



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

SETOR DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA - PPGEE

MODELAGEM DE SUPERFÍCIES METÁLICAS PERFURADAS PARA SIMULAÇÃO
DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Mestrando: André Luiz Pegoraro
Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

CURITIBA
DEZEMBRO 2011

ANDRÉ LUIZ PEGORARO

MODELAGEM DE SUPERFÍCIES METÁLICAS PERFURADAS PARA SIMULAÇÃO
DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná - UFPR.

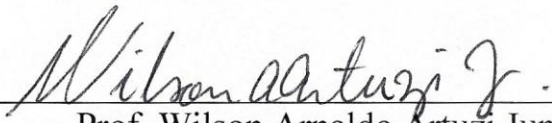
Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

CURITIBA
DEZEMBRO 2011

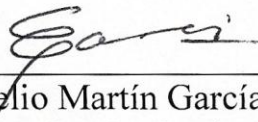
Modelagem de Superfícies Metálicas Perfuradas para Simulação de Compatibilidade Eletromagnética

ANDRÉ LUIZ PEGORARO

Dissertação aprovada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

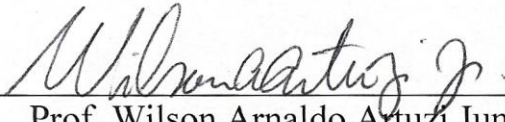


Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Junior
Orientador



Prof. Evelio Martín García Fernández
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

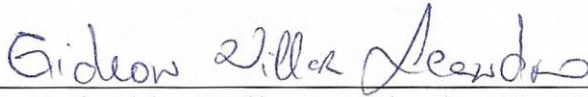
Banca Examinadora



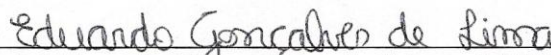
Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Junior (UFPR-DELT)
Presidente



Prof. Saulo Pomponet Oliveira (UFPR-DMAT)



Prof. Gideon Vilar Leandro (UFPR-DELT)



Prof. Eduardo Gonçalves de Lima (UFPR-DELT)

Curitiba, 20 de dezembro de 2011.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me guiado durante toda esta caminhada, garantindo paz e serenidade no decorrer destes dois anos para concretização deste objetivo.

Ao Prof. Dr. Wilson A. Artuzi Jr., pela paciência e sapiência em sanar as dúvidas que surgiram durante os estudos e pela dedicada e competente orientação durante todas as etapas deste curso de pós-graduação.

A minha esposa Francieli Rosa Pegoraro, pelo apoio irrestrito e compreensão durante o tempo em que estive ausente e pelas palavras de motivação nos momentos de dificuldade.

Aos meus pais, Luiz C. Pegoraro e Valéria S. Pegoraro por toda atenção despendida para minha formação pessoal e acadêmica, ao meu irmão Luiz C. Pegoraro Jr. pelo companheirismo e a todos pelo incentivo constante.

Agradeço a banca de avaliação, pelas importantes contribuições dadas a fim de melhorar os resultados obtidos neste trabalho, bem como sua apresentação para o fim destinado. E a todos os professores do departamento de Engenharia Elétrica da UFPR pelo grande aprendizado que me proporcionaram.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	OBJETIVO.....	4
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	5
2	FORMULAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS ESTENDIDA.....	6
2.1	INTRODUÇÃO.....	6
2.2	FORMULAÇÃO	6
2.3	TRASFORMAÇÃO PARA O TEMPO DISCRETO	7
2.4	CONSERVAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO	8
2.5	PORTAS DE ONDA GUIADA	10
2.6	MODELOS DINÂMICOS.....	11
2.7	ENERGIA MÍNIMA.....	12
2.8	ALGORITMO ITERATIVO	13
3	MODELAGEM DAS SUPERFÍCIES ARTIFICIAIS.....	15
3.1	INTRODUÇÃO.....	15
3.2	EXPRESSÕES APROXIMADAS.....	16
3.2.1	SUPERFÍCIE METÁLICA PERFURADA.....	16
3.2.2	SUPERFÍCIE METÁLICA RECORTADA	17
3.3	ESTRUTURA PARA SIMULAÇÃO DAS ADMITÂNCIAS.....	19
3.4	FONTE DE EXCITAÇÃO	20
3.5	TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER E JANELAMENTO	21
3.6	MÉTODO PARA EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS	23
3.7	RESULTADOS NUMÉRICOS.....	25
4	EXPERIMENTOS NUMÉRICOS	31
4.1	INTRODUÇÃO.....	31
4.2	CAVIDADE RESSONANTE	32
4.3	BLINDAGEM PERFURADA	36
4.4	BLINDAGENS COM FENDAS LONGAS.....	41
4.5	BLINDAGENS COM FENDAS CURTAS	46
4.6	DESLOCAMENTO EM FREQUÊNCIA	49
4.7	UNIFORMIDADE DA MALHA.....	50
4.8	EFICIÊNCIA COMPUTACIONAL.....	52
5	CONCLUSÃO.....	54
	PERSPECTIVAS PARA TRABALHOS FUTUROS	56
	REFERÊNCIAS.....	57

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Elemento tetraédrico com o vetor campo elétrico e e seu rotacional $\nabla \times e$	9
Figura 2.2 – Coordenadas locais do elemento de discretização.	9
Figura 2.3 – Algoritmo do método da descida mais íngreme pré-condicionado.	14
Figura 3.1 – Superfície metálica composta por uma matriz de orifícios circulares. ...	17
Figura 3.2 – Superfície metálica composta por recortes retangulares.	18
Figura 3.3 – Guia de onda teórico TEM.	19
Figura 3.4 – Diagrama elétrico da estrutura de teste.	20
Figura 3.5 – Fonte de excitação no tempo e na frequência.	20
Figura 3.6 – Função janelamento h_n	22
Figura 3.7 – Demonstração do janelamento sobre a tensão na carga V_{2t}	22
Figura 3.8 – Diagrama elétrico simplificado da estrutura de teste.	24
Figura 3.9 – Geometrias elementares, perfurada e recortada com $a = b = 14$ mm e $d = 4, 9$ e 12 mm.	25
Figura 3.10 – Variação da indutância superficial $\mu_{x,y} - 1$ em função de d/a para a superfície perfurada.	27
Figura 3.11 – Variação da capacitância superficial em função de d/b considerando polarização do campo elétrico vertical para a superfície recortada.	27
Figura 3.12 – Variação da indutância superficial em função de d/b com polarização do campo elétrico horizontal para a superfície recortada.	28
Figura 3.13 – Comparação da admitância indutiva em função de d para a superfície perfurada.	29
Figura 3.14 – Comparação da admitância capacitiva em função de d para a superfície recortada.	30
Figura 3.15 – Comparação da admitância indutiva em função de d para a superfície recortada.	30
Figura 4.1 – Condições de contorno e componente do campo magnético e elétrico na direção z para $p=5$ no guia de onda TEM.	34
Figura 4.2 – Decomposição dos modos TE e TM em duas ondas planas.	35

Figura 4.3 – Blindagem perfurada simétrica.....	36
Figura 4.4 – Blindagem perfurada simplificada real.	37
Figura 4.5 – Blindagem perfurada artificial simplificada – (a) Aresta de 10,0 mm – (b) Aresta de 5,0mm.	39
Figura 4.6 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.....	40
Figura 4.7 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.	41
Figura 4.8 – Blindagem recortada longa simétrica.	42
Figura 4.9 – Blindagem recortada simplificada real.....	42
Figura 4.10 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.....	44
Figura 4.11 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.....	45
Figura 4.12 – Comparação entre a eficiência SE da superfície perfurada com a eficiência SE da superfície recortada com fendas longas, considerando polarização vertical.	46
Figura 4.13 – Blindagem recortada longa simétrica.	47
Figura 4.14 – Blindagem recortada simplificada real.....	47
Figura 4.15 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.....	48
Figura 4.16 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.....	49
Figura 4.17 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical com alteração do fator de transição, considerando a malha de 5,0mm.	51
Figura 4.18 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal com alteração do fator de transição considerando a malha de 5,0mm.	52

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados na simulação.....	26
Tabela 3.2 – Condições dispersivas artificiais para os modelos elementares.....	31
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados nas simulações.	38
Tabela 4.2 – Características do ambiente de simulação.....	39
Tabela 4.3 – Condições dispersivas artificiais.....	43
Tabela 4.4 – Comparação de desempenho.	53

LISTA DE SIGLAS

PEC	condutor elétrico perfeito (<i>perfect electric conductor</i>)
PMC	condutor magnético perfeito (<i>perfect magnetic conductor</i>)
FETD	diferenças finitas no domínio do tempo (<i>finite difference element time domain</i>)
FEFD	diferenças finitas no domínio da frequência (<i>finite difference element frequency domain</i>)
FDTD	diferenças finitas no domínio do tempo (<i>finite difference element time domain</i>)
MoM	método dos momentos (<i>method of moments</i>)
TEM	transverso eletromagnético (<i>transverse electromagnetic</i>)
TE	transverso elétrico (<i>transverse electric</i>)
TM	transverso magnético (<i>transverse magnetic</i>)
SE	eficácia da blindagem (<i>shielding effectiveness</i>),
IEC	comissão eletrotécnica internacional (<i>international electrotechnical commission</i>)
IEMI	interferência eletromagnética intencional (<i>intentional electromagnetic interference</i>)
RF	radio frequência (<i>frequency radio</i>)

LISTA DE SIMBOLOS

k	Elemento tetraédrico ou triangular
x^k	Vetores de estados
u^k	Vetor campo elétrico
y^k	Vetor campo magnético
Δ	Passo de tempo discreto
$n\Delta$	Instante de tempo discreto
v_n^k	Tensões das arestas
N^k	Matriz de Whitney
Λ_i^k	Coordenadas baricêntricas de um elemento
$\nabla\Lambda_i$	Gradiente da coordenada baricêntrica
M	Matriz incidência
P	Matriz porta de onda guiada
p^i	Vetor tensão de entrada
p^o	Vetor tensão de saída
μ_0	Permeabilidade magnética
ϵ_0	Permissividade elétrica
I	Matriz identidade 3x3
O	Matriz nula 3x3
e^k	Campo elétrico
h^k	Campo magnético
$\mu_{x,y}^k$	Indutância superficial
$\epsilon_{x,y}^k$	Capacitância superficial
ρ	Energia
d_n	Vetor diferenças
V	Matriz diagonal com volumes, áreas e admitâncias
R	Fator triangular de Choelesky
δ_{min}	Comprimento da aresta mínima
δ_m	Comprimento da aresta media
Y	Indutância
t	Tempo contínuo
f	Frequência
s	Frequência complexa
T	Duração do pulso de excitação

h_n Função janelamento
 f_r Frequência de ressonância
a,b,c Dimensões do guia de onda

RESUMO

Esta dissertação trata do modelamento de superfícies metálicas perfuradas e recortadas como condições de contorno dispersivas artificiais. O modelo é implementado em uma nova formulação no espaço de estados desenvolvida dentro do método dos elementos finitos no domínio do tempo. Para a superfície perfurada um modelo isotrópico que simula o comportamento de uma susceptância indutiva é proposto. As superfícies recortadas são caracterizadas por um modelo uniaxial anisotrópico, visto apresentarem comportamentos dependentes do sentido de polarização do campo elétrico. São realizadas simulações comparativas para validar a nova formulação e quantificar a eficiência computacional obtida com o emprego do modelo artificial. Verifica-se uma redução significativa no número de elementos tetraédricos necessários para representar artificialmente blindagens perfuradas que apresentam geometrias complexas, refletindo diretamente em uma redução no tempo total de processamento para o cálculo da eficiência de blindagem.

ABSTRACT

This work deals with the modeling of perforated and slotted metallic surfaces as dispersive artificial boundary conditions. The model is implemented in a new state-space formulation developed inside the finite element method in time domain. For a perforated surface an isotropic model that simulates the behavior of an inductive susceptance is proposed. The slotted surfaces are characterized by an uniaxial anisotropic model, because their behavior depends on the polarization direction of the electric field. Comparative simulations are performed to validate the new formulation and quantify the computational efficiency obtained with the use of artificial model. There is a significant reduction in the number of tetrahedral elements needed to represent artificially perforated shielding of complex geometries, which reflects in a reduction of the total processing time for the evaluation of the shielding effectiveness.

1 INTRODUÇÃO

Muitos equipamentos eletroeletrônicos são afetados ou têm suas funcionalidades comprometidas de alguma maneira pela interação com a radiação eletromagnética. Estas radiações são frequentemente geradas por equipamentos de telecomunicações, no entanto, também podem ser geradas pelo chaveamento de tiristores, lâmpadas fluorescentes, chaves operando cargas indutivas, por exemplo.

Para garantir a funcionalidade destes aparelhos perante as mais adversas condições de trabalho, algumas normas internacionais foram estabelecidas e devem ser atendidas para que se torne possível a comercialização destes equipamentos tanto em território nacional quanto internacional. Dentre estas normas destaca-se a IEC60335-1 [1] que trata de exigências específicas para segurança de aparelhos eletrodomésticos. No que se refere a limites envolvendo a compatibilidade eletromagnética de aparelhos com controle eletrônico, a mesma faz citação à IEC61000-4-3 [2] que por sua vez traz os requisitos gerais de imunidade para aparelhos submetidos a campos eletromagnéticos irradiados.

Tendo em vista estas exigências, e levando em consideração a grande dificuldade de atendimento às mesmas, torna-se determinante um conhecimento sólido do fenômeno envolvido bem como o desenvolvimento de uma ferramenta que possa de forma rápida e eficiente determinar, durante a fase de projeto, a susceptibilidade do equipamento quando sujeito a interferências de origem eletromagnética.

Aparelhos destinados ao uso doméstico tais como refrigeradores, fogões, máquinas de lavar-roupas, forno de micro-ondas entre outros, são confeccionados utilizando-se chapas de aço com espessuras variando de 0,4 a 0,8 mm como matéria prima principal para sua estrutura mecânica, ou seja, do ponto de vista da susceptibilidade eletromagnética, estes equipamentos já possuem uma blindagem intrínseca para um circuito eletroeletrônico operando em seu interior. No entanto, esta proteção não é totalmente efetiva devido a outras funcionalidades que sistemas agregados devem desempenhar dentro do produto, tais como ventilação, passagem de cabos, painéis de interface com o usuário, por exemplo. Todas estas funcionalidades exigem que sejam feitos recortes na blindagem intrínseca do produto, gerando caminhos acopladores de energia, possibilitando a propagação da

radiação eletromagnética para o interior do produto e ocasionando, conseqüentemente, falhas intermitentes em algumas funções do aparelho ou até mesmo danos irreversíveis em seus componentes elétricos.

Apesar da dificuldade em se determinar o efeito da radiação eletromagnética em equipamentos, devido à grande quantidade de fatores que estão intimamente ligados com o fenômeno, tais como: posição do equipamento perante a fonte irradiadora, posições de cabos de potência, geometria e materiais empregados para confecção dos equipamentos, alguns métodos numéricos foram desenvolvidos visando a resolução das equações de Maxwell na eletrodinâmica, possibilitando análises mais adequadas de sistemas complexos e propiciando assim, resultados mais acurados para os diversos fenômenos eletromagnéticos.

Pode-se citar como métodos numéricos mais relevantes, o método dos elementos finitos no domínio do tempo (FETD – *finite element time domain*) [3] e no domínio da frequência (FEFD – *finite element frequency domain*), o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD – *finite difference time domain*) [4] e o método dos momentos [5].

Neste trabalho, será utilizado o método dos elementos finitos no domínio do tempo, visto ser uma técnica numérica poderosa e adequada para tratar problemas envolvendo a compatibilidade eletromagnética [6]. A vantagem de se utilizar o método FETD, é que devido à natureza inerente de sua malha não estruturada, geometrias complexas podem ser eficientemente analisadas reduzindo o tamanho dos elementos da malha somente onde espera-se que o campo eletromagnético tenha variação abrupta. Caso contrário, o comprimento das arestas dos elementos deve ser adaptado para um décimo do comprimento de onda mínimo em consideração quando funções de base lineares são utilizadas [7]. Outra vantagem em se utilizar este método no domínio do tempo e que é de especial interesse para o presente estudo é a possibilidade de em apenas uma simulação conseguir avaliar o problema sobre uma ampla faixa de frequências. Infelizmente, análises de compatibilidade eletromagnética são geralmente aplicadas a problemas eletricamente grandes, porém com detalhes eletricamente pequenos, tais como as superfícies metálicas recortadas e perfuradas [8]. Estas são importantes questões a serem abordadas, pois a presença de pequenos detalhes demanda um maior

número de elementos com dimensões reduzidas, os quais são responsáveis por um significativo aumento no custo computacional total da simulação.

Visando buscar a delimitação do espaço computacional e com isso a redução do custo computacional, condições de contorno têm sido amplamente desenvolvidas e aplicadas a métodos numéricos. Pela facilidade de incorporação dentro de códigos numéricos, tipos especiais de condições de contorno são de fundamental importância e essenciais dentro dos métodos de elementos finitos e diferenças finitas no eletromagnetismo, onde são utilizadas para confinar o domínio computacional nos limites de estruturas radiantes ou dispersivas. Geralmente elas fornecem uma aproximação da relação entre o campo elétrico e magnético em uma dada superfície, com propósito geral de simplificar a solução numérica de problemas eletromagnéticos envolvendo estruturas complexas [9].

Dentre as condições de contorno mais usuais e utilizadas dentro do eletromagnetismo, pode-se citar as do tipo condutor elétrico perfeito (PEC – *perfect electric conductor*) que impõe valor zero ao campo elétrico tangencial à superfície condutora, bem como sua condição dual, do tipo condutor magnético perfeito (PMC – *perfect magnetic conductor*) com supressão do campo magnético tangencial [10].

Uma das grandes contribuições para a área foi o modelo proposto por Antonini [11]. Aplicado ao método FDTD para modelamento de bons, mas não perfeitos condutores, o modelo é baseado na propagação da onda 1-D e prevê apenas o campo elétrico tangencial as superfícies de interface do condutor, extinguindo assim a necessidade de discretização volumétrica da espessura do condutor para captura do campo. O modelo em questão leva em consideração a dependência na frequência das propriedades eletromagnéticas dos materiais, porém, para aplicação no estudo da compatibilidade, embora as propriedades não variem, a estrutura geométrica das perfurações e recortes causa a dependência com a frequência.

Além de pesquisas envolvendo condições de contorno visando simplificação computacional, muitos estudos foram realizados buscando quantificar a interferência produzida pelo acoplamento da energia eletromagnética através de perfurações em estruturas metálicas. Em [12], foi utilizado um método numérico para a resolução de uma equação integral no domínio do tempo utilizado para derivar o campo elétrico desconhecido em recortes de superfícies condutoras. Em [13] verifica-se o

desenvolvimento de um algoritmo baseado no método FDTD para modelagem de ranhuras finas em condutores. Constata-se grande preocupação também no setor de defesa nacional [8], onde verificou-se a utilização de uma formulação integrada ao método FDTD, para à caracterização acurada da efetividade de blindagens visando prever o grau de proteção de sistemas eletrônicos submetidos a ataques intencionais de interferência eletromagnética (IEMI – *intentional electromagnetic interference*).

