

5.

Confronto Teórico de Síntese de Transformadores Baseada em Modelos Simplificados de Impedância

5.1

Introdução

Para se realizar a avaliação de desempenho do emprego do modelo simplificado de impedância em projetos de transformadores em guia de onda, optou-se por aplicarmos a técnica em um caso bastante usual, que é o de interconexão entre guias de onda padrão. Os resultados obtidos para a perda de retorno utilizando o modelo simplificado são comparados com os obtidos via técnica de análise rigorosa baseada em FDTD []. Neste caso, a escolha recaiu sobre os guias WR159 e WR137, devido a sua extensa utilização na indústria de equipamentos de comunicações por satélite; embora todas as análises que se seguirão pudessem ser todas escalonadas por comprimento de onda e frequência, uma vez que todos os guias retangulares padronizados no mercado guardam uma razão de aspecto similar como pode ser observado na Tabela 9. A decisão por se manter as dimensões em milímetros se deve ao desejo de se transparecer a real percepção física e percepção de sensibilidade mecânica desses componentes.

Nesta primeira parte do trabalho, o problema será também simplificado, tratando-se apenas de se compensar uma descontinuidade por vez, no plano “E” e no plano “H”. O problema de síntese e análise de transformadores em dois planos simultaneamente será tratado nos Capítulos 9 a 11.

5.2

Seleção dos Guias

Nesta seção será feita a escolha de um par de guias de onda comerciais para que sejam feitos exercícios de síntese de transformadores.

No Apêndice 2 – Tabela de Guias de Onda Retangulares Comerciais, encontra-se transcrita a tabela contendo a relação dos guias retangulares comerciais disponíveis de acordo com a Norma IEC 153.

Para o exercício de síntese de transformador de quarto de onda que desejamos fazer, poderiam ser eleitos quaisquer pares de guia da Tabela 9, desde que respeitadas e compatibilizadas suas frequências de operação.

Por interesse comercial, serão utilizados como exemplos guias WR159 e WR137, por ambos cobrirem a faixa de comunicações por satélite no sentido Terra-Espaço. As dimensões mecânicas e características elétricas destes guias encontram-se transcritas abaixo:

Guia de Onda	Freq. de Corte (GHz)	Freq. de Operação (GHz)	Dimensões 'a' e 'b' (mm)
WR159	3,711	4,64 a 7,05	40,386 x 20,193
WR137	4,301	5,38 a 8,17	34,849 x 15,799

Assim sendo, será buscada uma estrutura de adaptação em guia na faixa de frequências entre 5,38 e 7,05 GHz, que corresponde respectivamente à frequência inicial de operação do guia WR137 e à frequência final de operação do guia WR159. Desta forma, a estrutura de adaptação a ser sintetizada estará respeitando as faixas de operação permissíveis em ambas portas de entrada e saída.

Utilizaremos ao longo de todo este trabalho os resultados da análise por FDTD via programa CST Microwave Studio v5.2, como referência para confrontar e qualificar os métodos de síntese e análise mais simplificados que serão aqui propostos. Manteremos uma malha de 60 linhas por comprimento de onda e um limite mínimo de precisão de 80 dB para critério de convergência.

Uma avaliação em laboratório da precisão proporcionada pelo CST Microwave Studio, demonstrou total aderência dos resultados da simulação de perda por retorno da junção direta WR159-WR137 obtida por FDTD, (utilizando-se a parametrização de diferenças finitas mencionada no parágrafo anterior), contra os resultados medidos de perda de retorno dessa mesma junção, utilizando-se Analisador de Redes Vetorial HP8510C.

No “set-up” experimental foram utilizados os kits de calibração da Maury Microwave, o que permitiu atingir uma diretividade residual de -45 dB. Não foram identificadas diferenças perceptíveis, entre os resultados teóricos e práticos, acima dos erros eventualmente introduzidos pela diretividade mencionada (da ordem de +/-0.5 dB).

Desta forma pudemos eleger a técnica de modelagem e análise por FDTD como referência para comparação de precisão dos demais métodos teóricos propostos neste trabalho, em substituição a dispendiosa tarefa e prototipagem dos inúmeros transformadores que serão sintetizados ao longo das próximas Seções e Capítulos deste documento.

