

3.

Modelos de Impedância para Guias de Onda e Modos Superiores

3.1

Introdução

Muitos foram os exercícios e tentativas para se introduzir um conceito de impedância para guias de onda, de forma a possibilitar a aplicação dos modelos matemáticos existentes para analisar circuitos de microondas com elementos concentrados. Estes modelos são apresentados no Capítulo 3.2.

Uma grande maioria destes modelos tende, de alguma forma, a assintoticamente atingir a impedância de onda no espaço livre no momento em que o comprimento de onda guiado se aproxima do comprimento de onda no espaço livre.

Embora sejam modelos teóricos pobres, serviram por décadas ao propósito de orientar o projeto de componentes passivos em guia de onda.

Para o caso dos transformadores em guia de onda, adotou-se o modelamento proposto por Slater (1942), porém introduzindo nesta formulação uma proporcionalidade da impedância com a altura do guia de onda, conforme proposto por Young (1968).

Alternativamente aos métodos e tabelas de projeto de transformadores em guia propostos por Young (1959, 1960), isto permitiu aplicar a formulação básica existente para projeto de transformadores de quarto de onda nas estruturas de onda guiada com descontinuidades em um ou dois planos, sejam homogêneas ou não.

3.2

Modelos de Impedância para Guias de Onda

O conceito de “Impedância” não pode ser definido para portas implementadas em estruturas em guia de onda, pois a integral de linha assume

diferentes valores dependendo do caminho de integração a ser desenhado na face (ou porta) do guia a ser analisado (Ragan, 1948).

Neste caso, de maneira prática, define-se apenas a geometria do guia de onda utilizado (fisicamente) e seu respectivo flange.

Embora o conceito de “Impedância” não possa ser definido sem ambigüidade, é oportuno e necessário que, de alguma forma, se assuma um modelo efetivo de impedância para o propósito de orientar a síntese dos respectivos transformadores de quarto de onda baseado nos modelos Binomial ou Chebyshev já apresentados no Capítulo 2.

Muitos autores desenvolveram abordagens próprias, mas que não se disseminaram justamente por falta de sustentação teórica.

Ragan (1948) apresenta como um modelo pouco plausível, porém tentador de impedância característica efetiva, a relação entre tensão e corrente que poderia ser utilizado para cálculo de potência:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{\pi^2 b E_y}{8 a H_x} \quad (3.1)$$

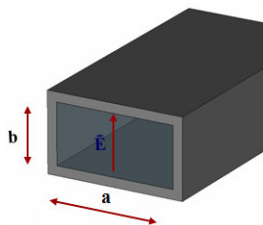


Figura 5 – Guia de Onda.

Schelkunoff (1943) sugeriu três diferentes definições para serem aplicadas para diferentes propósitos:

$$Z_{V,I} = \frac{V}{I} = \frac{\pi b E_y}{2 a H_x} \quad (3.2)$$

$$Z_{P,V} = \frac{V^2}{2P} = 2 \frac{b E_y}{a H_x} \quad (3.3)$$

$$Z_{P,I} = \frac{2P}{I^2} = \frac{\pi^2 b E_y}{8 a H_x} \quad (3.4)$$

Estas relações acima envolvem de maneira similar as dimensões ‘a’ e ‘b’ do guia de onda diferindo apenas por constantes numéricas. Nesse caso, os três modelos são proporcionais à impedância de onda E_y/H_x que pode ser demonstrado por:

$$Z_w = \frac{E_y}{H_x} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (3.5)$$

Slater (1942) propôs que a avaliação numérica da Eq.(3.2), Eq.(3.3) e Eq.(3.4), deveria se aproximar assintoticamente à impedância de planos paralelos infinitos no caso de ‘a’ se aproximar a infinito.

Outros modelos foram posteriormente propostos por Riblet (1965) e criticado na seqüência por Young (1968), que defendeu adotar-se a relação ‘b/a’, multiplicada pela relação entre os comprimentos de onda guiada e do espaço livre:

$$Z \propto \frac{b \lambda_g}{a \lambda} \quad (3.6)$$

Para o propósito deste trabalho iremos adotar o modelo de impedância da Eq. 3.7:

$$Z(\Omega) = \frac{b}{a} \frac{376.991}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (3.7)$$

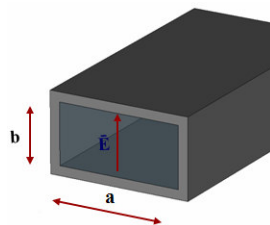


Figura 6 – Geometria do guia retangular

Com:

$$\lambda(m) = \frac{2.998 \times 10^8}{f} \quad (3.8)$$

Dessa forma, poderemos idealizar implementações físicas correspondentes aos resultados que serão deduzidos a partir das abordagens detalhadas na Seção 2.

