

9.

Aplicação do Modelo de Impedância em Descontinuidades de Guia de Onda (caso de 2 Planos)

9.1

Introdução

Nos Capítulos precedentes foram apresentadas técnicas para a síntese, a análise e a otimização de transformadores com descontinuidades em um único plano.

Embora as estruturas de casamento em um único plano sejam também comuns em cadeias de componentes de onda guiada, o estudo não estaria completo sem abordar o caso geral de descontinuidades em dois planos, homogêneas e não-homogêneas.

A presença deste tipo de descontinuidade é inevitável em projetos de sistemas alimentadores de antenas ou sistemas de banda larga, múltiplas bandas e/ou polarizações.

Neste Capítulo será demonstrado a fragilidade dos modelos de impedância quando aplicados para o cálculo desses transformadores, e a necessidade de introduzirmos correções nesses modelos de forma a que passem a ser viáveis face aos requisitos de desempenho atuais.

Assim sendo, serão aplicados aqui os modelos apresentados nas Seções 2, 3 e 4 para o caso geral de síntese e análise de transformadores em guia retangulares, com descontinuidades nos planos E e H.

9.2

Síntese de Transformadores Homogêneos através de Modelos de Impedância simplificados – Confronto Teórico

Para exemplificar o caso geral de transformadores homogêneos em dois planos, vamos adotar os mesmos guias de onda básicos que utilizamos nos exemplos das seções anteriores, ou seja, a implementação para podermos fazer o

confronto teórico se dará em um transformador entre guias WR137 e WR159 (Figura 39).

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 20.193 mm

Dimensões 'a' e 'b' do guia de saída: 34.849 x 15.799 mm

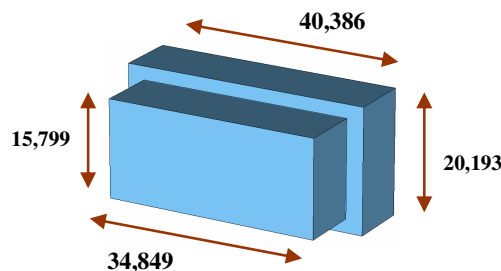


Figura 39 - Junção WR137-WR159.

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 confirmando os modos superiores em condição evanescente:

Tabela 9 – Frequências de corte dos modos superiores dos guias WR159 e WR137.

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)	20,19	3,712	8,300	7,423	15,304	10,498
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 superior da banda, em 7.1 GHz, que apresenta 20,dB de perda de retorno (Figura 40).

A síntese e a análise dos transformadores de quarto de onda em guia retangular foram realizadas conforme os modelos simplificados apresentados nas Seções 2, 3.2 e 4, através do programa FORTRAN – TRAFOWG.EXE.

Observe que nesta primeira abordagem, não está contemplado o descasamento do fator de forma dos campos elétricos nas junções das seções, nem

as distorções de campo reativo nas discontinuidades formadas pelos degraus das junções dos trechos de guia.

No Capítulo 10 estes efeitos parasitas serão modelados e as estruturas sintetizadas serão rerepresentadas e reanalisadas nos Capítulos 11 e 12.

Para esse exercício de comparação continuaremos com a padronização de número de seções de quarto de onda igual a 2 (dois).

A listagem de saída do programa TRAFOWG, após a síntese de um transformador de 2 seções do tipo binomial, é apresentada no Apêndice 8 – .

A Figura 40 abaixo apresenta a comparação gráfica para a perda de retorno, 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.

É interessante observar que o resultado da FDTD não aponta nenhum efeito ressonante dessa junção, ao contrário do que o modelo simplificado de impedância erroneamente induz. Esta suposta ressonância apresentada pelo modelo simplificado e impedância é resultado da combinação da variação não linear da impedância (em função da frequência) devido à alteração da dimensão dos guias no plano H, com a variação da componente linear de variação da impedância devido a descontinuidade no plano E dos guias.