Assim sendo, primeiramente foi modelada e analisada por FDTD a situação inicial referente à junção direta dos dois guias de onda - WR159 e WR137, e o pior valor de descasamento foi encontrado no extremo superior da banda, em 7,1 GHz, que apresenta 20,4 dB de perda de retorno (Figura 13).

As escalas apresentadas nos diversos gráficos que se sucederão e que ilustram este trabalho permanecerão inalteradas (de 0 a -80 dB; e de 5,3 a 7,1 GHz), para facilitar a percepção visual de alterações de comportamento de perda de retorno dentre as diversas estruturas de casamento que serão sintetizadas e analisadas.

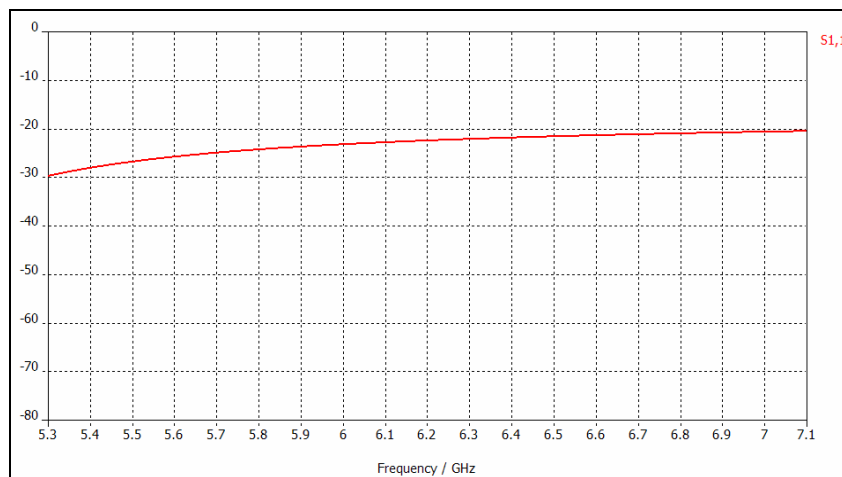


Figura 13 – Perda de retorno na junção WR137-WR159 por FDTD.

Passaremos a apresentar a partir da Seção seguinte as técnicas para a síntese inicial do transformador em guia de onda em um único plano (plano E ou H).

O problema de síntese, análise e otimização de transformadores em dois planos simultaneamente, homogêneos ou não-homogêneos, é tratado nos Capítulos finais deste trabalho.

5.3

Síntese do transformador no Plano H

Para esta primeira síntese em um único plano, iremos tratar um transformador apenas com variação no plano H, ou seja, manteremos a altura 'b' do guia retangular constante (Figura 14).

Para a escolha dessa dimensão 'b', adotaremos o menor valor de 'b' entre os guias WR159 e WR137, e combinaremos com as respectivas larguras 'a', formando assim as dimensões dos guias de entrada e saída desse exercício. Dessa forma evitamos a ocorrência de modos superiores (Figura 14).

Assim sendo, os guias de entrada e saída do transformador são descritos pelas dimensões abaixo:

Dimensões 'a' e 'b' do guia de entrada: 40,386 x 15,799 mm

Dimensões 'a' e 'b' do guia de saída: 34,849 x 15,799 mm

Embora se esteja trabalhando dentro das faixas de frequência de operação recomendadas por norma e, conseqüentemente, se esteja distante das frequências de corte dos modos superiores, segue abaixo uma tabela (Tabela 1) confirmando os modos superiores em condição evanescente:

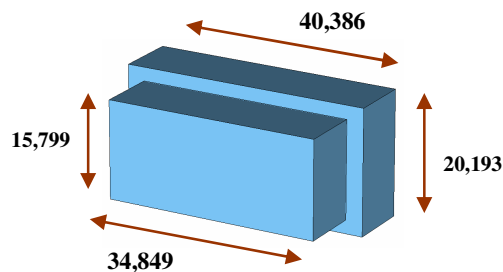


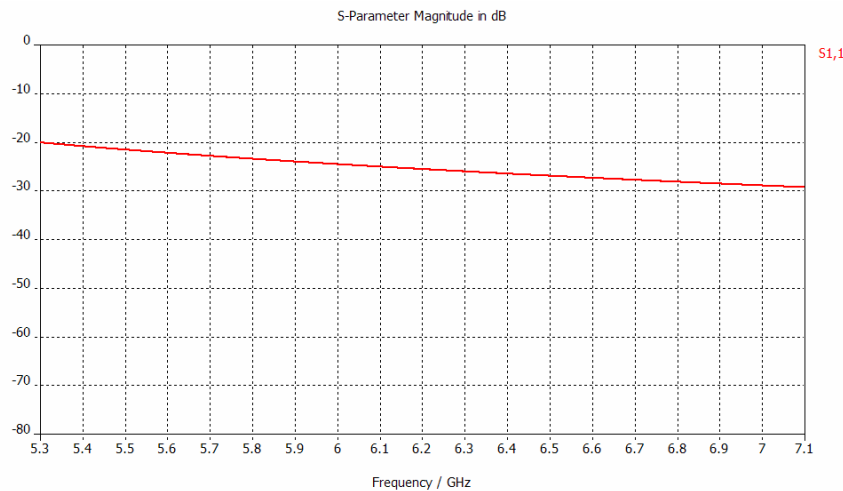
Figura 14 – Acoplamento entre guia WR137 e WR159.

Tabela 1 – Modos encontrados nos guias do transformador no plano H.

guia retangular	a (mm)	40,39	Fc TE10 (GHz)	Fc TE/TM11 (GHz)	FC TE/TM20 (GHz)	FC TE/TM12 (GHz)	FC TE/TM21 (GHz)
	b (mm)	15,80	3,712	10,188	7,423	19,335	12,047

guia retangular	a (mm)	34,85	Fc TE10 (GHz)	Fc TE/TM11 (GHz)	FC TE/TM20 (GHz)	FC TE/TM12 (GHz)	FC TE/TM21 (GHz)
	b (mm)	15,80	4,301	10,417	8,603	19,457	12,807

A junção direta destes dois guias de onda foi modelada e analisada por FDTD, e o pior valor de descasamento foi encontrado no extremo inferior da banda, em 5,3 GHz, que apresenta 20dB de perda de retorno (Figura 15).

**Figura 15 – Perda de retorno por FDTD da descontinuidade no plano H.**

Para possibilitar a síntese e a análise de transformadores de quarto de onda em guia retangular conforme os modelos simplificados apresentados nas Seções 2, 3.2 e 4 foi elaborado um programa em linguagem FORTRAN – TRAFOWG.EXE, conforme fluxograma detalhado no Apêndice 1.

Observe que nesta primeira abordagem, não serão contemplados os descasamentos de fator de forma dos campos elétricos nas junções das seções, nem as distorções de campo reativo nas descontinuidades formadas pelos degraus das junções dos trechos de guia.

Nas Seções 6 e 7, estes efeitos serão modelados e representados como transformadores de impedância e reatâncias parasitas concentradas nos planos das descontinuidades dos guias.

Para esse exercício de comparação será padronizado o número de seções de quarto de onda igual a 2 (dois), o que deve permitir à estrutura de adaptação atingir desempenho superior a 40dB de perda por retorno.

A listagem de saída do programa TRAFOWG, após a síntese de um transformador de 2 seções do tipo binomial, é apresentado no Apêndice 2 – .

Para efeito de comparação e determinação da precisão do método, tanto a conexão direta entre os guias assim como a estrutura de transformador sintetizada pelo programa TRAFOWG foram modeladas e analisadas por FDTD.

A Figura 16 abaixo apresenta a comparação gráfica, e a discrepância, entre o resultado obtido por FDTD e pelo modelo simplificado de impedância em guia de onda, para o caso de análise da junção direta entre os dois guias em questão, com descontinuidade no plano H.

