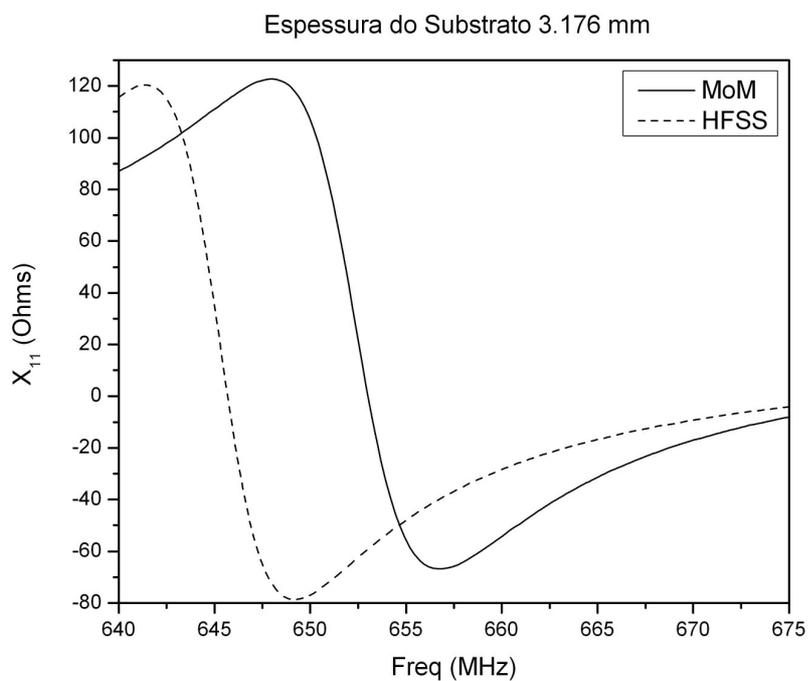


Figura 5.39 – Parte reativa da impedância de entrada obtida pelo HFSS em comparação com o resultado obtido pelo MoM para dielétrico de espessura 3,176 mm

As partir das Figuras 5.34-39 é possível observar que, quanto mais fina a camada de dielétrico, mais os resultados do HFSS se aproximam aos resultados do MoM. A Tabela 5.1 apresenta uma comparação entre as frequências de ressonância obtidas pelo MoM e pelo HFSS para diferentes espessuras de dielétrico.

Espessura do Substrato	Frequência de Ressonância (MoM)	Frequência de Ressonância (HFSS)	Diferença entre Frequências de Ressonância
0.794 mm	663 MHz	660 MHz	3 MHz
1.588 mm	659.5 MHz	655 MHz	4.5 MHz
3.176 mm	652.5 MHz	645.5 MHz	7 MHz

Tabela 5.1 – Frequência de Ressonância

Confirma-se, portanto, a partir da Tabela 5.1, que quanto mais fina a camada de substrato, menor é a região de discrepância com relação à distribuição de campo elétrico e mais a frequência de ressonância obtida pelo MoM se aproxima da frequência de ressonância obtida pelo HFSS. Dessa forma, é possível concluir que a diferença entre o modelamento da fonte no MoM e no HFSS é a principal causa das discrepâncias entre os resultados obtidos para a impedância de entrada da antena microfita.