10.

Métodos Varacionais aplicados ao modelamento de Descontinuidades em Guia em dois planos

10.1

Introdução

Conforme esperado, os resultados apresentados no Capítulo 9 mostraram as fortes limitações do modelo simplificado de impedância.

A questão natural que se coloca neste momento é se modelos varacionais poderiam se apresentar para suprir tais limitações, como fora demonstrado para os casos de descontinuidades em um único plano – Tópicos 7.2 e 7.3.

Porém, é curioso que não foram elaborados modelos varacionais para o caso de descontinuidade em dois planos, seja para o caso de descontinuidade homogênea, seja para o caso não homogêneo.

Baseados nas experiências relatadas nos capítulos anteriores, este capítulo apresenta uma proposta para o cálculo dos parâmetros que descrevem ocomportamento de descontínuidade nos dois planos. As expressões foram construídas a partir da introdução de modificações heurísticas nas formulações varacionais apresentadas nas Seções 6.3 e 6.4, extendendo a amplitude de tais modelos para que pudessem ser aplicados ao caso geral de descontinuidades em dois planos, homogêneas ou não-homogêneas.

10.2

Métodos Varacionais aplicados ao Modelamento de Descontinuidades Homogêneas em Guia – Abordagem Heurística

A Figura 44 apresenta a geometria que envolve a descontinuidade homogênea em dois planos em guia de onda, assumindo o guia de entrada como o guia de dimensões “a” e “b”.

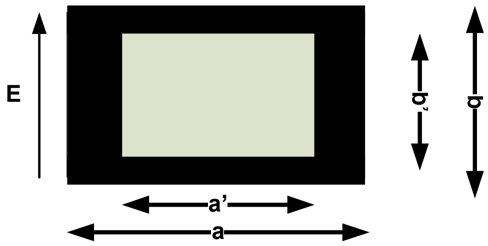

Figura 44 – Descontinuidade homogênea – seção transversal.

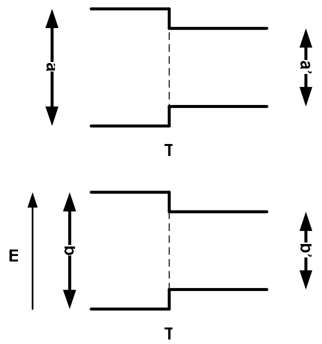

Figura 45 – Geometria da descontinuidade homogênea.

É natural que, de forma qualitativa, o coeficiente de reflexão de tal descontinuidade apresente duas componentes reativas. Uma componente capacitiva devido ao estreitamento da altura do guia de onda, e uma componente indutiva devido ao estreitamento da largura do guia de onda, (largura é definida pela dimensão do guia de onda que é ortogonal ao campo elétrico).

A questão é se podemos combinar as equações que modelam cada tipo de descontinuidade individualmente (Eq.(6.1), Eq.(6.4), Eq.(6.5), Eq.(6.6), Eq.(6.7) e Eq.(6.9)), de forma a representar a descontinuidade dupla.

Se observarmos a Eq.(6.1), podemos identificar que a componente real do coeficiente de reflexão devido a mudança de altura do guia de onda guarda perfeita correspondência com o modelo simplificado de impedância.

O mesmo não acontece com a relação representada através das Eq.(6.6) e Eq.(6.7). Isso sugere que adicionemos uma transformação de impedância no plano da descontinuidade.

Essa transformação de impedância atuaria diretamente no valor da impedância Z'_0 quando observada a partir do primeiro guia Z_0 .

No entanto a reatância capacitiva devido às distorções no plano do campo elétrico acontece na região próxima à descontinuidade, porém no interior do guia de maior altura. Assim sendo, os valores calculados através da Eq.(6.9) se referenciariam a um capacitor localizado no lado esquerdo do plano da descontinuidade desenhada na Figura 44. O mesmo raciocínio pode ser aplicado para o caso da descontinuidade no plano da largura do guia de onda.

Figura 46 abaixo mostra o circuito equivalente proposto para o caso de descontinuidade homogênea:

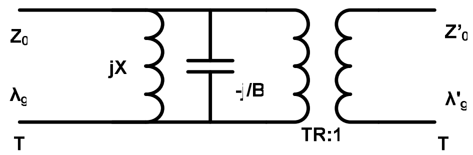

Figura 46 – Circuito equivalente da descontinuidade homogênea.