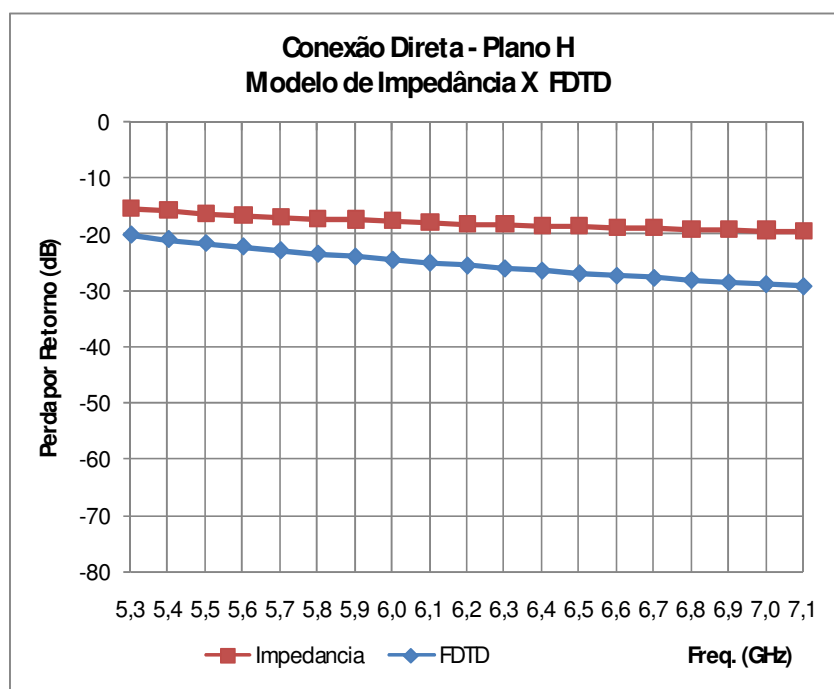


Figura 16 – Perda de retorno da descontinuidade no plano H obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

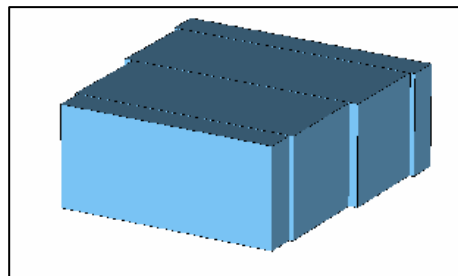


Figura 17 – Transformador de 2 seções plano H.

Para uma melhor comparação visual, os resultados de desempenho de perda por retorno do transformador obtidos por FDTD e pelo método de

impedância foram combinados em gráfico único (Figura 18), os quais destacam a discrepância entre esses mencionados métodos.

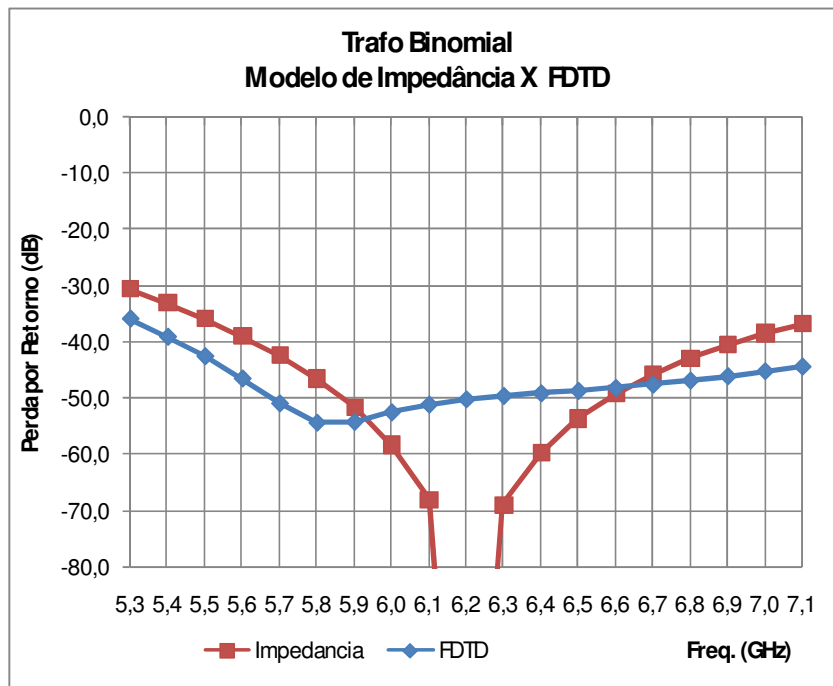


Figura 18 – Perda de retorno do transformador de 2 seções no plano H, binomial, obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

Pode-se observar que:

- Há uma forte discrepância que pode ser visualizada no gráfico da Figura 16, comparativo para o caso de conexão direta. É interessante observar que o resultado obtido por FDTD remete a um descasamento da junção direta não tão acentuado como o modelo por impedância indica. A explicação para este fenômeno e o refinamento do modelo de impedância será apresentado no Capítulo 6.

