



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

Implementação do Método FDTD Paralelizado em Geometrias Cilíndricas com o uso da Excitação Radial

Jean César Fagundes Castro

2019

Jean César Fagundes Castro

Implementação do Método FDTD Paralelizado em Geometrias Cilíndricas com o uso da Excitação Radial

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, parceria ampla entre o CEFET-MG e UFSJ como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Goncalves.

Coorientador Prof. Dr. Gustavo Campos Menezes.



Belo Horizonte

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG

2019

Castro, Jean César Fagundes
C355i Implementação do método FDTD paralelizado em geometrias cilíndricas com o uso da excitação radial / Jean César Fagundes Castro. – 2019.
112 f.: il., gráfs, tabs.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.
Orientador: Sandro Trindade Mordente Gonçalves.
Coorientador: Gustavo Campos Menezes.
Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Método dos elementos finitos – Teses. 2. Circuitos elétricos – Teses. 2. Ondas eletromagnéticas – Teses. I. Gonçalves, Sandro Trindade Mordente. II. Menezes, Gustavo Campos. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.34

RESUMO

Visando a implementação da paralelização, elaborou-se um código de FDTD em linguagem C++ utilizando a API OpenMP. O código elaborado, além de implementar a paralelização, possui uma estrutura que permite a fácil inserção de geometrias complexas, diferentes tipos de excitação, cálculo durante e após as iterações temporais e mudança do tipo de fronteira absorvente sem alterar as que já estão implementadas. Isso se deve à utilização dos conceitos de herança, polimorfismo e encapsulamento da orientação à objeto.

Com o programa desenvolvido, consegue-se realizar diversas análises sem a necessidade de recompilar o código, alterando-se apenas os dados de entrada. Com essa ferramenta, foi feita a análise de geometrias complexas e avaliação e implementação de uma excitação proposta: a excitação radial.

A excitação radial possui a característica de inserir, já no plano de excitação, uma onda TEM. Utilizando essa excitação, extingue-se os modos espúrios na simulação, há a rápida conformação da onda na simulação e redução do espaço de simulação. Para comprovação da excitação e a versatilidade do código, implementou-se diferentes formas de cálculo de potencial e corrente elétricos. A partir dessas formas de cálculo foram realizadas comparações entre diferentes caminhos para cálculo do potencial e corrente elétricos, apresentando-se diversos resultados e a devida comparação entre as formas de cálculos.

Palavras-chave: *Cálculo de Corrente e Potencial elétricos no FDTD, Excitação Radial, FDTD, Geometrias Complexas no FDTD, Orientação a Objeto no FDTD, Paralelização do código do FDTD.*

ABSTRACT

In order to implement parallelization, a FDTD code with C++ language was developed using the OpenMP API. The code developed, besides implementing the parallelization, has a structure that allows the easy insertion of complex geometries, different types of excitation, calculation during and after the simulation time and the possibility to change the type of absorbent boundary without changing those already implemented. This is due to the use of the concepts of object orientation: inheritance, polymorphism and encapsulation.

With the program developed, it was possible to perform several analyzes without the need to recompile the code. To do each simulation it was needed only to change the input data. With this tool, it was possible to do the analysis of complex geometries and evaluation and implementation of a proposed excitation: radial excitation.

The radial excitation has the characteristic of inserting a TEM wave in the plane of excitation. There are some advantages with this excitation: the spurious modes are extinguished in the simulation, there is the rapid conformation of the wave in the simulation and reduction of the simulation space. In order to prove the excitation and the versatility of the code, different ways of calculating electric potential and current were implemented. Comparisons were made between different paths for the calculation of electric potential and current.

Keywords: *Complex Geometries in FDTD, Electrical Current and Potential Calculation in FDTD, FDTD, Object Orientation in FDTD, Parallelization of FDTD Code, Radial Excitation.*