Onde Z_0 e Z'_0 são as impedâncias características dos guias de entrada e saída e são calculadas de acordo com a equação Eq. 3.7, ou seja:

$$Z_O(\Omega) = \frac{b}{a}\frac{376.991}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right)}} \tag{10.1}$$

$$Z_O^{'}(\Omega) = \frac{b^{'}}{a^{'}}\frac{376.991}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\lambda}{2a^{'}}\right)^2\right)}} \tag{10.2}$$

TR é a relação de transformação de impedância dada por:

$$TR \approx \left[\frac{\lambda_g{'}a'}{\lambda_g a}(1.750)\left(1-0.58\alpha^2\right)\right]\left[\frac{Z_O}{Z_O^{'}}\frac{b^{'}}{b}\right] \qquad para \quad \alpha << 1 \tag{10.3}$$

$$TR \approx \left[\frac{\lambda_g{'}a'}{\lambda_g a}\left(1+\beta+\frac{\beta^2}{2}\right)\right]\left[\frac{Z_O}{Z_O^{'}}\frac{b^{'}}{b}\right] \qquad para \quad \beta << 1 \tag{10.4}$$

Onde α e β são definidos como:

$$\alpha = \frac{a'}{a} = (1-\beta) \tag{10.5}$$

A susceptância capacitiva jB é calculada através das Eq.(6.4) e Eq.(6.5), fixando para o cálculo a largura "a" e o comprimento de onda λ_g, e é referenciada à impedância característica Z_0, ou seja:

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g}\left[\ln\left(\frac{2{,}7183}{4\alpha}\right) + \frac{\alpha^2}{3} + \frac{1}{2}\left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2 \left(1-\alpha^2\right)^4\right] \qquad para\ \frac{b'}{b} < 0{,}6 \tag{10.6}$$

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g}\left(\frac{\delta}{2}\right)^2 \left[\frac{2\ln\left(2/\delta\right)}{(1-\delta)} + 1 + \frac{17}{16}\left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2\right] \qquad para\ \frac{b'}{b} > 0{,}6 \tag{10.7}$$

A reatância indutiva do modelo é calculada através das Eq.(6.9) e Eq.(6.12), fixando para o cálculo a largura "a" e o comprimento de onda λ_g, ou seja, é referenciada à impedância característica Z_0.

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} 2.330\alpha^2\left(1+1.56\alpha^2\right)\left(1+6.75\alpha^2 Q\right) \qquad para\ \alpha << 1 \tag{10.8}$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{\lambda_g}{2a} \frac{\beta^2(1+\beta)\ln\left(2/\beta\right)}{\left(1-\frac{\beta}{2}\right)} \left(1 - \frac{27}{8}\left(\frac{Q+Q'}{1+8\ln\left(2/\beta\right)}\right)\right) \qquad para\ \beta << 1 \tag{10.9}$$

onde:

$$\alpha = \frac{a'}{a} = (1-\beta) \tag{10.10}$$

$$Q = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2} \tag{10.11}$$

$$Q' = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a'}{3\lambda}\right)^2} \tag{10.12}$$

A impedância característica Z_0' do guia de saída, assume no plano antes da descontinuidade, o valor Z_0'', quando observada a partir do primeiro guia de entrada, ou seja:

$$Z_O^{''} = Z_O^{'} \times TR \tag{10.13}$$

Assim sendo, para o cálculo da impedância vista a partir do guia de entrada 1, o circuito equivalente final na descontinuidade, composto por elementos concentrados pode ser descrito como na Figura 47.

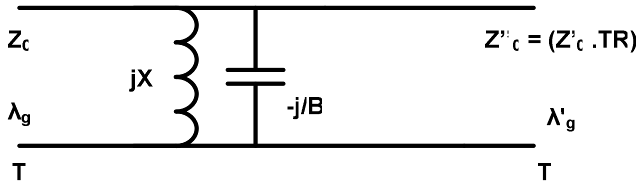

Figura 47 – Circuito equivalente transformado da descontinuidade homogênea.

10.3
Métodos Varacionais aplicados ao Modelamento de Descontinuidades Não-Homogêneas em Guia – Abordagem Heurística

A Figura 48 apresenta a geometria que envolve a descontinuidade não-homogênea em dois planos em guia de onda, assumindo o guia de entrada como o guia de dimensões "a" e "b".

De maneira similar ao caso do Item 10.2 anterior, e de forma qualitativa, o coeficiente de reflexão de tal descontinuidade apresenta também duas componentes reativas.

A diferença com relação ao caso de descontinuidade homogênea é a localização da reatância capacitiva que modela a descontinuidade no plano do campo elétrico. A reatância capacitiva devido às distorções no plano do campo elétrico acontece na região próxima à descontinuidade no interior do guia de maior altura. Assim sendo, os valores calculados através da Eq.(6.9) se referenciam a um capacitor localizado no lado direito do plano da descontinuidade desenhada na Figura 48.

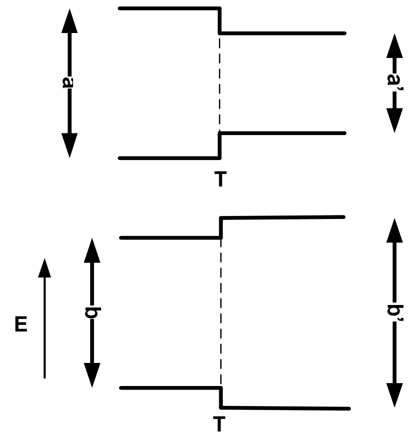

Figura 48 – Geometria da descontinuidade não-homogênea.