- No caso do transformador (Figura 18) por um casual efeito de cancelamento de erros sistemáticos, as curvas apresentam melhor concordância do que no caso de conexão direta, embora esse desempenho também se mostre insuficiente. Embora os valores absolutos de perda por retorno estejam relativamente baixos, o comportamento típico do transformador binomial não se preservou na síntese por ‘impedância’, desaparecendo o casamento que deveria ter ocorrido na região da frequência de síntese, ou seja, na região no entorno de 6.2 GHz.

Estas discrepâncias encontradas se devem não só à forma pobre como o descasamento do fator de forma de campo elétrico é modelado nas junções dos guias pelo modelo de impedância, mas também às distorções de campo reativo nas descontinuidades do transformador, conforme apontado na Figura 19 a seguir.

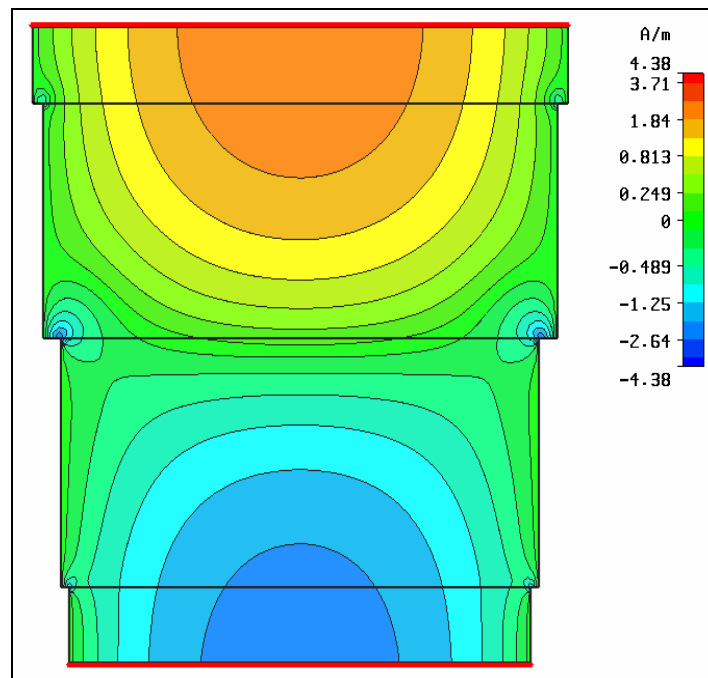


Figura 19 – Campo magnético no transformador de 2 seções, binomial, no plano H, obtido por FDTD.

Outro aspecto a considerar é que, mesmo na análise utilizando o modelo simplificado de impedância, nota-se uma resposta assimétrica entre as frequências limites inferior e superior, o que já era esperado pelo comportamento dispersivo do guia de onda.

Foi também realizado um segundo exercício de síntese, pelo método de Chebyshev, com os resultados abaixo.

A listagem de saída do programa TRAFOWG, após a síntese e um transformador de duas seções do tipo Chebyshev, é apresentado no Apêndice 4 – .

Da mesma forma que o exercício de síntese do transformador binomial, uma análise através de FDTD foi realizada.

O gráfico da Figura 20 apresenta a previsão de desempenho do transformador Chebyshev quando sintetizado e analisado pelo método de impedância, confrontado com a análise da mesma estrutura em FDTD.