SUMÁRIO

RESUMO	4
ABSTRACT	5
LISTA DE TABELAS	8
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE ACRÔNIMOS	13
1 INTRODUÇÃO	14
1.1 INTRODUÇÃO	14
1.1.1 CUSTOS DO MÉTODO FDTD	15
1.1.2 GEOMETRIAS CILÍNDRICAS NO MÉTODO FDTD	16
1.1.3 INSERÇÃO DA EXCITAÇÃO	17
1.2 OBJETIVOS	18
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	18
2 DESENHOS VETORIAIS, CABOS COAXIAIS E CONECTORES SMA	19
2.1 ARQUIVO DE DESENHO VETORIAL	20
2.2 CARACTERÍSTICAS DO CABO COAXIAL	23
2.3 CARACTERÍSTICAS DO CONECTOR SMA	25
2.4 CONCLUSÃO	27
3 MODELAGEM FDTD	28
3.1 O MÉTODO FDTD	29
3.1.1 MATRIZ MATERIAL	33
3.1.2 CONDIÇÕES DE CONTORNO	34
3.2 EXCITAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO	35
3.2.1 EXCITAÇÃO HARD	36
3.2.2 FONTE SOFT	37
3.2.3 FUNÇÕES DE EXCITAÇÃO	38
3.2.3.1 PULSO GAUSSIANO	38
3.2.3.2 COEFICIENTES DA EXCITAÇÃO RADIAL	39
3.3 CÁLCULOS ADICIONAIS	47
3.3.1 POTENCIAL ELÉTRICO	48
3.3.2 CORRENTE ELÉTRICA	50

3.4	CÓDIGO COMPUTACIONAL	54
3.4.1	ESTRUTURA DO PROGRAMA DESENVOLVIDO	55
3.4.2	PARALELISMO	57
3.4.2.1	UTILIZANDO O OPENMP PARA O FDTD	59
3.4.2.2	MEDIÇÕES DE DESEMPENHO DO CÓDIGO	60
3.4.2.3	PARALELISMO NO FDTD	61
3.5	CONCLUSÃO PARCIAL	63
4	RESULTADOS E ANÁLISES	64
4.1	DESEMPENHO DO PARALELISMO	64
4.1.1	RESULTADOS	64
4.1.2	ANÁLISES	66
4.2	EXCITAÇÃO RADIAL	66
4.2.1	RESULTADOS	69
4.2.2	ANÁLISES	72
4.3	ANÁLISE DE TENSÃO	77
4.3.1	RESULTADOS	78
4.3.2	ANÁLISES	80
4.4	ANÁLISE DE CORRENTE	82
4.4.1	RESULTADOS	83
4.4.2	ANÁLISES	84
4.5	CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA	85
4.5.1	RESULTADOS	86
4.5.2	ANÁLISES	87
5	CONCLUSÃO	89
6	REFERÊNCIAS	91
A.	ENTIDADES DO ARQUIVO DE DESENHO VETORIAL E CÁLCULOS DE LOCALIZAÇÃO DE PONTOS	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 – Detalhamento do nome atribuído para cada parte do cabo coaxial.	24
Tabela 2-2 – Propriedades físicas dos principais materiais do conector SMA.....	25
Tabela 3-1 – Tabela de relação de posição na matriz com localização espacial.	32
Tabela 3-2 – Algoritmo de atualização do FDTD com excitação <i>hard</i>	37
Tabela 3-3 Linha do algoritmo da Tabela 3-2 alterada para fonte <i>soft</i>	38
Tabela 3-4 – Inserção do paralelismo no algoritmo da Tabela 3-2.....	63
Tabela 4-1 – Resultados dos tempos de simulação.....	65
Tabela 4-2 – Tempos apenas dos trechos em que se aplicou o paralelismo.	65
Tabela 4-3 – Propriedades físicas dos materiais do cabo coaxial utilizado.....	67
Tabela 4-4 – Coordenadas dos pontos de análise de tensão.	77
Tabela 4-5 – Máximos e normas dos vetores para a primeira simulação de cálculo de potencial.	78
Tabela 4-6 – Máximos e normas dos vetores para a segunda simulação de cálculo de potencial.	79
Tabela 4-7 – Valores máximos e normas dos resultados do cálculo da corrente pelo caminho circular.	83
Tabela 4-8 – Impedância do cabo a partir do potencial e corrente simulados em 1 MHz.	87