1.1 OBJETIVO

Neste trabalho, propõe-se a utilização de condições de contorno artificiais que simulam o comportamento das superfícies metálicas perfuradas e recortadas, eliminando assim a necessidade de refinamento da malha da região onde elas existem. O método proposto faz uso de uma formulação estendida no espaço de estados aplicada às equações de Maxwell. Assim, a característica dispersiva em frequência, criada pelos campos próximos aos pequenos detalhes, podem ser simuladas por modelos de superfícies artificiais construídas sobre o bem difundido formalismo do espaço de estados [14]. Os problemas são resolvidos no domínio do tempo discreto utilizando o método da integração trapezoidal para preservar a estabilidade incondicional com relação ao tamanho do passo de tempo. Isto permite que a técnica proposta seja competitiva com o popular método das FDTD onde o passo de tempo deve ser restrito a valores pequenos para garantir estabilidade [4].

Será mostrado que a formulação estendida no espaço de estados é de simples implementação e fornece uma maneira sistemática para a inclusão de modelos de dispersão em frequência para simuladores eletromagnéticos baseados no domínio do tempo. Exemplos de blindagens superficiais metálicas perfuradas e recortadas são apresentadas aqui como aplicações bem sucedidas e uteis desta abordagem numérica.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O Capítulo 2 trata da fundamentação teórica envolvendo a formulação no espaço de estados estendida e apresenta sua conexão com a forma discreta no tempo e no espaço.

O Capítulo 3 trata da modelagem de superfícies metálicas recortadas e perfuradas como condições de contorno dispersivas artificiais, possibilitando a sua implementação dentro da nova formulação no espaço de estados. Também são feitas comparações utilizando fórmulas provenientes de resultados teóricos encontrados na literatura.

No Capítulo 4 a abordagem numérica é aplicada e os modelos artificiais são validados através de comparações com simulações contemplando modelos reais. O desempenho é avaliado através da eficácia da blindagem e a eficiência do modelo, através do tempo de processamento.

As conclusões bem como sugestões para futuros trabalhos são apresentadas no Capítulo 5.

2 FORMULAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS ESTENDIDA

2.1 INTRODUÇÃO

A formulação de múltiplas entradas e saídas no espaço de estados já tem sido utilizada em diversas versões de métodos das diferenças finitas e elementos finitos para resolução de circuitos elétricos [15] e equações da propagação da onda 1-D [11] acopladas às equações do campo eletromagnético. Nestes trabalhos as equações de campo são resolvidas separadamente e as informações são trocadas com o algoritmo do espaço de estados a cada passo de tempo. O aspecto inovador da formulação utilizada neste trabalho é a unificação do método de solução a ser aplicado sobre o sistema completo de equações diferenciais envolvidas no problema, utilizando espaço de estados. Visto que as equações de Maxwell não coincidem com a forma padrão de entrada-saída do modelamento no espaço de estados, o modelamento estendido será usado em seu lugar. Seu conceito fundamental é baseado em dois espaços vetoriais que interagem de forma dinâmica entre si através do vetor de estados.

2.2 FORMULAÇÃO

Nesta seção, a formulação básica do modelamento no espaço de estados estendido será apresentada bem como derivada sua correspondente conexão com a forma de tempo e espaço discreto. Para abreviar a notação, letras romanas maiúsculas e minúsculas irão referenciar matrizes e vetores, respectivamente, enquanto letras gregas irão representar escalares. A fim de obter os dois vetores, o domínio computacional deve ser dividido em volumes que não se sobrepõem formando assim uma malha consistente. Aproximações lineares por partes necessitam que os componentes do campo elétrico, campo magnético e seus respectivos rotacionais sejam avaliados dentro destes volumes e então agrupados em dois vetores para formar as equações no espaço de estados estendido

$$\frac{d}{dt} F^k x^k = A^k x^k + B^k u^k \quad (1)$$

$$y^k = C^k x^k + D^k u^k + \frac{d}{dt} E^k u^k \quad (2)$$

onde o índice sobrescrito k refere-se a um elemento individual e indica que as operações serão realizadas elemento a elemento. Os valores dos vetores u^k e y^k são originados respectivamente do campo elétrico e magnético, enquanto x^k são os vetores com os estados internos dos elementos. As matrizes com coeficientes constantes modelam individualmente o sistema dinâmico de cada volume. As condições de contorno também podem ser modeladas usando componentes do campo elétrico e da densidade de corrente, tangenciais às faces dos elementos. A equação de estados (1) engloba a lei de Faraday e outras propriedades macroscópicas dos materiais, de acordo com suas equações diferenciais no domínio do tempo, e são resolvidas em sua forma exata individualmente para cada elemento. Por outro lado, somente uma solução aproximada pode ser obtida para a equação (2) para todos os elementos simultaneamente com base na informação topológica fornecida pela malha juntamente com o princípio de conservação do fluxo magnético ditado pela lei de Gauss. A extensão da equação (2) é necessária para torna-la compatível com a lei de Ampere-Maxwell. Portanto, um novo termo dependente da derivada no tempo de u^k foi adicionado.

2.3 TRANSFORMAÇÃO PARA O TEMPO DISCRETO

Com a finalidade de garantir a estabilidade numérica, o método trapezoidal foi usado para transformar (1) e (2) em equações dentro do domínio de tempo discreto

$$F^k \frac{x_n^k - x_{n-1}^k}{\Delta} = A^k \frac{x_n^k + x_{n-1}^k}{2} + B^k \frac{u_n^k + u_{n-1}^k}{2} \quad (3)$$

$$y_n^k = C^k \frac{x_n^k + x_{n-1}^k}{2} + D^k \frac{u_n^k + u_{n-1}^k}{2} + E^k \frac{u_n^k - u_{n-1}^k}{\Delta} \quad (4)$$

onde o índice n foi adicionado para indicar o instante de tempo discreto $n\Delta$ onde Δ é o passo de tempo, exceto para os vetores y_n^k os quais são avaliados no instante de tempo $n\Delta - \Delta/2$. Seguindo alguns passos algébricos, os vetores estados x_n^k são isolados em (3) e substituídos em (4) para formar o sistema equivalente de tempo discreto

$$x_n^k = \bar{A}^k x_{n-1}^k + \bar{B}^k (u_{n-1}^k + u_n^k) \quad (5)$$

$$y_n^k = \bar{C}^k x_{n-1}^k + \bar{D}^k u_{n-1}^k + \bar{E}^k u_n^k \quad (6)$$

com suas matrizes associadas dadas por

$$\bar{A}^k = \left(\frac{2}{\Delta} F^k - A^k \right)^{-1} \left(\frac{2}{\Delta} F^k + A^k \right) \quad (7)$$

$$\bar{B}^k = \left(\frac{2}{\Delta} F^k - A^k \right)^{-1} B^k \quad (8)$$

$$\bar{C}^k = \frac{4}{\Delta} C^k \left(\frac{2}{\Delta} F^k - A^k \right)^{-1} F^k \quad (9)$$

$$\bar{D}^k = -\frac{2}{\Delta} E^k + D^k + C^k \left(\frac{2}{\Delta} F^k - A^k \right)^{-1} B^k \quad (10)$$

$$\bar{E}^k = \frac{2}{\Delta} E^k + D^k + C^k \left(\frac{2}{\Delta} F^k - A^k \right)^{-1} B^k \quad (11)$$

2.4 CONSERVAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO

Antes de resolver (6), a dependência linear entre os vetores u_n^k precisa ser resolvida. As funções de Whitney [16] são adequadas para este fim quando se trabalha com elemento simplex (triângulos e tetraedros), porque dentro deles os componentes do campo elétrico e do seu rotacional podem ser simultaneamente mapeados através de tensões observadas ao longo de suas arestas, conforme ilustrado na Figura 2.1. Assim, as restrições necessárias para conservação do fluxo magnético são colocadas na forma exata simplesmente igualando as tensões ao longo de arestas coincidentes, visto que o fluxo magnético fluindo de um elemento tetraédrico para seu vizinho é dado pela soma orientada de tensões ao longo das arestas da face triangular comum.

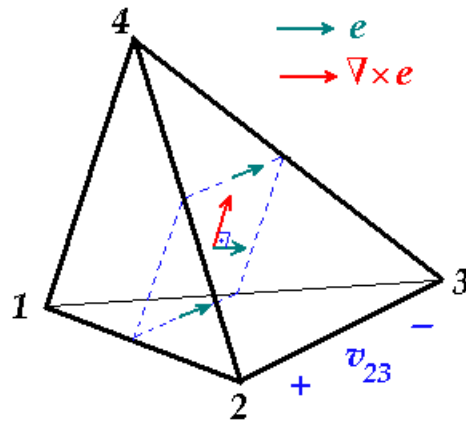


Figura 2.1 – Elemento tetraédrico com o vetor campo elétrico e e seu rotacional $\nabla \times e$.

O Mapeamento de Whitney é expresso elemento a elemento como

$$u_n^k = N^k v_n^k \quad (12)$$

onde v_n^k são as tensões ao longo das arestas.

Para elementos tetraédricos têm-se

$$N^k = \begin{bmatrix} 2\nabla\Lambda_1^k \times \nabla\Lambda_2^k & \dots & 2\nabla\Lambda_3^k \times \nabla\Lambda_4^k \\ \frac{\nabla\Lambda_1^k - \nabla\Lambda_2^k}{4} & \dots & \frac{\nabla\Lambda_3^k - \nabla\Lambda_4^k}{4} \end{bmatrix} \quad (13)$$

sendo $(\Lambda_1^k \dots \Lambda_4^k)$ as coordenadas baricêntricas de cada tetraedro k .

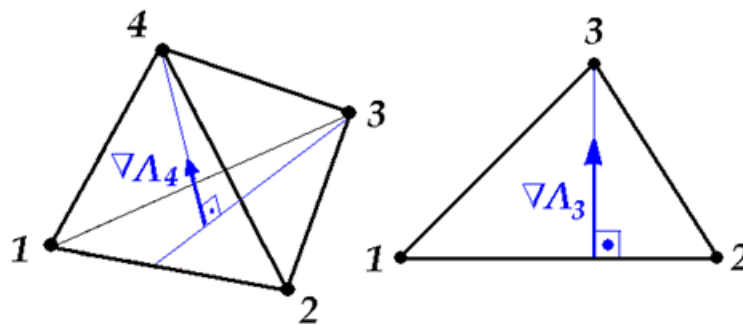


Figura 2.2 – Coordenadas locais do elemento de discretização.

Os vetores $\nabla\Lambda_i$ são constantes no tetraedro e normais às faces opostas aos vértices i , conforme mostra a Figura 2.2.

A matriz N^k realiza combinações lineares das tensões v_n^k ao longo das seis arestas do tetraedro. A metade superior da matriz calcula os componentes do rotacional do campo elétrico e a metade inferior, os componentes do campo elétrico no baricentro. Sobre as superfícies de contorno é necessário mapear somente os componentes do campo elétrico tangenciais aos elementos triangulares, assim

$$N^k = \begin{bmatrix} \frac{\nabla\Lambda_1^k - \nabla\Lambda_2^k}{3} & \frac{\nabla\Lambda_1^k - \nabla\Lambda_3^k}{3} & \frac{\nabla\Lambda_2^k - \nabla\Lambda_3^k}{3} \end{bmatrix} \quad (14)$$

onde k assume valores não utilizados para tetraedros e $(\Lambda_1^k, \Lambda_2^k, \Lambda_3^k)$ são as coordenadas baricêntricas de cada triângulo.

As restrições de conservação do fluxo magnético são impostas como

$$u_n = NMv_n = \begin{bmatrix} N^k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & N^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M^k \\ M^{k-1} \\ \vdots \\ M^1 \end{bmatrix} [v_n] \quad (15)$$

onde a supressão do índice sobescrito k significa a união de todos os elementos, ou seja, a soma direta das matrizes (concatenação diagonal) e a concatenação vertical dos vetores, exceto pelo vetor v_n o qual sofre uma contração devido à superposição de arestas. Esta contração é estabelecida pela matriz de incidência M a qual tem um elemento não nulo por linha com valor ± 1 para realizar a correspondência orientada entre as arestas locais e globais.

2.5 PORTAS DE ONDA GUIADA

As portas de entrada e saída de ondas guiadas são criadas através do produto à esquerda de N pela matriz máscara

$$P = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & p^i & 0 \\ 0 & 0 & p^o \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

onde os vetores p^i e p^o contem os componentes do campo elétrico do modo de propagação desejado, no baricentro dos triângulos das portas de entrada e saída multiplicados por suas áreas. I é a matriz identidade associada aos tetraedros e aos

outros triângulos. $O's$ são blocos preenchidos com zeros. Os vetores p^i e p^o são normalizados para prover um volt quando a distribuição de campo elétrico em cada porta se iguala ao campo do modo desejado. Conforme esta organização, o vetor global u_n é a concatenação vertical dos subvetores u_n^k , exceto para aqueles dos triângulos das portas que são trocados por portas de tensão de entradas e saída, ou seja, respectivamente v_i e v_o .

2.6 MODELOS DINÂMICOS

Os modelos dinâmicos são definidos no domínio da frequência e então convertidos para o domínio do tempo discreto utilizando (7) a (11). Neste trabalho, três modelos serão considerados: espaço livre, superfícies de blindagens e fontes de onda plana.

O modelo para o espaço livre será aplicado em elementos tetraédricos e definido por:

$$\left\{ \begin{array}{ll} u^k = \begin{bmatrix} \nabla \times e^k \\ e^k \end{bmatrix} & y^k = \begin{bmatrix} -h^k \\ \nabla \times h^k \end{bmatrix} \\ A^k = [0] & B^k = [I/\mu_0 \quad 0] \\ C^k = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} & D^k = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ E^k = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_0 I \end{bmatrix} & F^k = [I] \end{array} \right. \quad (17)$$

Os elementos de u^k e y^k são escolhidos de forma consistente com (13) e para gerar uma matriz \bar{E} simétrica e definida positiva, sendo e^k e h^k os campos elétrico e magnético, respectivamente. As características do espaço livre são impostas através da permeabilidade magnética μ_0 e da permissividade elétrica ε_0 , enquanto I e 0 são respectivamente as matrizes identidade e nula de terceira ordem.

Superfícies metálicas perfuradas apresentam comportamento principalmente indutivo, mas superfícies metálicas recortadas podem ser predominantemente capacitivas, dependendo da polarização do campo elétrico. Assim, modelos de

superfícies utilizadas para blindagem requerem uma característica anisotrópica uniaxial a ser levada em consideração nos elementos triangulares como

$$\left\{ \begin{array}{ll} u^k = \begin{bmatrix} e_x^k \\ e_y^k \end{bmatrix} & y^k = \begin{bmatrix} j_x^k \\ j_y^k \end{bmatrix} \\ A^k = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & B^k = \begin{bmatrix} 1/\mu_x^k & 0 \\ 0 & 1/\mu_y^k \end{bmatrix} \\ C^k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & D^k = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ E^k = \begin{bmatrix} \varepsilon_x^k & 0 \\ 0 & \varepsilon_y^k \end{bmatrix} & F^k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (18)$$

onde $\mu_{x,y}^k$ e $\varepsilon_{x,y}^k$ são, respectivamente, indutâncias e capacitâncias superficiais e $j_{x,y}^k$ são densidades de corrente superficiais.

Por sua vez as fontes de entrada e saída são modeladas por

$$\left\{ \begin{array}{ll} u^{i,o} = v^{i,o} & y^{i,o} = v^{i,o} - x^{i,o} \\ A^{i,o} = 0 & B^{i,o} = 0 \\ C^{i,o} = -1 & D^{i,o} = 1 \\ E^{i,o} = 0 & F^{i,o} = 1 \end{array} \right. \quad (19)$$

No domínio do tempo discreto, os valores de fonte de tensão são os valores dos estados $x_n^{i,o}$, os quais são atualizados a cada passo de tempo.

2.7 ENERGIA MÍNIMA

Um método para achar a solução aproximada de (6) pode ser desenvolvido também utilizando a expressão de energia

$$\rho(d_n) = \frac{1}{2} y_n^T \bar{E}^{-1} V y_n \quad (20)$$

como uma função do vetor diferença

$$d_n = v_n - v_{n-1} \quad (21)$$

sendo V uma matriz diagonal cujas entradas não nulas são volumes dos tetraedros, áreas dos triângulos ou admitância de portas, associadas com os respectivos elementos de entradas y_n . Pelo fato do modelo dinâmico assegurar a simetria e a definição positiva da matriz \bar{E} , a energia possui um mínimo com relação à d_n , o qual

provê a melhor aproximação para (6). Forçando a derivada de $\rho(d_n)$ a zero, as equações podem ser reordenadas como

$$r_n = \bar{C}x_{n-1} + (\bar{D} + \bar{E})u_{n-1} \quad (22)$$

$$d_n = -R^{-1}R^{-T}W^T V r_n \quad (23)$$

$$u_n = u_{n-1} + W d_n \quad (24)$$

$$y_n = r_n + \bar{E}W d_n \quad (25)$$

onde

$$W = PNM \quad (26)$$

r_n é o resíduo e R é o fator triangular superior de Cholesky de

$$W^T V \bar{E} W = R^T R \quad (27)$$

É interessante mencionar que as mesmas expressões podem ser obtidas por duas outras abordagens: o método de pesos residuais de Galerkin, com W sendo a matriz de pesos, ou pela aplicação da lei de Ampere-Maxwell sobre uma malha auxiliar baseada na subdivisão baricêntrica dos elementos.

2.8 ALGORITMO ITERATIVO

Pelo fato do fator de Cholesky geralmente conter muito mais elementos não nulos que a matriz original a qual de modo geral é esparsa, um método iterativo empregando a fatoração de Cholesky foi adotado em seu lugar.

O método iterativo trata o vetor d_n como uma combinação linear de termos perturbados

$$d_n = \sum_m \alpha_m d_{mn} \quad (28)$$

onde m representa o número de interações e d_{mn} são calculados como d_n em (23), mas com uma quantidade de elementos não nulos de R sendo retirada. Os escalares α_m são obtidos forçando mais uma vez a derivada da energia a zero. Cada iteração sucessiva produz um novo termo melhorando a aproximação da solução. O número de iterações necessárias depende essencialmente do preenchimento do

fator de Cholesky e da magnitude da norma do vetor diferença que está intimamente relacionada com a magnitude do passo de tempo. A rotina resulta no método da descida mais íngreme pré-condicionado, conforme resumido no algoritmo da Figura 2.3.

Resolver: $\bar{A}, \dots, \bar{E}, V, W$
 $\bar{D} \leftarrow \bar{D} + \bar{E}$
 $\bar{R} \leftarrow \text{Fatorar: } W^T V \bar{E} W$

Para cada passo de tempo faça:

Atualizar: x^i, x^o

$x \leftarrow \bar{A}x + \bar{B}u$

$y \leftarrow \bar{C}x + \bar{D}u$

Para cada passo de iteração faça:

$\rho \leftarrow R^{-T} W^T V y$

$\alpha \leftarrow p^T \rho$

$q \leftarrow W R^{-1} \rho$

$\alpha \leftarrow \alpha / q^T V \bar{E} q$

$u \leftarrow u - \alpha q$

$y \leftarrow y - \alpha \bar{E} q$

Finaliza passo de iteração

$x \leftarrow x + \bar{B}u$

Grava: v^i, v^o

Finaliza passo de tempo.