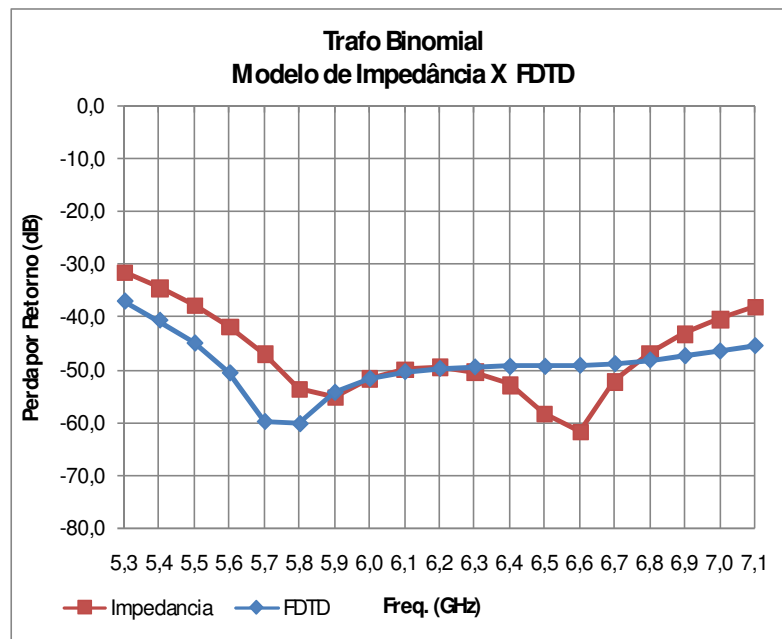


Figura 20 – Perda de retorno do transformador de 2 seções, Chebyshev, no plano H, obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

As considerações a serem feitas são as mesmas do caso binomial, destacando-se adicionalmente que, assim como no caso Binomial, o comportamento típico do transformador Chebyshev também não se preservou na síntese por ‘impedância’, porém desaparecendo o casamento que deveria ter ocorrido nas regiões das frequências de 5.8 e 6.6 GHz.

5.4

Síntese do transformador no Plano E

De maneira similar ao realizado no Tópico 5.2, iremos tratar um transformador com variação apenas no plano E, ou seja, manteremos a largura ‘a’ do guia retangular constante (Figura 21).

Para a escolha dessa dimensão ‘a’, adotaremos o menor valor de ‘a’ entre os guias WR159 e WR137, e combinaremos com as respectivas alturas ‘b’, formando assim as dimensões dos guias de entrada e saída desse exercício. Dessa forma evitamos a ocorrência de modos superiores.

Assim sendo, os guias de entrada e saída do transformador são descritos pelas dimensões a seguir:

Dimensões 'a' e 'b' do guia de entrada: 34,849 x 20,193 mm

Dimensões 'a' e 'b' do guia de saída: 34,849 x 15,799 mm

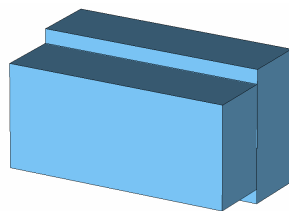


Figura 21 – Transformador de 2 seções plano E.

Segue abaixo uma tabela (Tabela 2) confirmando os modos superiores em condição evanescente:

Tabela 2 – Modos encontrados nos guias do transformador no plano E.

guia retangular	a (mm)	34,85	Fc TE10 (GHz)	Fc TE/TM11 (GHz)	FC TE/TM20 (GHz)	FC TE/TM12 (GHz)
	b (mm)	20,19	4,301	8,580	8,603	15,457
guia retangular	a (mm)	34,85	Fc TE10 (GHz)	Fc TE/TM11 (GHz)	FC TE/TM20 (GHz)	FC TE/TM12 (GHz)
	b (mm)	15,80	4,301	10,417	8,603	19,457

A junção direta destes dois guias de onda foi modelada e analisada por FDTD (Figura 22).

Para o caso da descontinuidade no plano E, os valores de perda por retorno estão estáveis entre 18 e 18,2 dB, o que cria uma expectativa de melhor coerência quando da síntese do transformador pelo método de impedância de guia.

Esta melhora na concordância se deve a ausência de efeito de transformação de impedância que é usual nas descontinuidades no plano H (como será apresentado na Seção 6.3).