Ou seja, o modelo simplificado de impedância em guia de onda, que se mostrou impreciso no modelamento de junções com descontinuidades em um plano, agora não se mostra sequer como uma ferramenta tosca passível de ser utilizada para a análise de junções em guias de onda, no caso de descontinuidades em dois planos.

Continuaremos mesmo assim a explorar na seqüência o modelo de impedância para o caso de transformadores, na expectativa de que este possa apresentar o mesmo efeito de cancelamento de erros sistemáticos ao longo ds estrutura e linhas de quarto de onda.

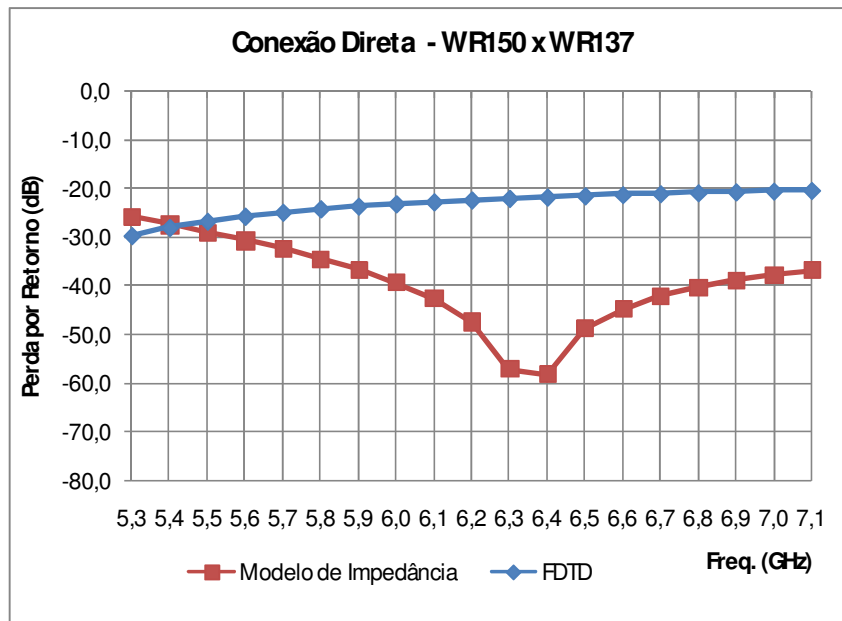


Figura 40 – Perda de retorno da descontinuidade WR159-WR137 obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

Para efeito de comparação e determinação da precisão do método a estrutura de transformador sintetizada pelo programa TRAFOWG foi modelada e analisada por FDTD.

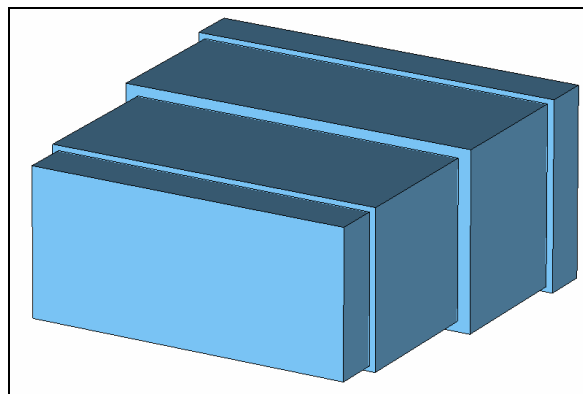


Figura 41 – Transformador de 2 seções WR159-WR137

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 um gráfico único - Figura 42, os quais destacam a discrepância entre esses mencionados métodos.