Figura 2.3 – Algoritmo do método da descida mais íngreme pré-condicionado.

Adicionalmente, algumas modificações podem ser implementadas na rotina para melhorar o uso da memória. Por exemplo, as matrizes V e \bar{E} podem ser fatoradas e incorporadas dentro de outras matrizes sem aumento de elementos não nulos e um adequado rearranjo dos vetores x , y e u , permite que um único conjunto de matrizes seja usado para todos os elementos que se comportam de acordo com o mesmo modelo dinâmico.

Experimentos numéricos revelam que a fatoração incompleta de Cholesky como nível zero de preenchimento, fornece uma convergência adequada dentro de duas iterações quando o passo de tempo é escolhido como

$$\Delta = \delta_{min} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (29)$$

onde δ_{min} é o comprimento da menor aresta da malha.

3 MODELAGEM DAS SUPERFÍCIES ARTIFICIAIS

3.1 INTRODUÇÃO

Com a finalidade de tornar os problemas numéricos envolvendo fenômenos eletromagnéticos computacionalmente tratáveis, torna-se necessário o desenvolvimento de técnicas que simplifiquem os cálculos de superfícies metálicas que apresentem um grau de complexibilidade elevada, ou seja, superfícies formadas por materiais com características distintas de condutividade elétrica, espessura e geometrias. Neste trabalho, abordou-se superfícies metálicas recortadas que apresentam detalhes geométricos muito menores que o comprimento de onda mínimo em questão.

Para avaliação destas superfícies e conseqüentemente possibilitar a aquisição dos parâmetros que irão compor as condições de contorno dispersivas artificiais a serem implementadas dentro da nova formulação no espaço de estados, torna-se necessário submeter as superfícies sob análise à incidência de uma onda eletromagnética plana. Esta experimentação pode ser executada através da inserção da mesma em um guia de onda transversal eletromagnético (*TEM – transverse electromagnetic*). Trata-se de um guia de onda hipotético que possibilita a propagação de ondas eletromagnéticas numa direção conhecida, permitindo assim, que o objeto em estudo possa ser avaliado sobre uma ampla faixa de frequência, e para diferentes polarizações do campo.

Foram abordadas duas topologias mais comuns de superfícies encontradas em blindagens de equipamentos elétricos: recortes circulares e retangulares.

Segundo a norma [2], para propósito de verificação geral da susceptibilidade a campos eletromagnéticos, aparelhos são normalmente expostos a campos da ordem de 10 V/m com faixa de frequência de 80 MHz a 1,0 GHz. Acrescenta também que, para verificação de proteção contra emissões em RF, a faixa de frequência é subdividida entre 800 MHz a 960 MHz e entre 1,4 GHz a 6,0 GHz. No entanto, considerando que a abordagem do estudo em questão é somente a modelagem artificial das superfícies através da susceptância que elas representam, a intensidade do campo aplicado torna-se indiferente.

Para extração e validação dos modelos, serão consideradas frequências na faixa de 0 a 4,0 GHz, pois esta faixa engloba a operação da maioria dos equipamentos fontes de RF e também está de acordo com a faixa solicitada pela norma [1] para avaliação de conformidade de eletrodomésticos. Desta forma, a resposta à incidência da onda plana ocorre somente no modo dominante do guia retangular, livre de modos de propagação adicionais que dificultariam a análise.

3.2 EXPRESSÕES APROXIMADAS

Um importante conceito utilizado para caracterização de elementos que produzem descontinuidades em guias de ondas e que será utilizado neste trabalho é a teoria estabelecida em [17] e [19]. Trata-se da consideração destas descontinuidades, no caso, recortes e perfurações, como sendo reatâncias utilizadas em paralelo com terminações em guias de onda. Assim nesta seção pretende-se apresentar algumas expressões que caracterizam estas descontinuidades e que serão utilizadas para comparação com o comportamento real de perfurações e recortes obtidas através da aplicação do método FETD.

3.2.1 SUPERFÍCIE METÁLICA PERFURADA

Sabe-se que uma chapa metálica com espessura muito menor que o comprimento de onda mínimo a ser considerado, composta por uma matriz de furos conforme ilustrado pela Figura 3.1, age como uma susceptância indutiva para uma onda TEM normalmente incidente [17].

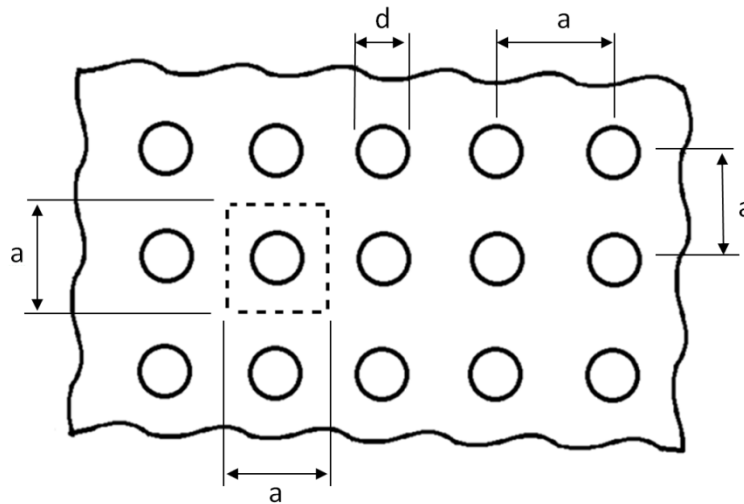


Figura 3.1 – Superfície metálica composta por uma matriz de orifícios circulares.

A admitância em função do diâmetro das furações d e da distância entre centros a pode ser representada pela seguinte fórmula

$$Y = \frac{1}{s\mu_0} \frac{6a^2}{d^3} = \frac{1}{s\mu_s} \quad (30)$$

onde $s = j2\pi f$ é a frequência complexa e μ_s^{-1} é a indutância superficial. É importante notar que independente da polarização do campo elétrico, tanto vertical quanto horizontal, a admitância resultante será sempre a mesma. Isto deve-se ao fato das perfurações estarem equidistantes entre si.

3.2.2 SUPERFÍCIE METÁLICA RECORTADA

Da mesma forma, uma superfície metálica composta por uma matriz de recortes retangulares periódicos conforme ilustrado pela Figura 3.2, age como uma susceptância indutiva perante a incidência de uma onda plana polarizada com o campo elétrico na direção do comprimento da fenda. Nota-se que para incidência perpendicular a direção da fenda, pelo fato da largura da fenda d ser muito menor que o seu comprimento, o comportamento da susceptância é predominantemente capacitivo, e deve ser representado por uma susceptância capacitiva.

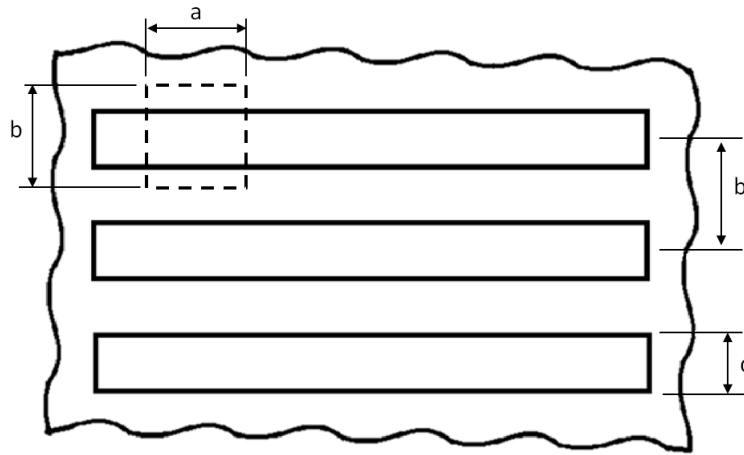


Figura 3.2 – Superfície metálica composta por recortes retangulares.

De acordo com a teoria das linhas de transmissão [18], se uma superfície recortada conforme área tracejada da Figura 3.2 é inserida em um guia de onda retangular, de tal forma que os lados da superfície recortada estejam paralelos ao campo elétrico, esta redução na seção transversal do guia, pode ser descrita como uma susceptância em paralelo com o guia. Neste caso a admitância pode ser descrita pela seguinte expressão

$$Y = \frac{1}{s\mu_0} \frac{2\pi}{b} \cot^2 \left(\frac{\pi d}{2b} \right) = \frac{1}{s\mu_s} \quad (31)$$

onde b é a distância entre os centros das fendas e d é a abertura da fenda.

Considerando o segundo caso, se uma superfície metálica recortada é inserida em um guia de onda retangular, de tal forma que os lados desta superfície estejam perpendiculares ao campo elétrico, então uma susceptância capacitiva é produzida. Esta admitância também foi equacionada e pode ser expressa por

$$Y = s\varepsilon_0 \frac{2b}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) = s\varepsilon_s \quad (32)$$

onde ε_s é a capacitância superficial.

Em outras citações [18], [19], [20] e [21] foram encontradas expressões mais complexas, e que se comprometem a caracterizar de forma mais acurada o comportamento capacitivo e o indutivo destas discontinuidades em guias de onda. No entanto, para o propósito deste trabalho as expressões expostas são suficientes, visto serem utilizadas apenas para efetuar uma comparação com os resultados provenientes da aplicação do método FETD nos recortes apresentados.

3.3 ESTRUTURA PARA SIMULAÇÃO DAS ADMITÂNCIAS

Conforme mencionando anteriormente, utilizou-se guias de onda TEM, conforme ilustrado pela Figura 3.3, para possibilitar a geração de uma onda eletromagnética plana e avaliar sua incidência em superfícies metálicas recortadas.

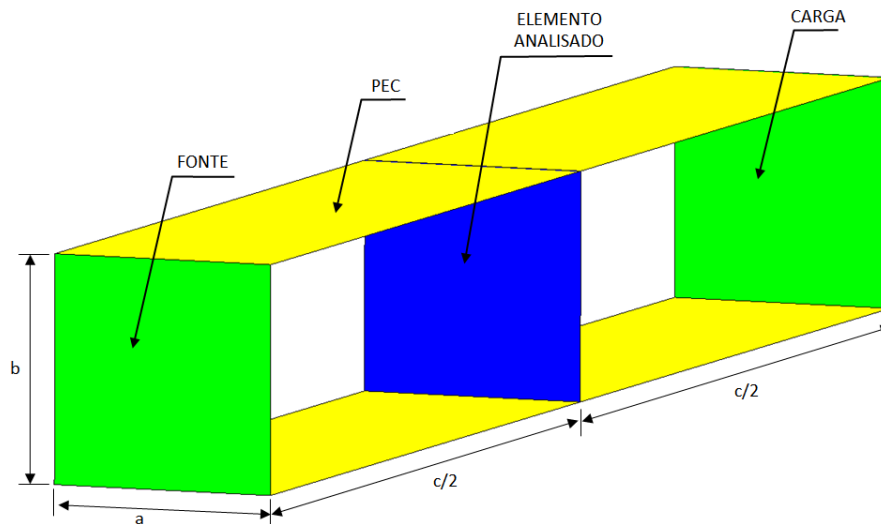


Figura 3.3 – Guia de onda teórico TEM.

A estrutura é composta por uma fonte e uma carga, onde serão aplicadas no baricentro de cada triângulo os componentes do campo elétrico referente ao modo TEM. Além disso, para possibilitar a propagação adequada e confinamento da onda eletromagnética na estrutura, necessitou-se definir a superfície inferior e superior como sendo compostas por condutor elétrico perfeito (*PEC - perfect electric conductor*) e as superfícies laterais por condutor magnético perfeito (*PMC – perfect magnetic conductor*). Desta forma garante-se que o campo elétrico incidente no elemento a ser analisado, posicionado no centro da estrutura, esteja verticalmente polarizado. Por outro lado para avaliação de uma incidência horizontal do campo elétrico no elemento, basta inverter as condições de contorno PEC e PMC.

Pode-se representar a estrutura da Figura 3.3 conforme o diagrama da Figura 3.4, sendo que Y_0 , Y_1 e Y_2 são as respectivas admitâncias do guia, da fonte V_1 e da carga. A influência causada pela superfície metálica recortada posicionada no centro do guia é representada pela admitância Y .

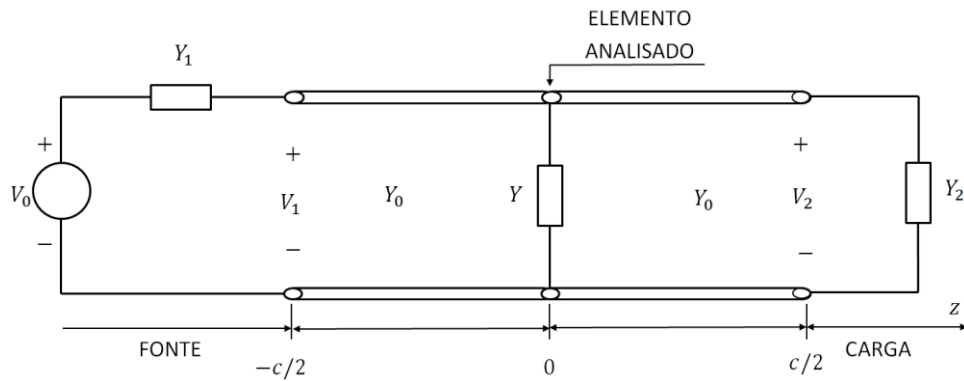


Figura 3.4 – Diagrama elétrico da estrutura de teste.

3.4 FONTE DE EXCITAÇÃO

Para que se torne possível analisar o comportamento das blindagens metálicas dentro da faixa de frequência de interesse, torna-se necessário aplicar um pulso de tensão do tipo cosseno elevado como fonte de excitação para o sistema, conforme ilustrado pela Figura 3.5.

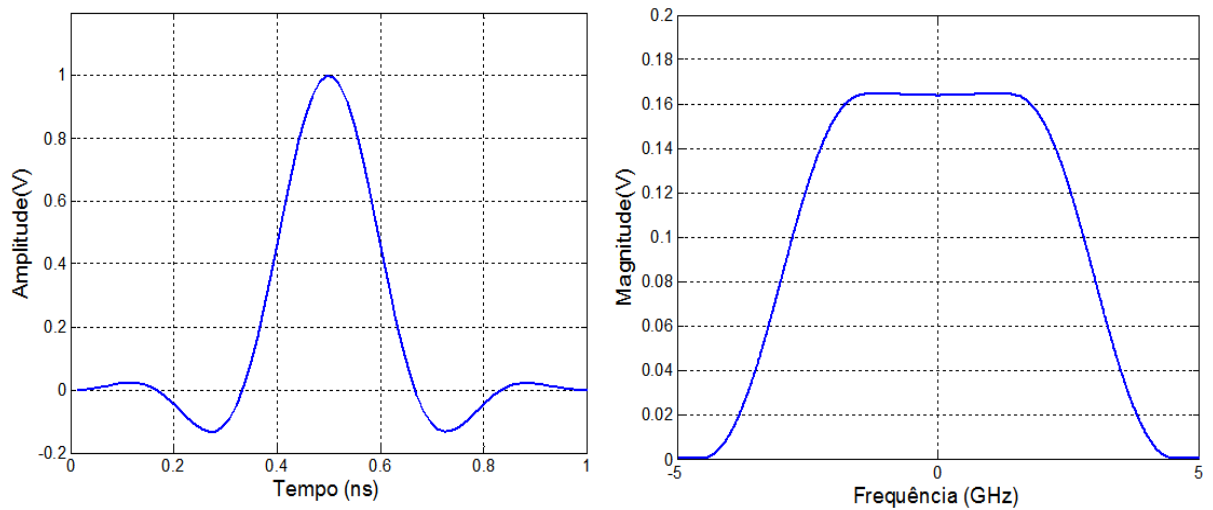


Figura 3.5 – Fonte de excitação no tempo e na frequência.

Este pulso é descrito pela seguinte equação

$$v(t) = \frac{\text{sen}(6\pi t/T - 3\pi)}{6\pi t/T - 3\pi} \frac{\cos(3\pi t/T - 3\pi/2)}{1 - (6t/T - 3)^2} \quad (33)$$

onde t é o tempo e T a duração do pulso. Neste trabalho considerou-se para todas as simulações uma duração de $T = 1ns$, assegurando assim, que o sistema seja excitado até frequências de 4,5 GHz.

3.5 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER E JANELAMENTO

Como já mencionado anteriormente, neste trabalho fez-se uso do método dos elementos finitos no domínio do tempo. No entanto, visando uma avaliação no domínio da frequência do elemento analisado referente a Figura 3.4, torna-se necessário a obtenção das tensões V_0 , V_1 , V_2 também no domínio da frequência. Isto pode ser feito através da aplicação da transformada de Fourier no tempo discreto, assim

$$V_{0,1,2}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} v_n^{0,1,2} e^{-j2\pi f n \Delta} \quad (34)$$

onde N é o número de amostras de tensão ao longo do tempo, f é a frequência e Δ é o passo de tempo discreto.

Um tempo total de simulação deve ser estabelecido de tal forma que o fenômeno eletromagnético possa evoluir e ser avaliado adequadamente. Dependendo das dimensões geométricas da estrutura sobre análise, e da faixa de frequência excitada pela fonte, a propagação da onda eletromagnética pode gerar modos adicionais, e conseqüentemente reflexões da onda na estrutura, fazendo com que o tempo necessário para extinção do fenômeno seja extremamente alto. De forma a viabilizar a análise, é necessário truncar a duração total da simulação. Porém, verificou-se que este truncamento gera *ripples* indesejados nos sinais de tensão no domínio da frequência. Para elimina-los torna-se necessário a aplicação de um janelamento no domínio do tempo, de tal forma a fazer com que o sinal de tensão decaia suavemente no tempo.

Para tanto foi proposto um janelamento no domínio do tempo, conforme equacionado pela expressão

$$\begin{cases} h_n = 1, & \text{se } n < N/8 \\ h_n = e^{3(N/8-n)/(N-1)}, & \text{se } n \geq \frac{N}{8} \end{cases} \quad (35)$$

A Figura 3.6 ilustra o formato do janelamento obtido através da utilização da equação (35). Pode-se exemplificar seu emprego, através da análise da Figura 3.7, a qual ilustra em escala ampliada a aplicação do mesmo na tensão da carga truncada V_2 . Como resultado verifica-se uma redução artificial na amplitude da tensão remanescente no tempo, minimizando desta forma, o *ripple* no domínio da frequência.