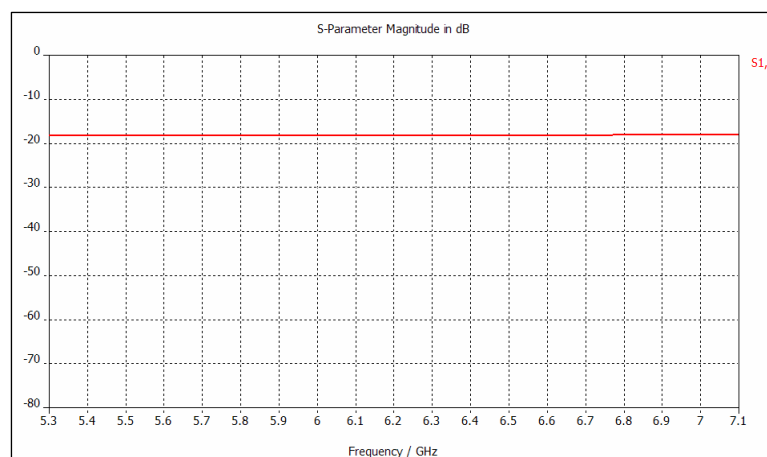


Figura 22 – Perda de retorno por FDTD da descontinuidade no plano E.

A listagem de saída do programa TRAFOWG, após a síntese e um transformador de 2 seções do tipo binomial, é apresentado no Apêndice 5 –

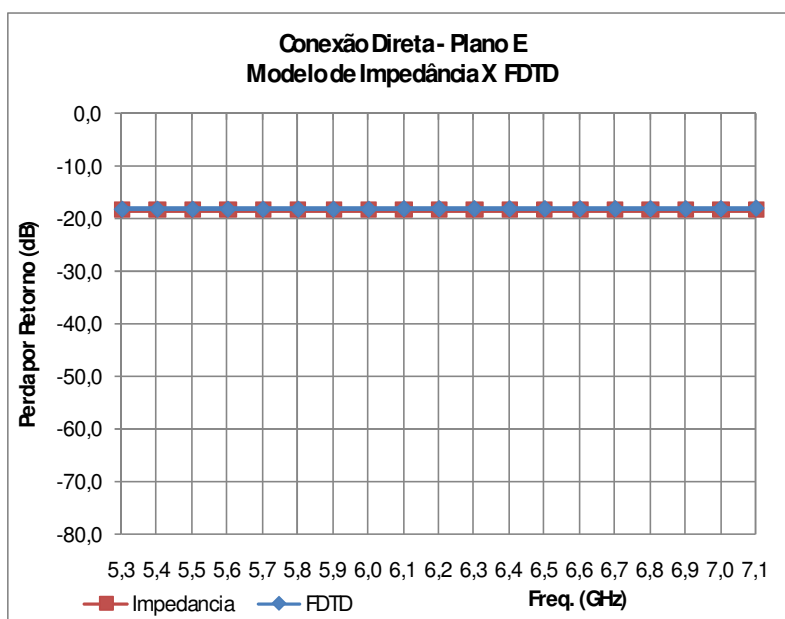


Figura 23 – Perda de retorno da descontinuidade no plano E obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

Da mesma forma, uma análise através de FDTD foi realizada. A perda de retorno por FDTD é apresentada na Figura 24.

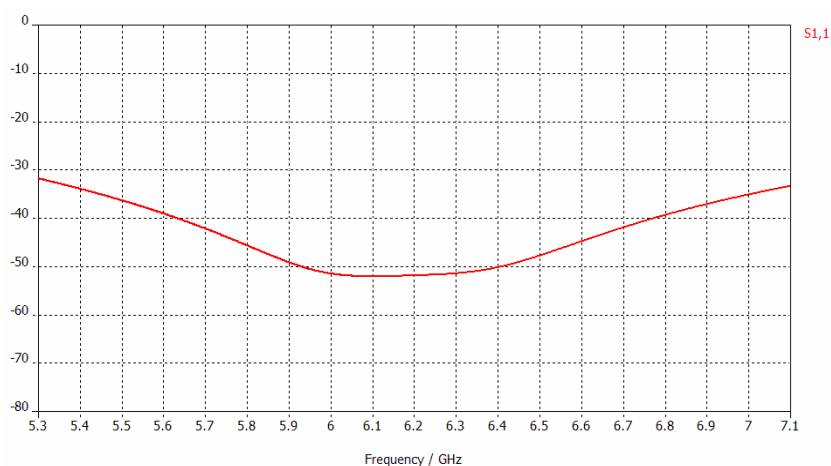


Figura 24 – Perda de retorno do transformador de 2 seções, binomial, plano E, por FDTD.