Veja na Figura 49 a seguir o circuito equivalente proposto para o caso de descontinuidade não-homogênea:

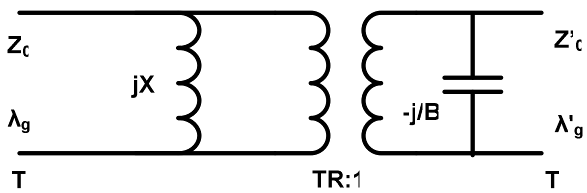

Figura 49 – Circuito equivalente da descontinuidade não-homogênea.

Onde Z_0 e Z'_0 são as impedâncias características dos guias de entrada e saída e são calculadas de acordo com a equação Eq. 3.7, ou seja:

$$Z_O(\Omega) = \frac{b}{a}\frac{376.991}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right)}} \tag{10.14}$$

$$Z'_O(\Omega) = \frac{b'}{a'}\frac{376.991}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\lambda}{2a'}\right)^2\right)}} \tag{10.15}$$

TR é a relação de transformação de impedância dada por:

$$TR \approx \left[\frac{\lambda_g' a'}{\lambda_g a}(1.750)\left(1-0.58\alpha^2\right)\right]\left[\frac{Z_O}{Z_O'}\frac{b'}{b}\right] \qquad para \quad \alpha << 1 \tag{10.16}$$

$$TR \approx \left[\frac{\lambda_g' a'}{\lambda_g a}\left(1+\beta+\frac{\beta^2}{2}\right)\right]\left[\frac{Z_O}{Z_O'}\frac{b'}{b}\right] \qquad para \quad \beta << 1 \tag{10.17}$$

Onde α e β são definidos como:

$$\alpha = \frac{a'}{a} = (1-\beta) \tag{10.18}$$

A susceptância capacitiva jB é calculada através das Eq.(6.4) e Eq.(6.5), fixando para o cálculo a largura " a' " e o comprimento de onda λ'_g , ou seja, é referenciada à impedância característica Z'_0, ou seja:

$$\frac{B}{Y_O'} \approx \frac{2b}{\lambda_g'}\left[\ln\left(\frac{e}{4\alpha}\right)+\frac{\alpha^2}{3}+\frac{1}{2}\left(\frac{b}{\lambda_g'}\right)^2\left(1-\alpha^2\right)^4\right] \qquad para \ \frac{b'}{b} < 0{,}6 \tag{10.19}$$

$$\frac{B}{Y_O'} \approx \frac{2b}{\lambda_g'}\left(\frac{\delta}{2}\right)^2\left[\frac{2\ln\left(2/\delta\right)}{(1-\delta)}+1+\frac{17}{16}\left(\frac{b}{\lambda_g'}\right)^2\right] \qquad para \ \frac{b'}{b} > 0{,}6 \tag{10.20}$$

A reatância indutiva do modelo é calculada através das Eq.(6.9) e Eq.(6.12), fixando para o cálculo a largura "a" e o comprimento de onda λ_g , ou seja, é referenciada à impedância característica Z_0.

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} 2.330\alpha^2\left(1+1.56\alpha^2\right)\left(1+6.75\alpha^2 Q\right) \qquad para \ \alpha << 1 \tag{10.21}$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{\lambda_g}{2a}\frac{\beta^2(1+\beta)\ln\left(2/\beta\right)}{\left(1-\frac{\beta}{2}\right)}\left(1-\frac{27}{8}\left(\frac{Q+Q'}{1+8\ln\left(2/\beta\right)}\right)\right) \qquad para \ \beta << 1 \tag{10.22}$$

onde:

$$\alpha = \frac{a'}{a} = (1-\beta) \tag{10.23}$$

$$Q = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2} \qquad (10.24)$$

$$Q' = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a'}{3\lambda}\right)^2} \qquad (10.25)$$

A impedância característica Z'$_0$ do guia de saída, assume no plano antes da descontinuidade, o valor transformado Z''$_0$, quando observada a partir do primeiro guia de entrada.

$$Z_O^{''} = Z_O^{'} \times TR \qquad (10.26)$$

A susceptância capacitiva B, assume no plano antes da descontinuidade, o valor transformado B' , quando observada a partir do primeiro guia de entrada.

$$B^{'} = B / TR \qquad (10.27)$$

Assim sendo, o circuito equivalente final, composto por elementos concentrados pode ser descrito como na Figura 50.

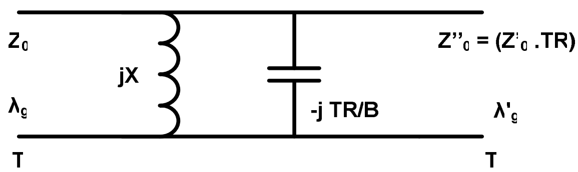

Figura 50 – Circuito equivalente transformado da descontinuidade não-homogênea.