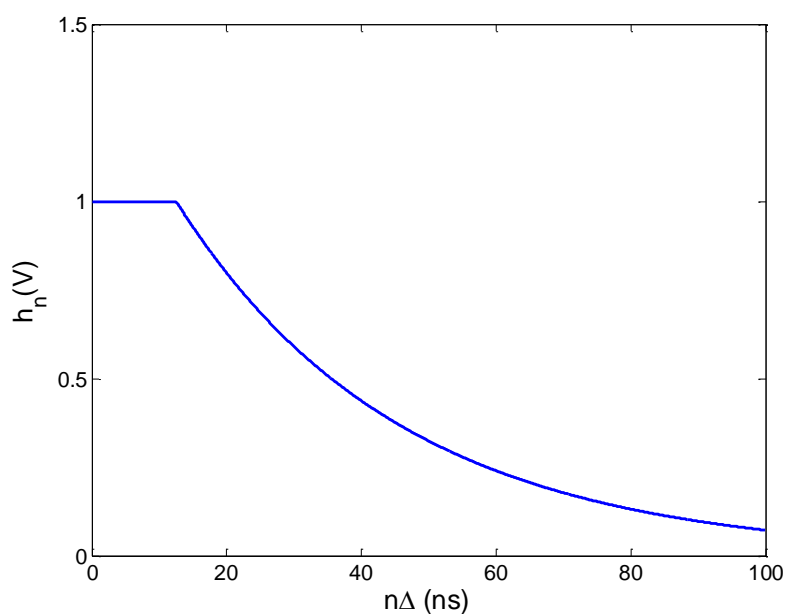


Figura 3.6 – Função janelamento h_n .

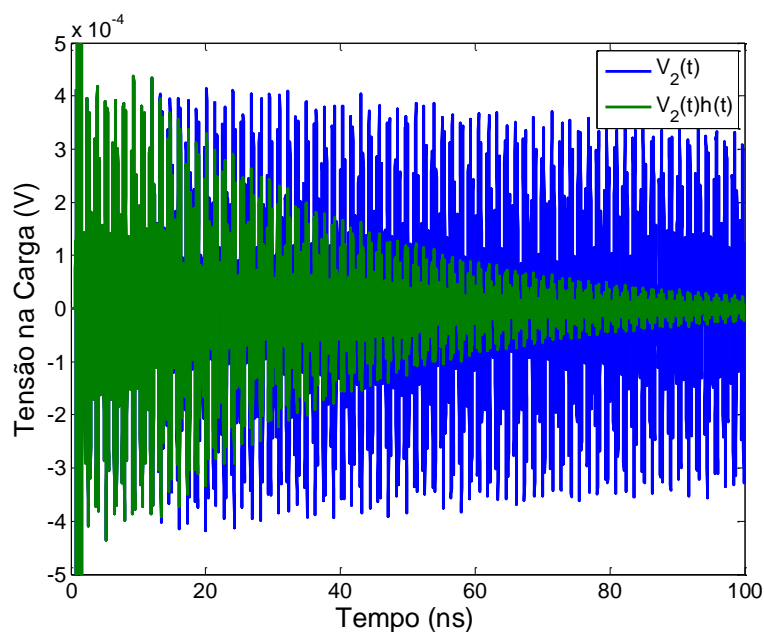


Figura 3.7 – Demonstração do janelamento sobre a tensão na carga $V_2(t)$.

3.6 MÉTODO PARA EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS

O diagrama elétrico representado pela Figura 3.4, mostra as tensões V_1 e V_2 que serão medidas respectivamente nas posições $z = -c/2$ e $z = c/2$ do guia de onda. Estas tensões serão utilizadas para o cálculo da admitância Y , porém para que se possa obter o sinal de tensão livre de reflexões, torna-se necessário prover um casamento de impedâncias da fonte e da carga com o guia de onda. Isto pode ser feito impondo as seguintes condições para as admitâncias

$$Y_{1x} = Y_{2x} = Y_{0x} = \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \quad (36)$$

$$Y_{1y} = Y_{2y} = Y_{0y} = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \quad (37)$$

onde a e b representam a largura e a altura do guia de onda retangular da Figura 3.3, e os subscritos x e y aplicados as admitâncias indicam que a operação deve ser realizada duas vezes, ou seja, primeiramente considerando polarização do campo elétrico no sentido de x e posteriormente considerando o campo na direção de y .

Conforme pode ser verificado através da Figura 3.4, as tensões V_1 e V_2 estão referenciadas na entrada e na saída do guia, respectivamente. Para que se possa quantificar de forma adequada a admitância gerada pela superfície metálica, torna-se necessário calcular as tensões exatamente no centro da estrutura, para tanto basta levar em consideração que a onda deverá percorrer uma distância adicional de $c/2$, acarretando assim em um deslocamento de fase de $\gamma c/2$. Portanto fazendo

$$V'_{0x,y} = V_{0x,y} e^{-\gamma c/2} \quad (38)$$

$$V'_{2x,y} = V_{2x,y} e^{\gamma c/2} \quad (39)$$

e sendo $\gamma = s\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ a constante de propagação, chega-se no seguinte diagrama simplificado da Figura 3.8.

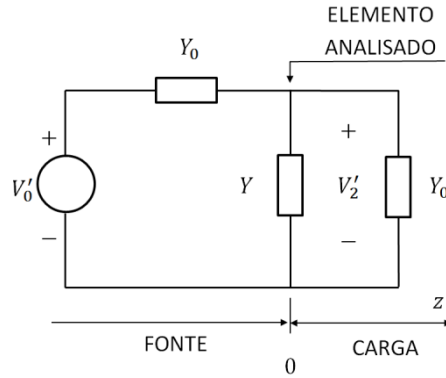


Figura 3.8 – Diagrama elétrico simplificado da estrutura de teste.

onde a admitância do elemento analisado pode ser descrita por

$$Y_{x,y} = Y_{0x,y} \left(\frac{V'_{0x,y}}{V'_{2x,y}} - 2 \right) = Y_0 \left(\frac{V_{0x,y}}{V_{2x,y}} e^{-\gamma c} - 2 \right) \quad (40)$$

Porém, para que possamos encontrar as capacitâncias superficiais $\epsilon_{x,y}$, e as indutâncias superficiais $\mu_{x,y}$, que irão compor as matrizes E^k e B^k referente às condições dispersivas (18) é necessário aproximar as admitâncias medidas $Y_{x,y}$ através de uma função de ajuste. Isto pode ser feito convertendo as equações (1) e (2) para o domínio da frequência complexa

$$sF^k x^k = A^k x^k + B^k u^k \quad (41)$$

$$y^k = C^k x^k + D^k u^k + sE^k u^k \quad (42)$$

Juntando-se as equações (41) e (42) através da eliminação de x^k e substituindo-se as matrizes pelo modelo apresentado em (18) obtém-se

$$Y_{x,y}(s) = \frac{j_{x,y}}{e_{x,y}} = s\epsilon_{x,y} + \frac{1}{s\mu_{x,y}} \quad (43)$$

Assim, resolvendo o sistema de equações

$$\begin{bmatrix} s_1^2 & 1 \\ s_2^2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ s_N^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{x,y} \\ 1/\mu_{x,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 Y(s_1) \\ s_2 Y(s_2) \\ \vdots \\ s_N Y(s_N) \end{bmatrix} \quad (44)$$

através do método dos mínimos quadrados facilmente encontram-se os parâmetros necessários para caracterização das superfícies metálicas para os dois sentidos de polarização do campo elétrico x e y .

Como os modelos não consideraram perdas nos condutores, a parte real residual de $Y_{x,y}$, que é proveniente de erros numéricos, foi desconsiderada. Além disso, dependendo do sentido de polarização do campo, certas geometrias de blindagens podem ser predominantemente capacitivas ou indutivas, por este motivo um dos parâmetros encontrados em (44) será muito pequeno, podendo-se assim, ser desprezado para o modelamento das superfícies artificiais.

3.7 RESULTADOS NUMÉRICOS

De modo a simplificar o problema e possibilitar a comparação com os resultados teóricos provenientes das equações aproximadas (30), (31) e (32), os modelos foram construídos levando em consideração apenas uma perfuração e um recorte, conforme ilustrados pela Figura 3.9. No entanto, para que os mesmos mantivessem ainda proporções conforme aplicações utilizadas na prática, considerou-se perfurações e recortes com a dimensão d variável. Neste caso $d = 4,0, 9,0$ e $12,0$ mm. Para todos os modelos, a largura do guia a e altura b permaneceram constantes em $14,0$ mm.

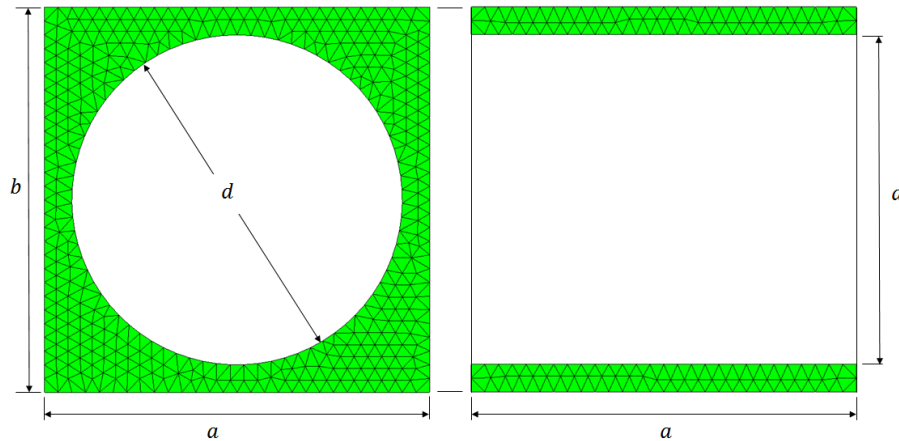


Figura 3.9 – Geometrias elementares, perfurada e recortada com $a = b = 14$ mm e $d = 4, 9$ e 12 mm.

Sabe-se que para a discretização espacial do volume referente à estrutura a ser simulada deve-se respeitar os critérios de dispersão e estabilidade numérica descrita em [22] conforme equação abaixo

$$\delta_m = \frac{1}{10f_{m\acute{a}x}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (45)$$

onde δ_m é o comprimento médio das arestas e $f_{m\acute{a}x}$ é a frequência máxima de excitação. Nas simulações apresentadas aqui, de acordo com [3], adotou-se o passo de tempo conforme expressão (29).

Porém pelo fato da menor dimensão envolvida na simulação em questão ser de 1,0 mm, para garantir uma captura adequada do campo elétrico nestas regiões, torna-se necessário um refinamento da malha somente nas discontinuidades onde o campo tem variação abrupta. Logo, utilizou-se uma malha com no máximo 0,5 mm, nestas regiões. A Tabela 3.1 traz um resumo de todos os parâmetros utilizados nas simulações.

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados na simulação.

PARÂMETROS	VALORES
Comprimento aresta médio δ_m	5,0 mm
Comprimento aresta mínimo δ_{min}	0,5 mm
Duração da simulação	5,0 ns
Duração do pulso T	1,0 ns
Faixa de frequência de interesse	0 a 4,0 GHz

Os gráficos ilustrados pelas Figuras 3.10, 3.11 e 3.12 trazem os valores da capacitância superficial e da indutância superficial, independentes da frequência, representadas pelos parâmetros de ajuste $\epsilon_{x,y}$ e $\mu_{x,y}^{-1}$, respectivamente.

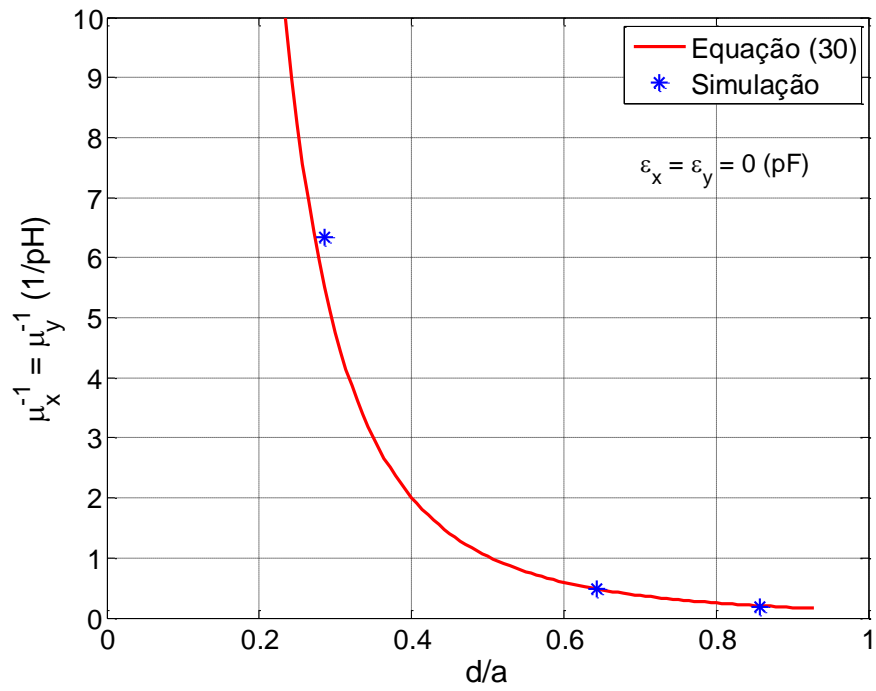


Figura 3.10 – Variação da indutância superficial $\mu_{x,y}^{-1}$ em função de d/a para a superfície perfurada.

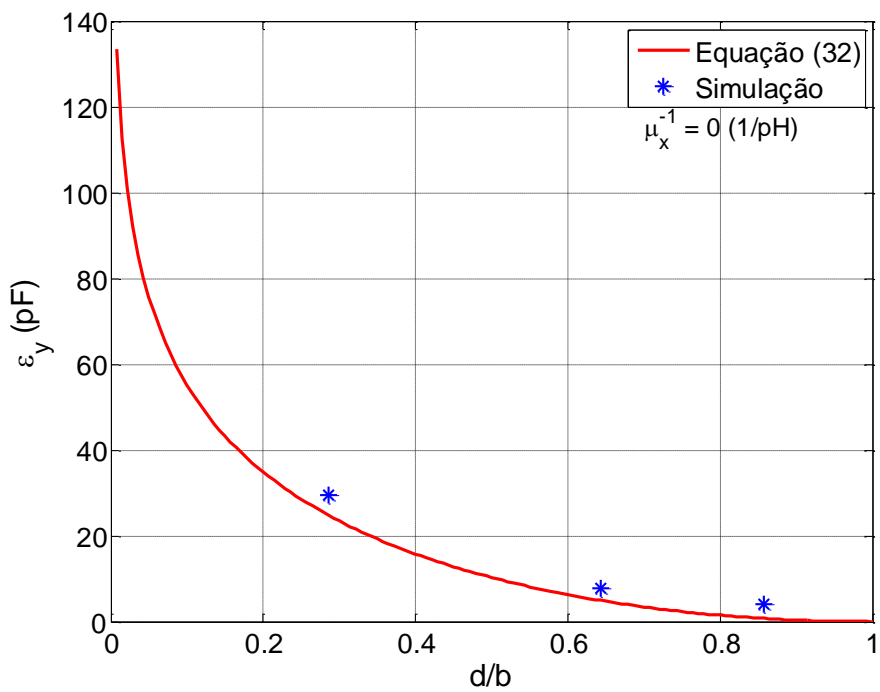


Figura 3.11 – Variação da capacitância superficial em função de d/b considerando polarização do campo elétrico vertical para a superfície recortada.

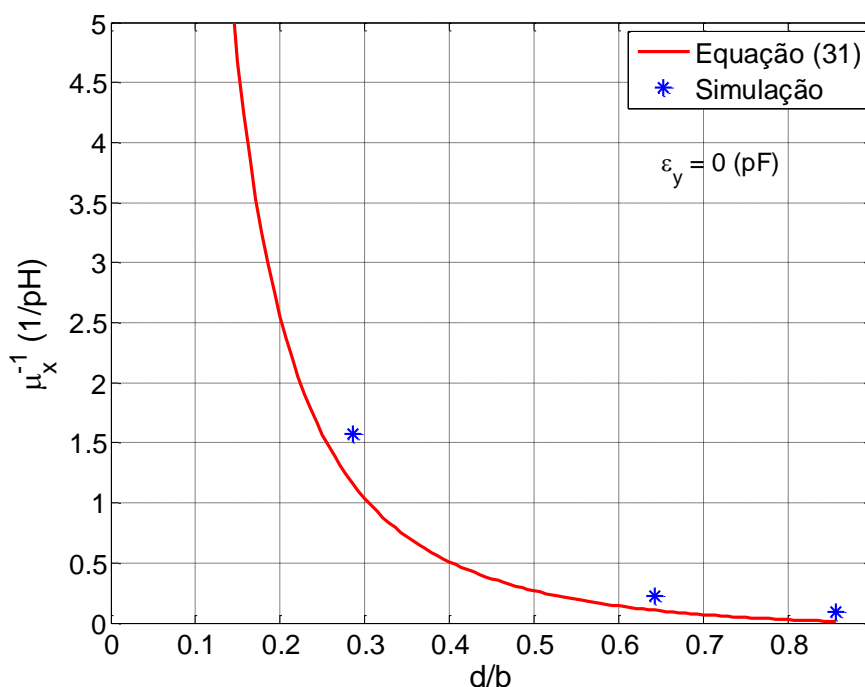


Figura 3.12 – Variação da indutância superficial em função de d/b com polarização do campo elétrico horizontal para a superfície recortada.

Após avaliar os resultados pode-se perceber certa discrepância entre valores da equação e da simulação, entretanto, pelo fato das expressões (31) e (32) serem aproximadas e aplicadas geralmente a guias de onda retangulares metálicos, considerou-se os resultados satisfatórios, visto o guia de onda TEM não possuir as mesmas características do guia de onda físico retangular metálico.

Aplicando a metodologia estabelecida na Seção 3.6 para o cálculo das admitâncias, pode-se notar através da análise da Figura 3.13 o comportamento indutivo da susceptância em função da frequência para a superfície perfurada considerando três diâmetros diferentes. Como era de se esperar, quanto menor o diâmetro do furo maior a admitância indutiva e conseqüentemente menor será a intensidade da onda transmitida através da superfície.

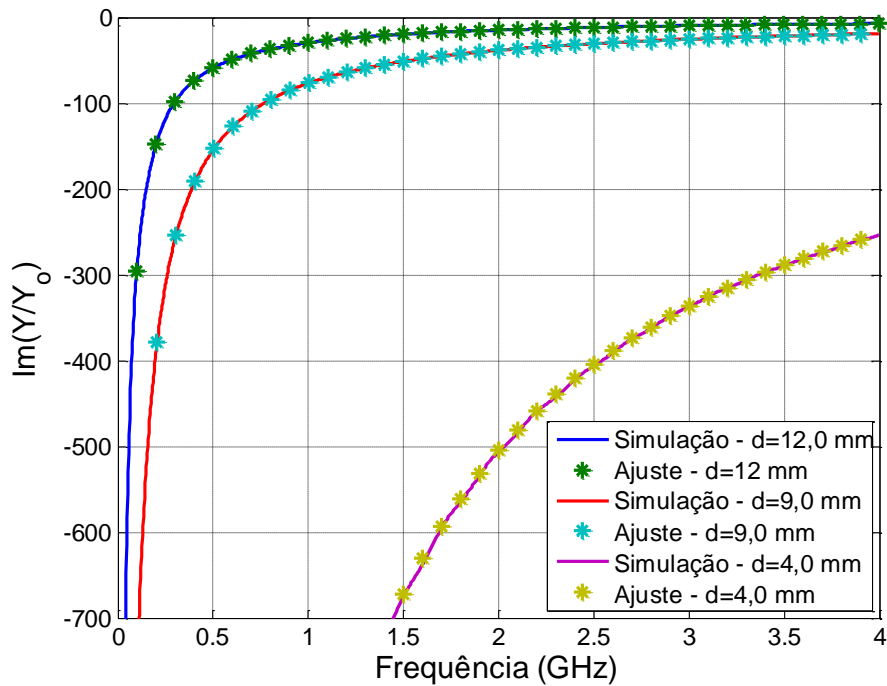


Figura 3.13 – Comparação da admitância indutiva em função de d para a superfície perfurada.