O gráfico da Figura 25 apresenta a previsão de desempenho do transformador binomial quando sintetizado e analisado pelo método de impedância, confrontado com a análise da mesma estrutura em FDTD.

Novamente, observam-se as discrepâncias que se devem não só à forma pobre como o descasamento do fator de forma de campo elétrico é modelado nas junções de guia, mas também às distorções de campo reativo nas descontinuidades do transformador apontado na Figura 26.

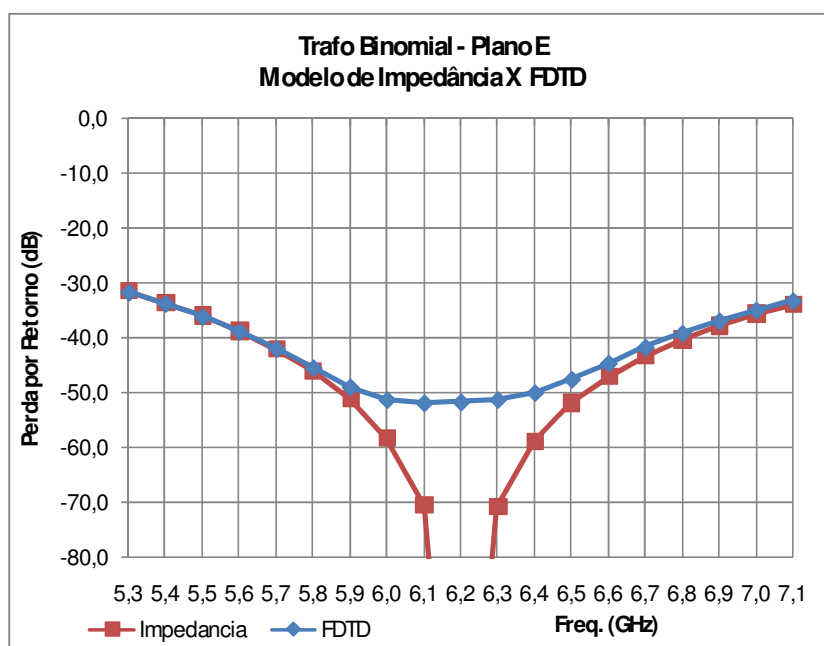


Figura 25 – Perda de retorno do transformador de 2 seções no plano E, binomial, obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

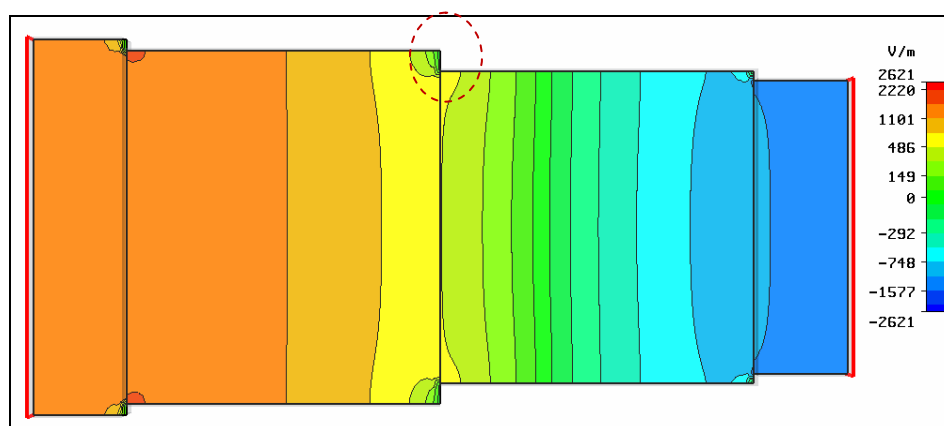


Figura 26 – Campo elétrico no transformador de 2 seções, binomial, no plano H, obtido por FDTD.

Conforme pode ser observado dos exercícios de síntese e de análise utilizando o modelo simplificado de impedância, em situações não críticas e desempenho, o método pode se mostrar aplicável.

Porém, a grande maioria das situações de projeto exige maior precisão. No Capítulo 6 seguinte, serão agregados modelos de elementos concentrados ao modelo de impedância, buscando refinar o processo proposto.