3.3

Modos Superiores em Guias de Onda Retangulares

Para o método simplificado sugerido neste trabalho, é suposto que as estruturas sintetizadas ou em análise suportem apenas modo fundamental. Ou seja, a geração de modos não é contemplada na síntese ou no método de análise simplificado que irá ser sugerido.

Assim sendo, é necessária uma pré-avaliação das respectivas frequências de corte dos modos superiores TE_{11} , TE_{20} , TE_{12} e TE_{21} (Eq.(3.9)), dependendo dos tipos de descontinuidade que serão encontradas no interior do transformador.

O caso menos comum é o de transformadores com descontinuidades assimétricas. Este tipo de descontinuidade geraria modos assimétricos do tipo TE_{11} e TE_{20} dependendo se a descontinuidade ocorre na parede do guia paralela ao campo elétrico ou na parede perpendicular ao campo elétrico (Figura 7).

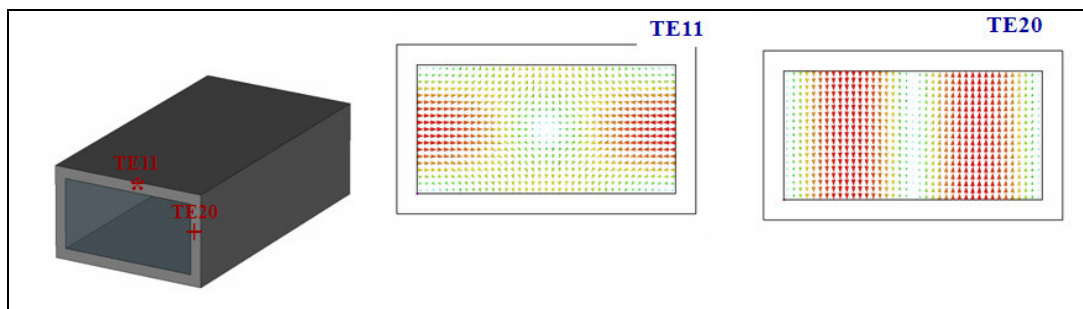


Figura 7 – Modos superiores excitados por descontinuidades assimétricas.

O caso mais comum é o de transformadores com descontinuidades simétricas. Este tipo de descontinuidade gera modos simétricos do tipo TE_{12} e TE_{21} dependendo se a descontinuidade ocorre respectivamente na parede do guia perpendicular ao campo elétrico ou na parede paralela ao campo elétrico (Figura 8).

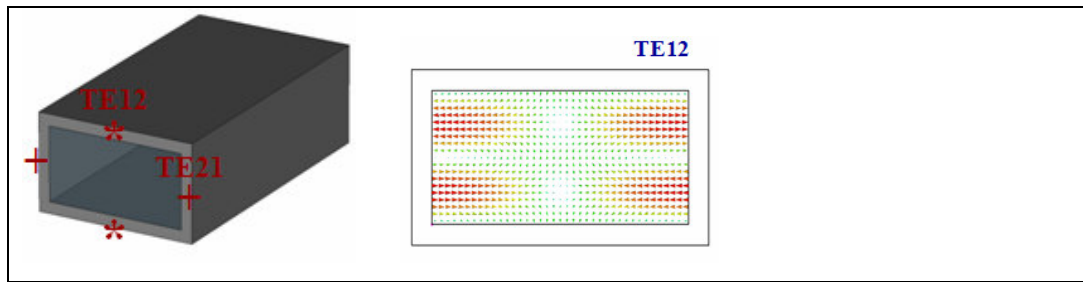


Figura 8 – Modos superiores excitados por descontinuidades simétricas.

$$f_{c_{m,n}} = \frac{2.998 \times 10^8}{2 \times \sqrt{\mu_r \times \epsilon_r}} \times \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.9)$$

Onde:

- $f_{c_{m,n}}$: frequência de corte do modo “TE m n” ou “TM m n” (Hz);
- a: dimensão da aresta do guia, perpendicular ao campo elétrico \vec{E} ;
- b: dimensão da aresta do guia, paralela ao campo elétrico \vec{E} ;
- m: número de variações de meia onda ao longo de “a”;
- n: número de variações de meia onda ao longo de “b”;
- ϵ : permissividade relativa do meio;
- μ : permeabilidade relativa do meio.