Da mesma forma, as Figuras 3.14 e 3.15 ilustram respectivamente o comportamento da superfície recortada para polarização vertical e horizontal do campo elétrico. Nota-se que quanto maior a fenda d , menor é a admitância capacitiva e conseqüentemente maior facilidade a onda terá em vencer o obstáculo imposto pela superfície. Verifica-se também que uma boa reprodução das admitâncias foi alcançada através da aproximação das mesmas pelo emprego da função representada pela equação (44).

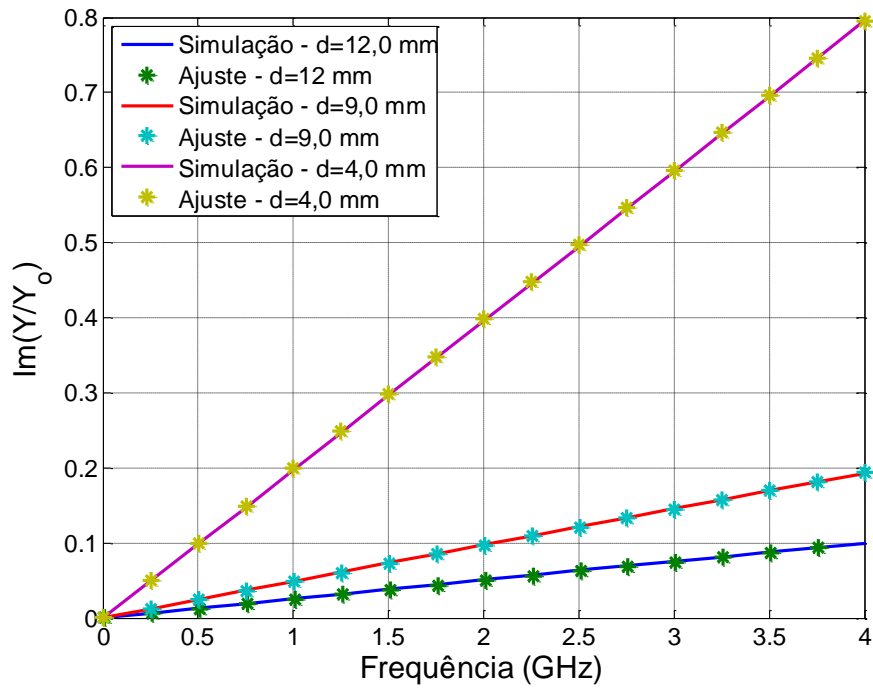


Figura 3.14 – Comparação da admitância capacitiva em função de d para a superfície recortada.

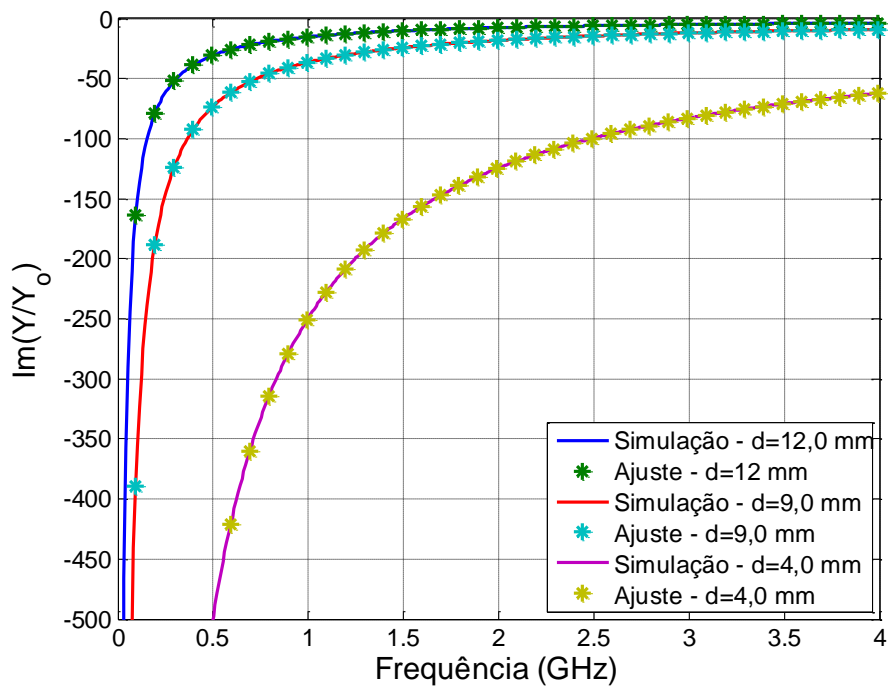


Figura 3.15 – Comparação da admitância indutiva em função de d para a superfície recortada.

A tabela 3.2 traz um resumo das características dispersivas artificiais encontradas para as geometrias elementares apresentadas nesta seção. É importante notar que devido aos diferentes comportamentos das blindagens,

dependentes basicamente da polarização do campo elétrico, um dos parâmetros encontrado pela aplicação da equação (44), manteve-se muito pequeno, podendo assim, ser desprezado apenas substituindo seu valor por zero. Esta imposição é de especial interesse para blindagens com comportamento predominante capacitivo, pois pelo fato de não possuírem pólos na origem, forçando-se a zero um dos parâmetros, garante-se uma adequada aproximação das admitâncias.

Tabela 3.2 – Condições dispersivas artificiais para os modelos elementares.

Geometria	Indutância superficial inversa μ_x^{-1} (1/nH)	Capacitância superficial ϵ_x (pF)	Indutância superficial inversa μ_y^{-1} (1/nH)	Capacitância superficial ϵ_y (pF)
Perfurada d = 12 mm	183,7	9,63	183,7	9,63
Perfurada d = 9 mm	480,3	23,95	480,3	23,95
Perfurada d = 4 mm	6344	135	6344	135
Recortada d = 12 mm	95,33	2,25	0	3,95
Recortada d = 9 mm	228	2,06	0	7,71
Recortada d = 4 mm	1575,7	19,16	0	29,49

4 EXPERIMENTOS NUMÉRICOS

4.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é aplicar a formulação estendida nos espaços de estados, apresentada no Capítulo 2, para simular a incidência de uma onda eletromagnética plana sobre superfícies metálicas compostas por perfurações e recortes periódicos artificiais, caracterizadas no Capítulo 3.

Como estrutura principal deste experimento, será utilizado um guia retangular de onda TEM, no entanto, diferenciando-se em termos dimensionais dos apresentados anteriormente devido à necessidade em se modelar a superfície completa, não apenas uma parcela conforme executado no Capítulo 3. Além disso, este modelamento completo servirá para avaliar o comportamento do modelo artificial mesclado com superfícies caracterizadas por PEC, garantindo assim uma

completa investigação do seu funcionamento e validando sua utilização para estruturas mais complexas.

O comportamento da superfície artificial será avaliado através da obtenção da eficiência da blindagem SE (*Shielding Effectiveness*), visto ser um dos parâmetros mais utilizados para caracterizar blindagens na área da compatibilidade eletromagnética [8], [23]. O cálculo será baseado no mesmo diagrama da Figura 3.4, resultando em

$$SE_{x,y} = 20 \log \left| \frac{V_{0,x,y}}{2V_{2x,y}} \right| \quad (46)$$

O desempenho e eficiência computacional do método serão quantificados através de comparações entre o número de elementos tetraédricos utilizados para representar a estrutura artificial e o número para representar a estrutura real, além de consequentemente quantificar o tempo de processamento necessário pra resolução do problema visto este ser um dos fatores mais importantes e que motivaram a elaboração do presente trabalho.

Nas simulações realizadas aqui foram abordadas três geometrias de blindagens, uma superfície metálica composta por perfurações periódicas igualmente espaçadas, blindagem composta por fendas longas e uma última composta por fendas curtas. Todas as topologias foram submetidas à incidência do campo elétrico polarizado tanto horizontalmente quanto verticalmente. Como poderá ser verificado, a geração de modos de propagação adicionais na estrutura de teste, possibilitou a avaliação das superfícies também perante incidência oblíqua do campo elétrico.

4.2 CAVIDADE RESSONANTE

Para possibilitar a implementação dos modelos que serão utilizados para extração da eficiência de blindagem, será necessário aumentar a seção transversal do guia para inserção do elemento a ser estudado em seu interior. Haverá assim, um deslocamento das frequências de corte dos modos de propagação do guia, para a faixa do espectro em que se deseja analisar a eficiência de blindagem. Por sua vez, estes modos adicionais terão frequências de ressonância bem definidas e

poderão ser equacionados em termos dos campos elétrico e magnético na direção de propagação de maneira similar como é feito para cavidades ressonantes [17].

Os campos para os modos TE e TM dentro da cavidade devem obedecer as equações escalares das ondas

$$\nabla^2 E - s^2 \mu_0 \varepsilon_0 E = 0 \text{ e } \nabla^2 H - s^2 \mu_0 \varepsilon_0 H = 0 \quad (47)$$

onde $E(x, y, z)$ e $H(x, y, z)$ são os respectivos componentes do campo elétrico e magnético na direção de propagação.

Utilizando a técnica de separação de variáveis aplicada na equação (47) e inserindo as condições de contorno PEC, PMC e ARTIFICIAL, conforme ilustradas através da Figura 4.1, considerando polarização horizontal do campo elétrico, a partir daqui, entende-se polarização vertical na direção de y e horizontal na direção de x , chega-se nas seguintes equações para propagação na direção de z

$$H_z(x, y, z) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (48)$$

onde $m = 0, 1, 2, \dots, n = 1, 2, 3, \dots, p = 1, 3, 5, \dots$ e H_0 sendo a amplitude do campo.

$$E_z(x, y, z) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (49)$$

onde $m = 1, 2, 3, \dots, n = 0, 1, 2, \dots, p = 1, 3, 5, \dots$ e E_0 sendo a amplitude do campo.

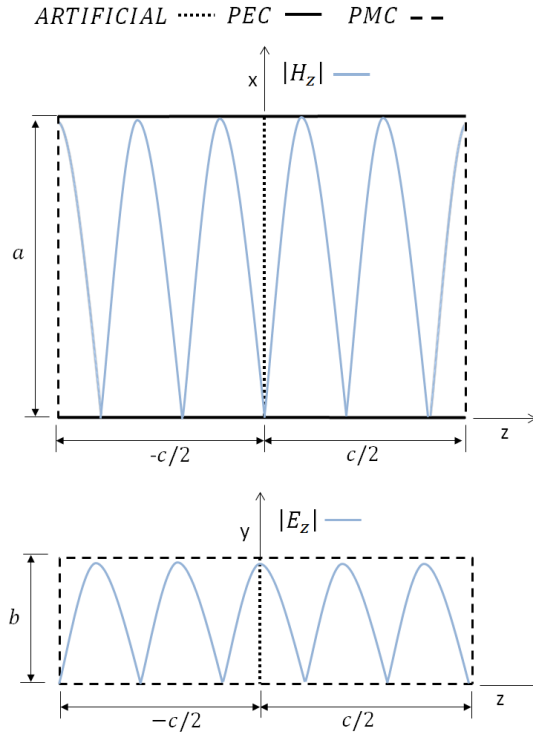


Figura 4.1 – Condições de contorno e componente do campo magnético e elétrico na direção z para $p=5$ no guia de onda TEM.

Da mesma forma, porém considerando polarização vertical do campo elétrico, aplicando as condições de contorno, chega-se a

$$H_z(x, y, z) = H_0 \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (50)$$

onde $m = 1, 2, 3, \dots, n = 0, 1, 2, \dots, p = 1, 3, 5, \dots$ e H_0 a amplitude do campo.

$$E_z(x, y, z) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (51)$$

onde $m = 0, 1, 2, \dots, n = 1, 2, 3, \dots, p = 1, 3, 5, \dots$ e E_0 a amplitude do campo .

As frequências de ressonância f_r associadas com os modos TE_{mnp} e TM_{mnp} de ambas estruturas, podem ser representadas pela seguinte expressão

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (52)$$

Examinando as equações (48), (49) e as respectivas condições de contorno, conclui-se que para a estrutura ilustrada pela Figura 4.1, considerando $b < a < c$, o modo de menor ordem será o transversal magnético TM_{101} seguido pelos modos

TM_{103} e pelo transversal elétrico TE_{011} , existindo a partir destes, infinitos modos compostos pelos índices m, n e p . Para a estrutura considerando polarização vertical do campo, representada pelas equações (50) e (51), os modos de menor ordem que aparecerão na faixa do espectro de frequência a ser analisada serão TE_{101}, TE_{103} e TM_{011} .

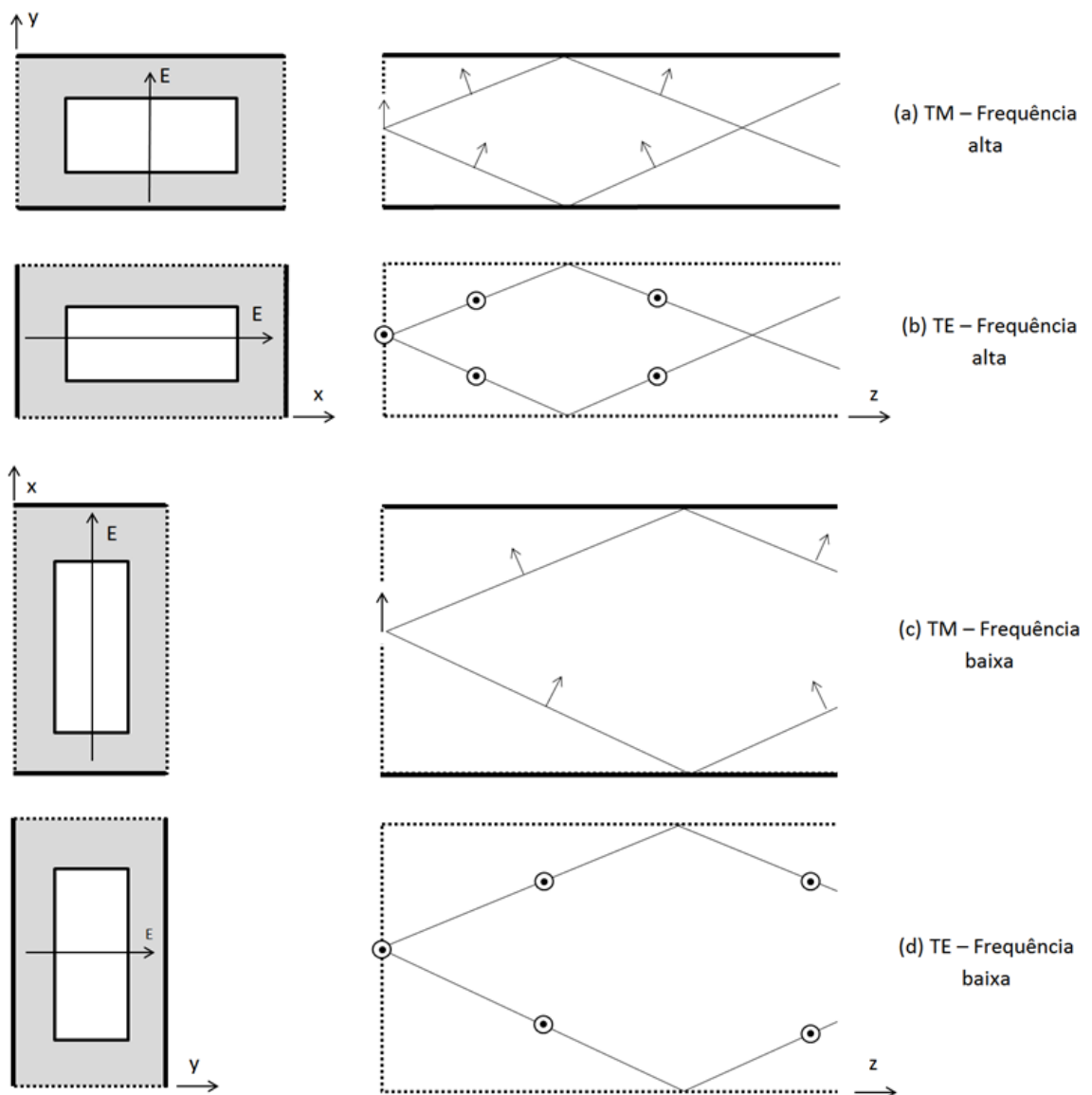


Figura 4.2 – Decomposição dos modos TE e TM em duas ondas planas.

A propagação de uma onda eletromagnética TM ou TE dentro da estrutura do guia pode ser representada pela soma de duas ondas TEM refletindo nas paredes do guia conforme ilustrado pela Figura 4.2. Pode-se notar que quatro situações foram criadas, (b) e (c) considerando a polarização do campo elétrico orientada

segundo o comprimento da fenda, e (a) e (d) considerando polarização perpendicular ao sentido da fenda.

4.3 BLINDAGEM PERFURADA

A primeira topologia abordada será uma superfície metálica composta por uma matriz de furos, igualmente espaçados entre si, e centralizados na superfície de blindagem conforme ilustrado pela Figura 4.3. Os valores de a e b foram escolhidos de tal forma a possibilitar que utilizando somente uma estrutura de guia de onda TEM, fosse possível representar adequadamente todas as configurações geométricas estudadas no presente trabalho, mantendo assim, os modos de propagação sempre atrelados às mesmas frequências de ressonância f_r .

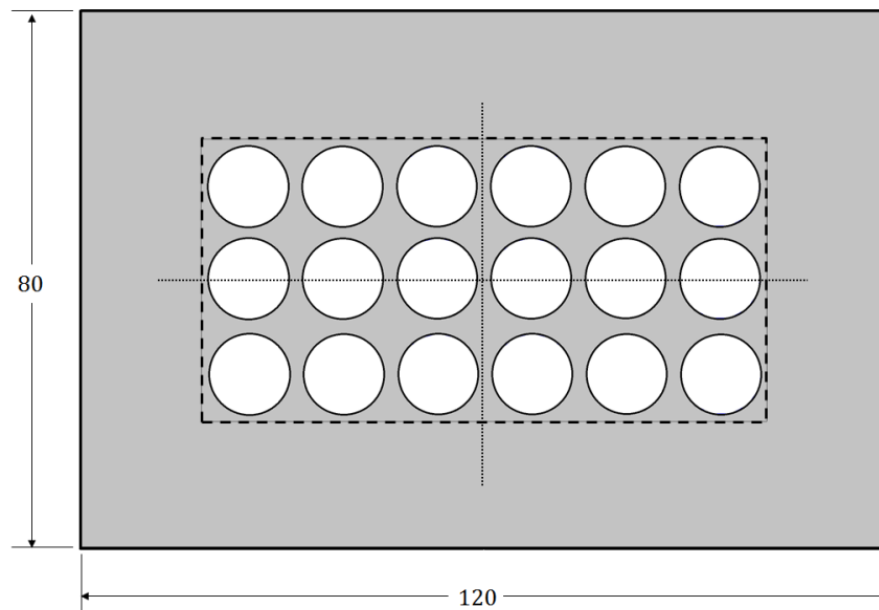


Figura 4.3 – Blindagem perfurada simétrica.