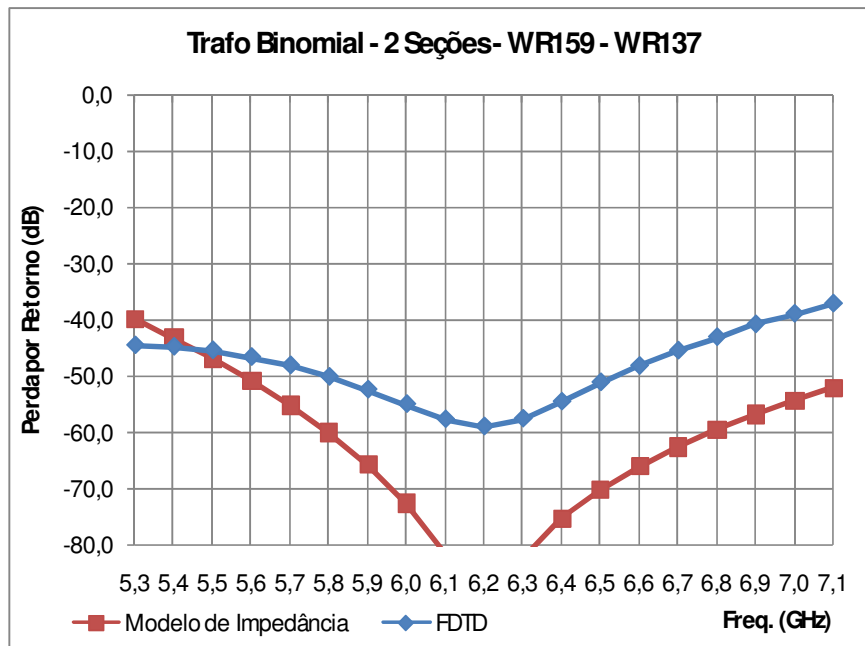


Figura 42 – Perda de retorno do transformador de 2 seções WR159-WR137, binomial, obtida por FDTD e pelo modelo de impedância.

Pode-se observar que:

- Há uma forte discrepância que pode ser visualizada no gráfico da Figura 42, comparativo para o caso de conexão direta. Discrepâncias da ordem de 20dB em valores de -10dB de perda de retorno são facilmente identificáveis, principalmente nas frequências no entorno de 6.9GHz.

- No caso do transformador da Figura 41, 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 (melhores que -40dB), 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, mas também às distorções de campo reativo nas discontinuidades do transformador, conforme pode ser observado na

Figura 43 (planos E e H respectivamente) a seguir.

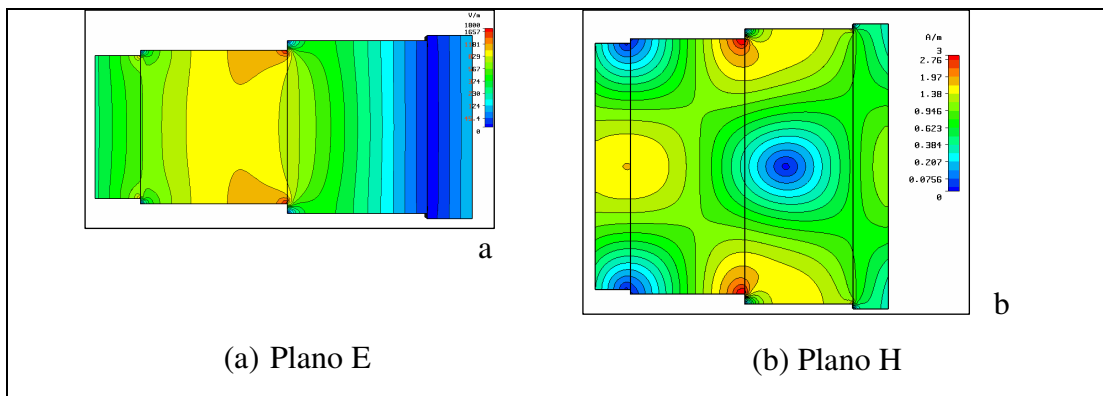


Figura 43 – Campos elétrico e magnético no transformador de 2 seções, binomial, WR137-WR159, obtido por FDTD.