De forma a se poder investigar a interação entre o modelo artificial e o restante da superfície, estipulou-se que a área externa à linha tracejada, referente à Figura 4.3, se manterá constante e definida como PEC em todas as simulações, pois sua condutividade superficial assemelha-se muito a dos materiais metálicos

utilizados para fins de blindagens. A área interna à linha tracejada será uma região variável utilizada para inserção do modelo artificial ou do real com outras configurações geométricas.

Pelo fato da estrutura apresentar simetria geométrica, e por consequência eletromagnética, a mesma foi simplificada para um quarto do tamanho original conforme ilustrado pela Figura 4.4, reduzindo assim, o tempo de processamento do problema.

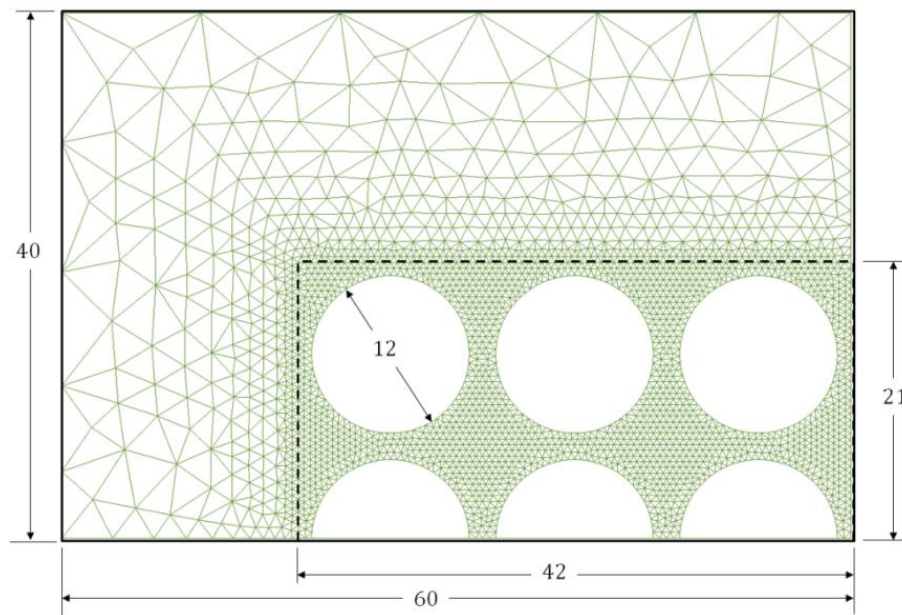


Figura 4.4 – Blindagem perfurada simplificada real.

A superfície simétrica resultante possui 60 mm de largura por 40 mm de altura. Estas dimensões serão mantidas constantes durante as demais simulações, conseqüentemente, fixando a impedância característica Z_0 do guia TEM em 565,5 ohms para polarização horizontal e 251,3 ohms para polarização vertical.

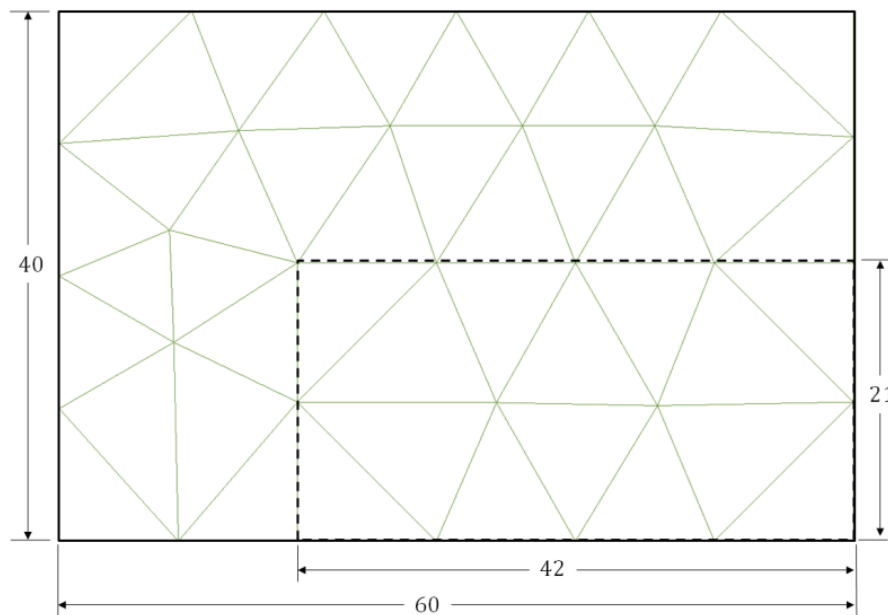
Conforme estabelecido no Capítulo 3, a malha ilustrada pela Figura 4.4 foi gerada levando em consideração os critérios de convergência e dispersão numéricas descritas pelas equações (29) e (45). O tamanho mínimo das arestas referentes aos elementos triangulares que formam a malha da superfície perfurada foi mantido inalterado com relação à estrutura utilizada para extração dos modelos artificiais do Capítulo 3, ou seja, permanecendo em 0,5 mm para todas as superfícies, garantindo assim uma equalização na acuracidade entre os modelos.

Adicionalmente, a Tabela 4.1 traz um resumo de todos os parâmetros utilizados nas simulações.

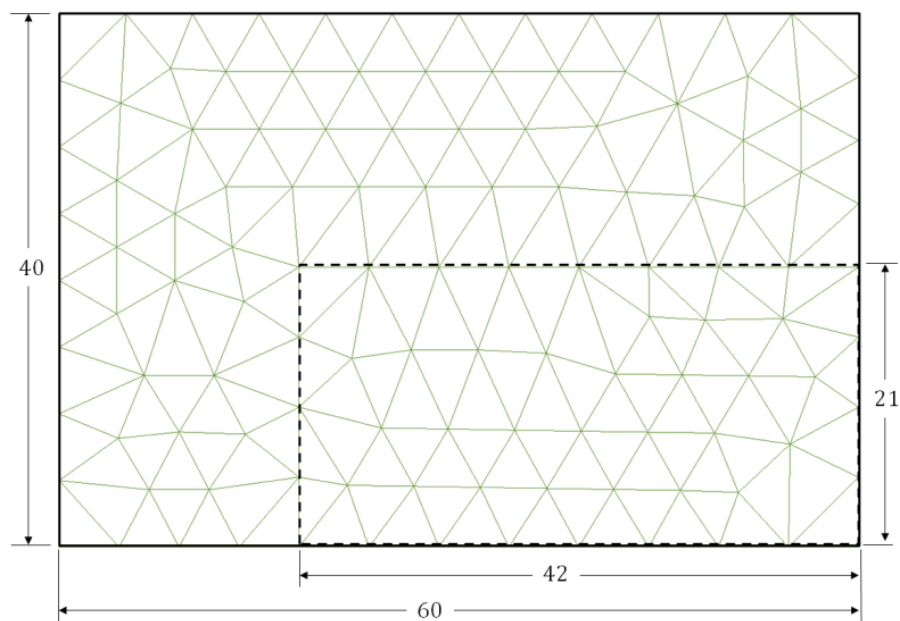
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados nas simulações.

PARÂMETROS	MODELO REAL	MODELO ARTIFICIAL
Comprimento aresta médio geral δ_m	10,0 mm	10,0 mm
Comprimento aresta mínimo do elemento em estudo δ_{min}	0,5 mm	10,0 mm ou 5,0 mm
Duração da simulação	100,0 ns	100,0 ns
Duração do pulso	1,0 ns	1,0 ns
Faixa de frequência de interesse	0 – 4,0 GHz	0 – 4,0 GHz
Condutividade superficial σ_s	10^6 S	-
Indutância superficial inversa $\mu_x^{-1} = \mu_y^{-1}$	-	183,7 (1/nH)
Capacitância superficial $\epsilon_x = \epsilon_y$	-	0 (pF)

A Figura 4.5 ilustra a discretização da superfície de blindagem para inserção do elemento de teste artificial. Neste caso a malha foi gerada considerando duas situações, uma com comprimento da aresta mínimo L_{min} de 10,0 mm e a segunda com L_{min} de 5,0 mm, sendo respectivamente, cerca de vinte e dez vezes maiores que o comprimento de aresta gerado para a superfície real. Desta forma, pode-se avaliar o compromisso entre tamanho de aresta e acuracidade do modelo artificial.



(a)



(b)

Figura 4.5 – Blindagem perfurada artificial simplificada – (a) Aresta de 10,0 mm – (b) Aresta de 5,0mm.

Com todos os parâmetros da simulação definidos, basta incluir as condições dispersivas do modelo artificial, dentro das matrizes E^k e B^k em (18). O algoritmo com a formulação numérica proposta na Seção 2.8 e o ajuste dos parâmetros da Seção 3.6 foram implementados no programa MATLAB [25]. As construções das estruturas geométricas bem como a geração de suas respectivas malhas foram feitas através da utilização do software GID [26]. A Tabela 4.2 detalha as características do ambiente de simulação utilizado para realização dos experimentos numéricos.

Tabela 4.2 – Características do ambiente de simulação.

PARÂMETROS	CARACTERÍSTICAS
Processador	Intel Core i5 -760
Frequência de clock	2.8 GHz
Memória	8 GB
Sistema operacional	Windows 7/ 64-bit
Matlab	Versão 7.1
GID	Versão 7.2

Obtendo as eficiências de blindagens SE para as superfícies representadas pelas Figuras 4.4 e 4.5, verifica-se através da análise do gráfico ilustrado pela Figura 4.6, que para incidência vertical do campo elétrico, o modelo proposto apresentou

um ótimo desempenho, sendo possível caracterizar com grande acuracidade o comportamento da blindagem real. No entanto, considerando incidência horizontal do campo elétrico, conforme representado pela Figura 4.7, o modelo artificial apresenta desempenho levemente inferior, ou seja, verifica-se uma diferença de 2 dB entre o parâmetro SE do modelo real para com o modelo artificial.

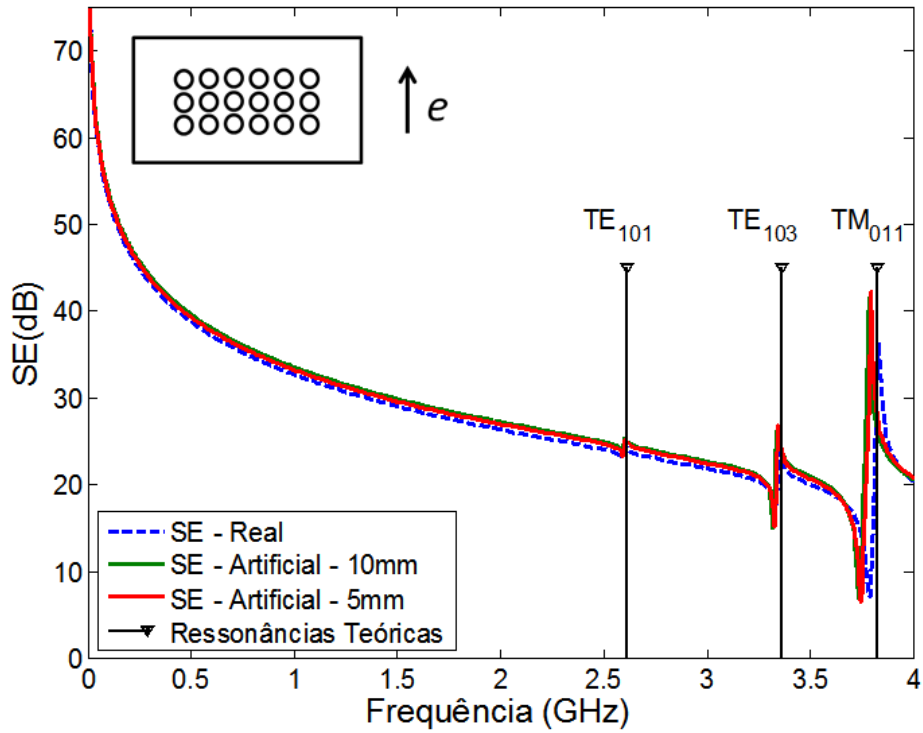


Figura 4.6 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.

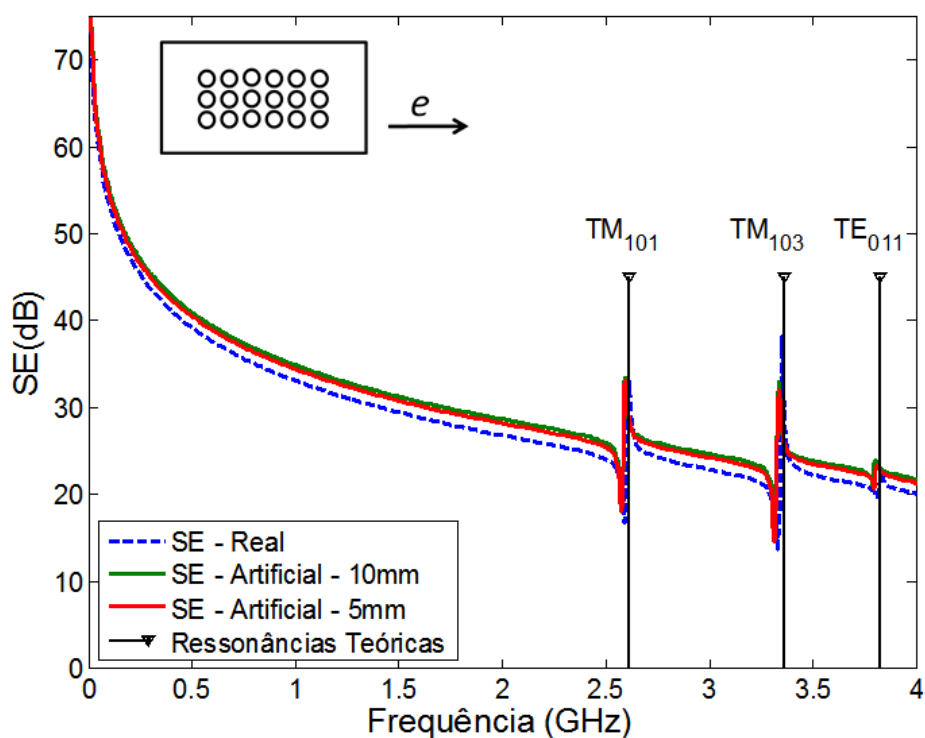


Figura 4.7 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.

A presença das ressonâncias referentes aos modos TE e TM, comprovam as características de contorno impostas na Seção 4.2. Além disso, a geração dos modos adicionais na faixa de frequência analisada mostra a eficiência do modelo artificial em reproduzir o comportamento real da blindagem perfurada, assegurando sua aplicabilidade independente das dimensões da superfície onde seja inserido.

4.4 BLINDAGENS COM FENDAS LONGAS

A segunda topologia abordada, conforme ilustrado pela Figura 4.8, será composta por três fendas longas, dispostas horizontalmente. Por se tratar de uma geometria bem comum em sistemas elétricos, a avaliação do seu comportamento é de especial interesse. Pelo fato de ser retangular possibilita as mais diversas aplicações na indústria eletroeletrônica, pois é um formato que facilita a inserção de painéis de controle utilizados para interface homem-máquina, além de consequentemente ser bastante empregada como ventilação em quadros de comando e proteção na área da automação industrial.

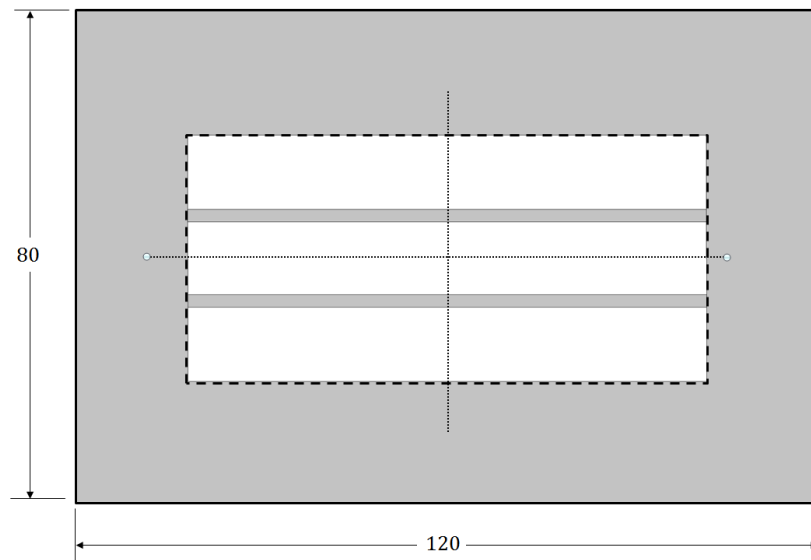


Figura 4.8 – Blindagem recortada longa simétrica.

Pelo fato da geometria ser simétrica, tanto geométrica quanto eletricamente, simplificou-se sua área para um quarto da extensão original. A Figura 4.9 detalha a superfície final utilizada para esta análise. Para que se pudesse comparar a eficiência desta blindagem com relação às demais topologias, mantiveram-se certas proporcionalidades geométricas entre os recortes e as perfurações da Seção 4.3, ou seja, a distância entre centros continua em 14 mm, bem como a espessura da fenda em 12 mm.

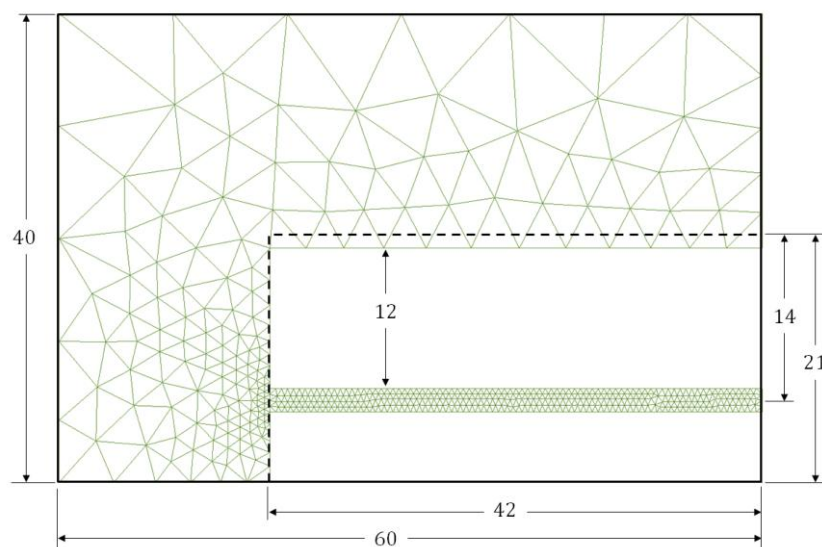


Figura 4.9 – Blindagem recortada simplificada real.

É importante notar que a área delimitada pela superfície tracejada, conforme ilustrado pela Figura 4.9, não está coincidente com o início do recorte retangular. Esta diferença é necessária para tornar o modelo artificial equivalente ao real, pois como pode-se verificar na Seção 3.7, a indutância e capacitância superficiais do modelo artificial, foram obtidas utilizando-se uma geometria real com recorte simétrico de 14 mm.

Para formação da malha adotaram-se os mesmos conceitos estabelecidos na Seção 4.3. A Figura 4.9 ilustra a discretização da superfície real em triângulos. Com relação à superfície artificial, utilizaram-se as mesmas malhas da topologia anterior, conforme a Figura 4.5, alterando-se apenas as condições dispersivas do modelo artificial descritos na Tabela 4.3. Os demais parâmetros da simulação mantiveram-se iguais aos ilustrados pela Tabela 4.1.

Tabela 4.3 – Condições dispersivas artificiais.

PARÂMETROS	MODELO ARTIFICIAL
Indutância superficial inversa μ_x^{-1}	93,3 (1/nH)
Capacitância superficial ϵ_y	3,95 pF
Indutância superficial inversa μ_y^{-1}	0
Capacitância superficial ϵ_x	0

Como resultado, verifica-se através da análise da Figura 4.10 o desempenho do modelo artificial comparado com o real para polarização horizontal.

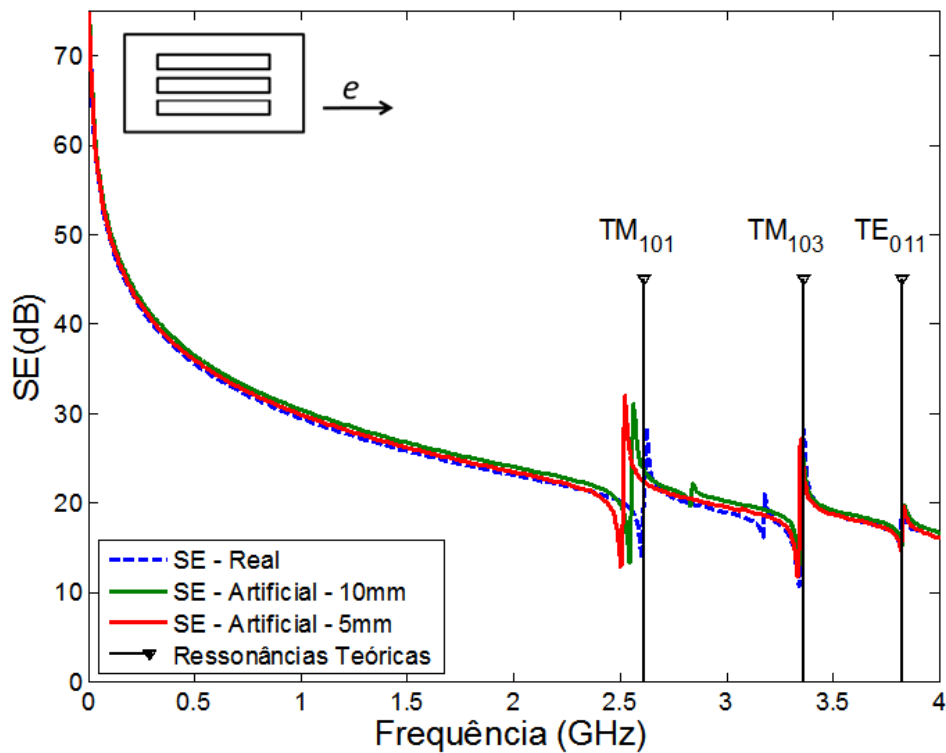


Figura 4.10 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.

Nota-se que para a faixa de frequências entre 2,5 a 3,0 GHz o modo TM_{101} apresentou um deslocamento em frequência com relação ao modelo real, não sendo possível reproduzir artificialmente, com exatidão, o mesmo comportamento. Porém é importante notar a presença, entre os modos TM_{101} e TM_{103} , de um terceiro modo gerado tanto no modelo referente à superfície real, quanto na artificial. Como se trata de um modo adicional e não esperado, visto não fazer parte dos infinitos modos equacionados na Seção 4.2 serão tratados a partir daqui como sendo ressonâncias espúrias.

O gráfico representado pela Figura 4.11 ilustra a eficiência da blindagem para polarização vertical do campo elétrico. Todo espectro de frequência, inclusive os modos ressonantes, puderam ser representados pelo modelo artificial, porém de forma contrária como o ocorrido para polarização horizontal, constatou-se a presença das ressonâncias espúrias apenas no artificial, sendo duas bem evidentes exatamente em 2,1 GHz e em 3,6 GHz.

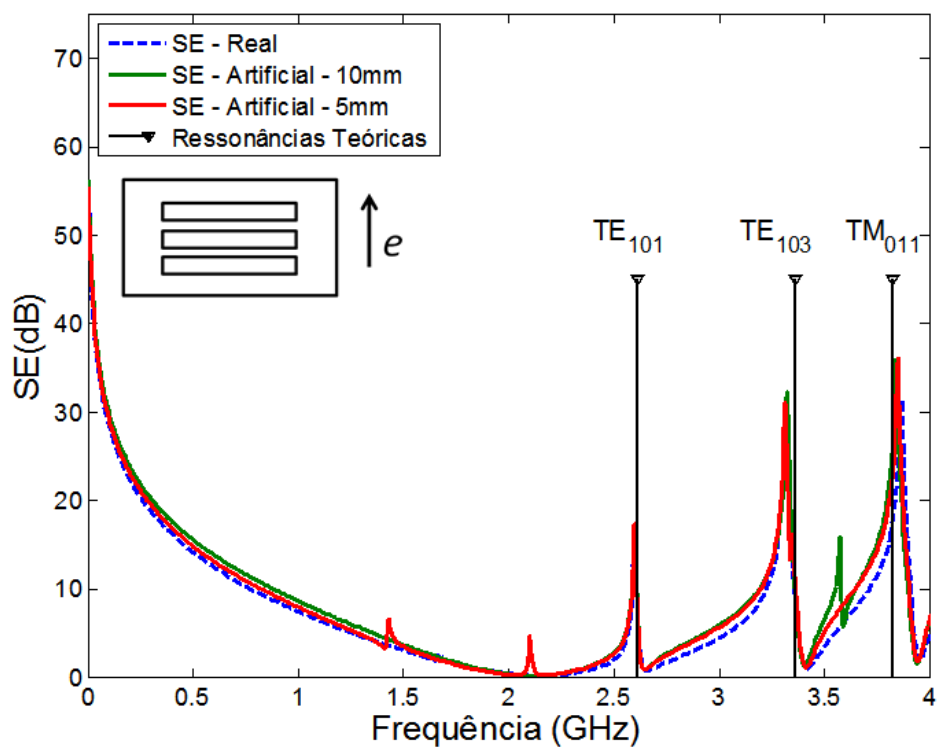


Figura 4.11 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.

De modo geral, conforme pode-se constatar através da análise do gráfico ilustrado pelas Figuras 4.12, as blindagens retangulares longas possuem uma eficiência inferior com relação a blindagens formadas por superfícies perfuradas, principalmente para polarização vertical onde verifica-se grande degradação da sua efetividade para frequências acima de 2 GHz.

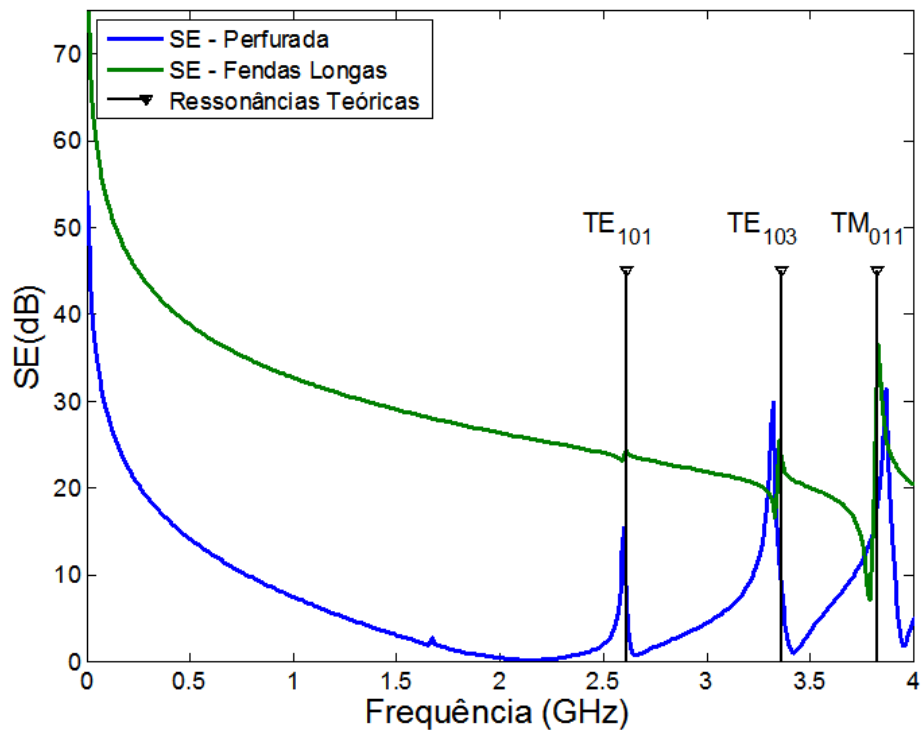


Figura 4.12 – Comparação entre a eficiência SE da superfície perfurada com a eficiência SE da superfície recortada com fendas longas, considerando polarização vertical.

4.5 BLINDAGENS COM FENDAS CURTAS

A terceira topologia proposta trata da modelagem artificial de superfícies compostas por fendas curtas. Conforme ilustrado através da Figura 4.13, os recortes foram rearranjados na estrutura, de tal forma que ocupassem a mesma área utilizada pelas outras duas topologias analisadas, possibilitando assim uma comparação mais adequada entre as eficiências das blindagens proporcionadas pelas três geometrias.

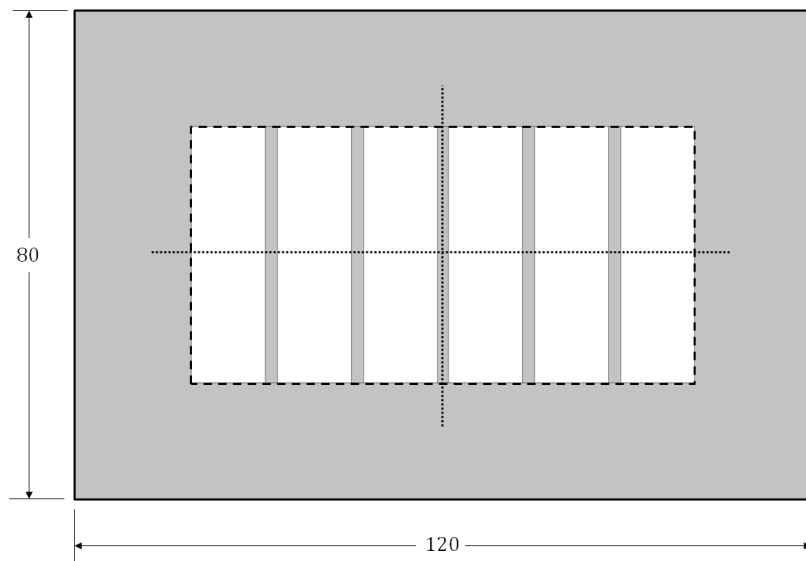


Figura 4.13 – Blindagem recortada longa simétrica.

De forma análoga às estruturas anteriores, simplificou-se a superfície referente à Figura 4.13 de maneira a se obter uma nova geometria conforme detalhado pela Figura 4.14.

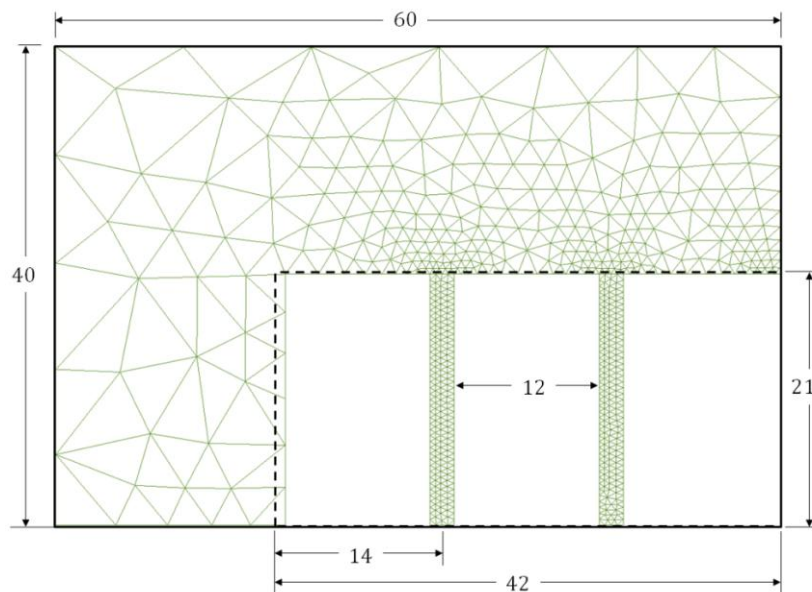


Figura 4.14 – Blindagem recortada simplificada real.

Mantendo os critérios de discretização da área, gerou-se a malha da estrutura real conforme ilustrado pela Figura 4.14. A malha e as condições dispersivas da estrutura artificial mantiveram-se com as mesmas características das simulações anteriores, detalhadas conforme Figura 4.5 e Tabela 4.3, respectivamente. Como

parâmetros para as simulações consideraram-se os mesmos estabelecidos pela Tabela 4.1, apenas alterando-se o eixo de aplicação das características dispersivas.

Assim, através da análise do gráfico ilustrado pela Figura 4.15, verifica-se que para polarização do campo elétrico na direção do comprimento das fendas, ou seja, para polarização vertical, o desempenho do modelo artificial proposto representou o comportamento do modelo real com eficiência até a frequência do segundo modo TE_{103} . A partir desta constatou-se um deslocamento em frequência principalmente para o modo TM_{011} .

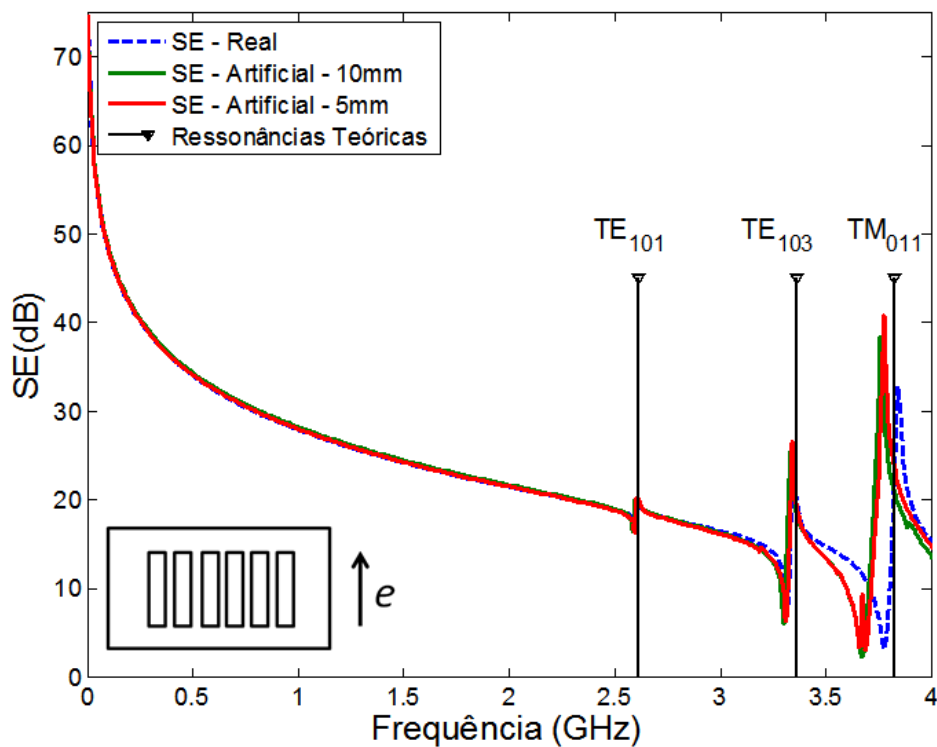


Figura 4.15 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical.

Para polarização horizontal do campo, conforme ilustrado pela Figura 4.16, é possível notar um *offset* em frequências relativas aos modos TM_{101} e TM_{103} , não apenas para o modelo artificial, mas também com relação ao modelo real. No entanto, para este último, com um deslocamento bem menos significativo com relação à frequência teórica do modo. Verifica-se ainda a presença de várias ressonâncias espúrias geradas através do modelo artificial e uma gerada através do

modelo real, todas localizadas em frequências intermediárias aos modos TM_{101} e TM_{103} .

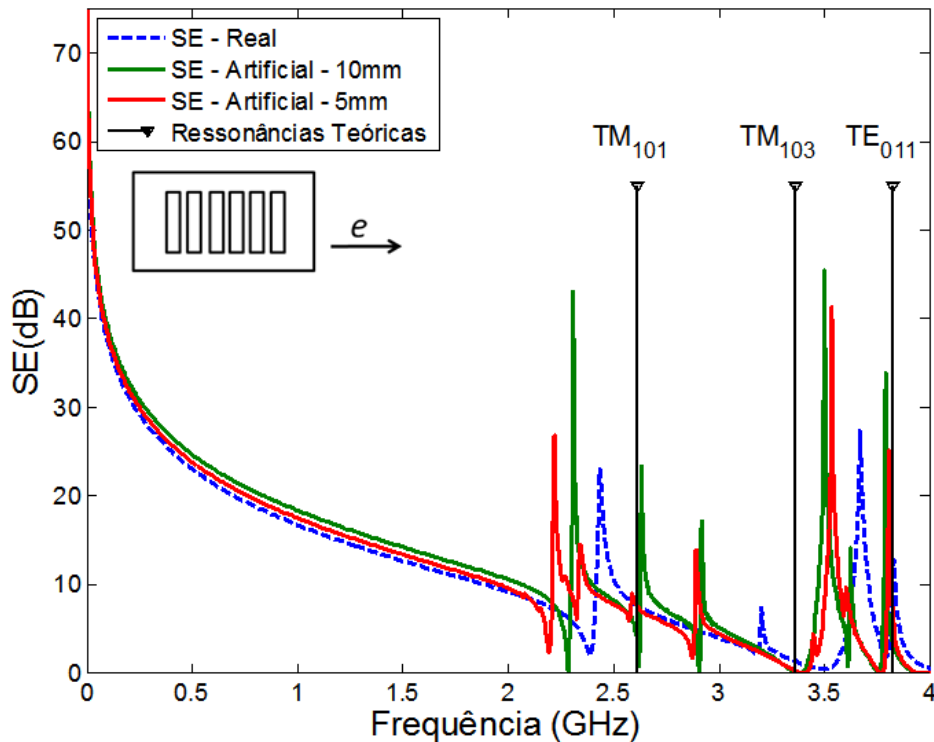


Figura 4.16 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal.

4.6 DESLOCAMENTO EM FREQUÊNCIA

Uma das anomalias constatadas principalmente nas Seções 4.4 e 4.5 e representada com uma maior ênfase pelos gráficos ilustrados pelas Figuras 4.10 e 4.16, foi a dificuldade em se reproduzir na frequência exata os modos TM_{mnp} pelo modelo artificial.

Conforme estabelecido na Seção 3.7, os modelos artificiais foram desenvolvidos e caracterizados por possuírem comportamentos distintos quando submetidos a polarizações do campo elétrico sobre duas orientações, normal a fenda resultando em um comportamento indutivo e perpendicular à fenda resultando em um comportamento capacitivo, ou seja, o modelo artificial apresenta uma anisotropia com relação ao plano xy . Analisando as configurações (a) e (c) referente

a Figura 4.2, verifica-se que o campo elétrico possui um componente em z , o qual não foi levado em consideração no modelamento artificial proposto.

Adicionalmente, verifica-se que para a superfície perfurada esta anomalia não foi constatada, provavelmente devido ao fato das mesmas apresentarem um acoplamento de energia fraco, pois como pode-se verificar através das Figuras 4.6 e 4.7 as eficiências das blindagens SE ficaram acima de 20 dB. Portanto, verifica-se que um acoplamento forte aliado com as restrições do modelo artificial proposto, podem ser os prováveis motivos que provocaram o deslocamento em frequência apenas para os modos TM e somente nas geometrias compostas por fendas.

4.7 UNIFORMIDADE DA MALHA

Visando investigar as ressonâncias espúrias presentes nos modelos artificiais referentes às geometrias apresentadas nas Seções 4.4 e 4.5, foram feitos mais alguns testes variando-se parâmetros relativos à formação da malha utilizada para discretizar a superfície artificial. Dentre os testes realizados serão apresentados aqui os fatores que possuíram maior influência e que de certa forma relacionaram-se com as anomalias constatadas.

O aplicativo GID [26], utilizado para construção das geometrias e para gerar as malhas das estruturas, possui um parâmetro utilizado para se programar a evolução de formação da malha no que diz respeito ao tamanho dos tetraedros, ou seja, pode-se controlar a transição do tamanho das arestas do menor elemento até o maior elemento. O valor padrão para esta variável é 0,4. No entanto pode-se excursionar de 0 onde a transição é abrupta, até 1 onde a transição é suave. Em todas as simulações realizadas até aqui, considerou-se o fator de transição padrão 0,4.

Considerando novamente a superfície apresentada na Seção 4.4 para polarização vertical, mantendo todos os parâmetros fixos e variando somente o fator transição de 0,4 para 0 e para 1, verifica-se através dos gráficos ilustrado pela Figura 4.17 que as ressonâncias espúrias apareceram em frequências distintas, inclusive diferente das encontradas na Figura 4.11. É importante notar também que

as frequências de ressonância referente aos modos de propagação não se alteraram.

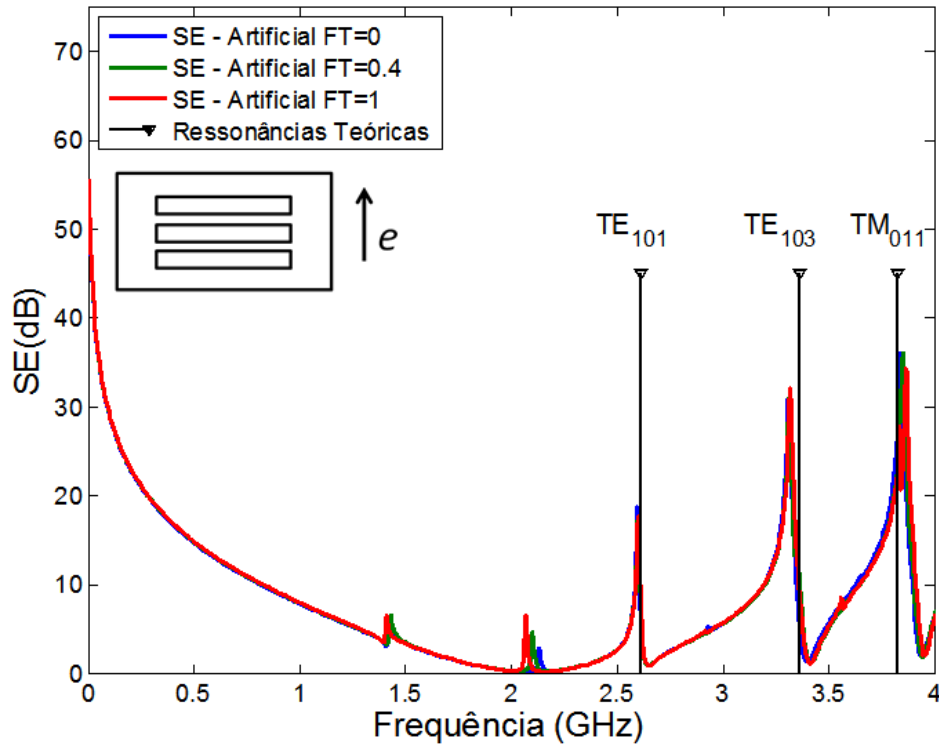


Figura 4.17 – Comparação entre as eficiências SE para polarização vertical com alteração do fator de transição, considerando a malha de 5,0mm.

Para verificar a repetitividade, fez-se a mesma investigação com o terceiro tipo de geometria apresentada na Seção 4.5, considerando neste caso a polarização horizontal referente à Figura 4.16, pois como pode-se perceber foi a configuração que mais apresentou estes efeitos indesejados.

Igualmente como ocorreu na análise anterior, verifica-se através do gráfico ilustrado pela Figura 4.18 que realmente os picos não se tratam de modos adicionais, mas sim de ressonâncias espúrias, que de alguma forma estão relacionados com a uniformidade da malha e com a presença do material anisotrópico artificial.

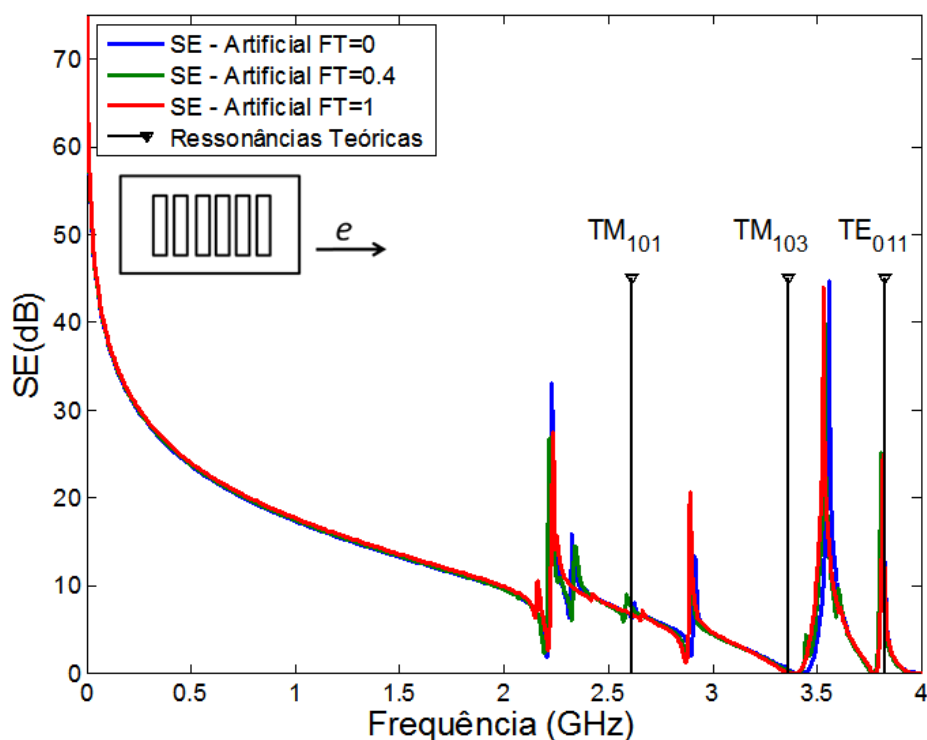


Figura 4.18 – Comparação entre as eficiências SE para polarização horizontal com alteração do fator de transição considerando a malha de 5,0mm.

4.8 EFICIÊNCIA COMPUTACIONAL

Com a finalidade de quantificar a eficiência computacional do método numérico proposto faz-se necessário uma comparação entre os modelos reais e os artificiais. Com este propósito a Tabela 4.4 traz uma relação entre o número de elementos tetraédricos utilizados para representar cada uma das estruturas, além de consequentemente avaliar o tempo total de simulação.

Tabela 4.4 – Comparação de desempenho.

Geometria	Polarização	N° de elementos			Tempo de processamento		
		Real	Artificial (10 mm)	Artificial (5,0 mm)	Real	Artificial (10 mm)	Artificial (5,0 mm)
Perfurada	Vertical	48500	4510	5486	90min	56s	67s
	Horizontal	48550	4510	5486	95min	42s	65s
Fendas Longas	Vertical	21635	4584	5489	34min	80s	70s
	Horizontal	21635	4585	5419	33min	55s	77s
Fendas Curtas	Vertical	27494	4518	5392	71min	53s	63s
	Horizontal	27494	4518	5417	66min	47s	65s

Como se pode constatar, a eficiência em termos de tempo de processamento referente ao modelamento proposto é muito alta. Para algumas geometrias verificaram-se reduções em torno de 135 vezes, não sendo inferior a 25 vezes a redução do tempo necessário para a resolução do problema.

5 CONCLUSÃO

Utilizando uma formulação estendida no espaço de estados para descrever as equações de Maxwell na eletrodinâmica, este trabalho apresentou uma nova metodologia para caracterização de condições de contorno artificiais, utilizadas para simular o comportamento de superfícies metálicas perfuradas e recortadas sob a incidência de uma onda eletromagnética. Desta forma, com a utilização de condições artificiais, evitou-se o refinamento da malha onde as perfurações e recortes existiam, reduzindo assim, o número de elementos tetraédricos requeridos para caracterização geométrica, tornando a computação menos onerosa em termos de tempo de processamento. Por este motivo, visando à eficiência computacional, condições artificiais foram propostas.

Foram desenvolvidos basicamente dois modelos para compor as características dispersivas artificiais. Um primeiro modelo, caracterizado por agir como uma susceptância puramente indutiva, foi utilizado para substituir blindagens metálicas compostas por perfurações. Para simulação artificial do comportamento de recortes retangulares, pelo fato de apresentarem comportamentos distintos, ou seja, alternando-se entre puramente capacitivo e puramente indutivo dependendo da polarização do campo elétrico, foi proposto um modelo uniaxial anisotrópico. Desta forma pode-se caracterizar de forma genérica as superfícies independente da polarização do campo. O desempenho dos modelos propostos foram considerados satisfatórios, pois comparados com expressões aproximadas existentes na literatura, utilizadas principalmente para descrever o comportamento de descontinuidades em guias de onda, não apresentaram grandes divergências.

De forma a verificar a eficiência e desempenho computacional desta formulação numérica, os modelos artificiais foram utilizados para substituir perfurações e recortes de três topologias de blindagens, uma composta por perfurações igualmente espaçadas entre si, outra com recortes longos e outra blindagem considerando recortes curtos. O comportamento das blindagens foi caracterizado pela comparação entre os parâmetros SE (*Shielding Effectiveness*) das blindagens artificiais e das blindagens contemplando a geometria real. A primeira blindagem comportou-se bem, sendo possível reproduzir na íntegra o comportamento da superfície real incluindo os modos adicionais ocasionados pelas

ressonâncias dentro da estrutura de teste. As demais geometrias também simularam o comportamento da superfície real, no entanto, apresentaram algumas anomalias denominadas neste estudo como ressonâncias espúrias e deslocamento nas frequências de ressonância dos modos de propagação TM_{mnp} . As anomalias foram investigadas e concluiu-se que, provavelmente foram oriundas, respectivamente, da não uniformidade da malha e limitações próprias do modelo anisotrópico proposto que não levou em consideração o comportamento dos recortes e perfurações na direção de propagação z do campo elétrico.

Assim o objetivo do trabalho foi alcançado. O desenvolvimento de condições de contorno artificiais mostrou-se de fundamental importância para a área, pois além de possibilitar uma fácil incorporação em códigos para simuladores eletromagnéticos, demonstrou-se através de experimentos numéricos serem uma excelente técnica para aumentar a eficiência computacional, reduzindo o tempo total da simulação entre 25 e 135 vezes. A nova formulação estendida no espaço de estados mostrou-se também estável não apresentando instabilidade em nenhuma das simulações realizadas neste trabalho.

PERSPECTIVAS PARA TRABALHOS FUTUROS

- 1) Desenvolver um modelo artificial para superfícies recortadas, considerando o comportamento dos recortes também no sentido de propagação z do campo elétrico, procurando desta forma assegurar a reprodução adequada dos modos TM.
- 2) Aplicar o modelamento artificial para outras geometrias, tais como superfícies deformadas e recortadas por cisalhamento, utilizadas para prover ventilação e principalmente proteção contra água em blindagens para uso em ambientes externos, tais como as utilizadas para selar aparelhos de ar condicionado.
- 3) Automatizar a criação da condição de contorno artificial de forma que ela se auto parametrize quando aplicada no recorte real, de tal forma que o usuário apenas necessite definir a posição de aplicação do material artificial. O modelo então identificaria o formato e extensão do recorte escolhendo automaticamente o modelo mais apto para descrever o comportamento eletromagnético da estrutura.

REFERÊNCIAS

- [1] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC60335-1**. Household and Similar Electrical Appliances. 4.1a. ed. Switzerland, 2007.
- [2] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC61000-4-3**. Electromagnetic Compatibility. Testing and Measurement Techniques – Radiated, Radio-Frequency and Electromagnetic Field Immunity Test. 3a. ed. Switzerland, 2006.
- [3] ARTUZI, W. A., Jr. **Improving the Newmark time Integration Scheme in Finite Element Time Domain Methods**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 12, 2005.
- [4] TALOVE, A. Computational Electrodynamics: **The Finite Difference Time-Domain Method**, Artech House, Boston, 1995.
- [5] RAJAMANI, V; BUNTING, C. F; DESHPANDE M. D; KHAN Z. A. **Validation of modal/MoM in shielding effectiveness studies of rectangular enclosures with apertures**. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.48, No. 2, pp. 348-353, Stillwater, USA, 2006.
- [6] ARTUZI, W. A., Jr. **An unconditionally stable FETD method using tetrahedral cells**” – Universidade Federal do Paraná – IMOC/SBMO. 2004.
- [7] JIN, J. M. **The Finite Element Method in Electromagnetics**, 2° Edition, Wiley, 2002.
- [8] LIU, Q.; YIN, W.; MAO, J. CHEN, Z, **Accurate Characterization of Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures with Thin Wires and Thin Slots**, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 51, No. 2, 2009.
- [9] SENIOR, T.B.A; VOLAKIS, J. L. **Approximate boundary conditions in electromagnetics**, The Institution of Electrical Engineers, London, 1995.
- [10] POZAR, D. M. **Microwave Engineering**, 2° Edition, New York, John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [11] ANTONINI, Giulio; ORLANDI, Antonio. **Time Domain Modeling of Lossy and Dispersive Thin Layers**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 9, p. 631-633, 2007.
- [12] REED, E. K. **Time Domain Electromagnetic Penetration Through Arbitrarily Shaped Narrow Slots in Conducting Screens**, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 34, No. 3, SC, 1992.
- [13] LI M.; MA K.; HOCKANSON D. M.; DREWNIAC J. L.; HUBING T. H.; DOREN V. **Numerical and Experimental Corroboration of an FDTD Thin Slot Model for**

Slots Near Corners of Shielding Enclosures, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 39, No. 3, 1997.

[14] OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**, 4th edition, New Jersey, Prentice Hall, 2002.

[15] CHANG S.; COCCIOLI R.; QIAN Y.; ITOH T. **A Global Finite Element Time Domain Analysis of Active Nonlinear Microwave Circuits**, IEEE Transactions Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 12, pp.2410-2416, Dec. 1999.

[16] BOSSAVIT A. **Whitney Forms: A Class of Finite Elements for three Dimensional Computations in Electromagnetism**, IEEE Proceeding, Vol. 135, pt. A, no. 8, pp. 493-500, Nov. 1988

[17] COLLIN R. E. **Foundations for Microwave Engineering**, International student edition, Tokyo: McGraw-Hill Kogakusha, 1996.

[18] MONTGOMERY, C. G.; DICKE R. H.; PURCELL, E. M. MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY - **Radiation Laboratory Series - Principles of Microwave Circuits**, New York: McGraw-Hill Book Company, INC, 1948.

[19] MARCUVITZ, N. MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY - **Radiation Laboratory Series - Waveguide Handbook**, New York: McGraw-Hill Book Company, Inc. 1951.

[20] SMULLIN L. D.; GLASS W. G. **The Offset Waveguide Junction as a Reactive Element**, Technical report of Research Laboratory of Electronics No. 164 – Massachusetts Institute of Technology, 1950.

[21] HARRINGTON R. F; **Time-Harmonic Electromagnetic Fields**, John Wiley & Sons, Inc, 2001.

[22] KUNZ K. S. and LUEBBERS R. J., **The Finite Difference time Domain Method for Electromagnetics**, New York: CRC Press LLC, 1993.

[23] JACOBY K. T; PIERATT M. W; HALMAN J. I; RAMSEY K. A. **Predicted and measured EMI shielding effectiveness of a metallic mesh coating on a sapphire window over a broad frequency range**, Air Force Research Laboratory (AFRL), Window and Dome Technologies and Materials XI. Edited by Tustison, Randal W.. Proceedings of the SPIE, Volume 7302 (2009)., pp. 73020X-73020X-11, Orlando, 2009.

[24] VERASTEGUI T. M. N, **Propagação entre Planos de Referência em Placas de Circuito Impresso de Múltiplas Camadas**, dissertação, Curitiba, Brasil: UFPR – Universidade Federal do Paraná, 2007.

[25] **MATLAB**. <http://www.mathworks.com/> - Agosto 2011.

[26] **GID**. Geometry and Data. <http://gid.cimne.upc.es> - Agosto 2011.

[27] RAMON S.; WHINNERY J. R.; DUZER T. V. **Fields and Waves in Communication Electronics**, New York; John Wiley and Sons, Inc. 1965.

[28] MANUILOV, M. B.; LERER, V. A.; SINYAVSKII, G. P. **An Efficient Method for the Electromagnetic Analysis of Slotted-Waveguide Antenna Arrays**, Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. 53, No. 12, pp. 1380-1390, 2007.

[29] XU, Lei. **Temporal BYY Learning for State Space Approach, Hidden Markov Model, and Blind Source Separation**, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 48, No. 7, 2000.