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 – Conector SMA	15
Figura 2-1 – Conector SMA dos fabricantes: (a) Johnson Components [15]; (b) Amphenol RF [16].....	19
Figura 2-2 – Estrutura do arquivo de desenho vetorial utilizado.....	21
Figura 2-3 – Exemplo da construção do arquivo de desenho vetorial para uma esfera. (a) Ilustração da esfera e (b) exemplo do arquivo de desenho vetorial.....	22
Figura 2-4 – Exemplificação da localização de pontos.	23
Figura 2-5 – Detalhamento dos componentes do cabo coaxial.....	24
Figura 2-6 – Detalhes do conector SMA.	25
Figura 2-7 – Desenho simplificado do conector SMA de forma geral.	26
Figura 2-8 – Conector SMA simplificado sem as partes externas.....	26
Figura 2-9 – Partes internas do conector SMA simplificado.....	26
Figura 2-10 – Vista explodida do conector SMA simplificado.	27
Figura 3-1 – Etapas iniciais de definição para o cálculo do FDTD.	28
Figura 3-2 – Fluxograma Geral de Cálculo do FDTD.....	29
Figura 3-3 – Definição das componentes dos campos elétrico e magnéticos na célula de Yee.....	31
Figura 3-4 – Definição do ponto de referência na célula de Yee.....	32
Figura 3-5 – Face da célula de Yee na interface de materiais do cabo coaxial.	33
Figura 3-6 – Definição das ABC no espaço computacional.	35
Figura 3-7 – Disposição do campo elétrico no plano de excitação: (a) em todo o plano e (b) apenas no dielétrico.	36
Figura 3-8 – (a) Pulso Gaussiano no domínio do tempo e (b) atenuação do Pulso Gaussiano no domínio da frequência.	39
Figura 3-9 – Onda TEM no cabo coaxial.....	40
Figura 3-10 – Definição da Superfície Gaussiana no cabo coaxial.	41
Figura 3-11 – Decomposição do campo elétrico no plano de excitação.....	43
Figura 3-12 – Campo elétrico no plano de excitação do cabo coaxial: (a) componente na direção X e (b) componente na direção Z.....	45
Figura 3-13 – Módulo do campo elétrico no plano de excitação do cabo coaxial.....	46

Figura 3-14 – Módulo do campo elétrico na diagonal do plano de excitação do cabo coaxial.	47
Figura 3-15 – Caminho exemplo do cálculo de potencial.	49
Figura 3-16 – Caminho percorrido para o cálculo de corrente elétrica par o cabo coaxial.	52
Figura 3-17 – Localização das componentes do campo magnético para o cálculo do caminho da corrente elétrica.	52
Figura 3-18 – Fluxograma da definição dos campos que entrarão no cálculo da corrente elétrica.	53
Figura 3-19 – UML de estrutura básica das classes do JCFDTD.	56
Figura 3-20 – Divisão do cálculo do FDTD para processamento paralelo.	58
Figura 3-21 – Estrutura <i>fork-join</i> do OpenMP.	59
Figura 3-22 – Divisão em 4 núcleos de processamento da atualização do campo magnético para o FDTD.	62
Figura 4-1 – Ilustração do cabo coaxial utilizado na simulação.	67
Figura 4-2 – Detalhamento dos locais de excitação e de análise da excitação radial.	68
Figura 4-3 – Pulso Gaussiano utilizado na simulação da excitação radial: (a) ao longo do tempo e (b) espectro de frequência.	68
Figura 4-4 – Campos no plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.	69
Figura 4-5 – Campo elétrico a uma célula do plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.	70
Figura 4-6 – Campo elétrico a vinte células do plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.	71
Figura 4-7 – Campo elétrico no meio do cabo das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação	

com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.	72
Figura 4-8 – Detalhe da propagação do campo elétrico para a excitação com o Pulso Gaussiano constante: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.	73
Figura 4-9 – Detalhe da propagação do campo elétrico para a excitação com os coeficientes da excitação radial com Pulso Gaussiano: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.....	74
Figura 4-10 – Detalhe da propagação do campo magnético para a excitação com o Pulso Gaussiano constante: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.	75
Figura 4-11 – Detalhe da propagação do campo magnético para a excitação com os coeficientes da excitação radial com Pulso Gaussiano: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.....	76
Figura 4-12 – Localização espacial dos pontos de análise da tensão.	77
Figura 4-13 – Caminhos analisados para o ponto P1 com intuito de comparação do cálculo de potencial no cabo coaxial.....	78
Figura 4-14 – Potencial no ponto P5 da primeira simulação do cálculo de potencial: (a) em 5.000 iterações e (b) zoom apenas no pico do pulso.	79
Figura 4-15 – Potencial no ponto P3 da segunda simulação do cálculo de potencial: (a) simulação toda e (b) zoom apenas no pico do pulso.	80
Figura 4-16 – Detalhe da concentração de campo elétrico para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo Elétrico no plano 45 da primeira simulação.	81
Figura 4-17 – Detalhe da concentração de campo elétrico para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo elétrico no plano 45 da segunda simulação.	81
Figura 4-18 –(a) Raios analisados e (b) caminho retangular do cálculo de corrente.....	83
Figura 4-19 – Resultado da corrente elétrica para: (a) o raio de 0,52 mm e (b) detalhe do pico da corrente elétrica para o raio 1,37 mm.	84
Figura 4-20 – Detalhe da concentração de campo para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo Elétrico no plano 45.....	85
Figura 4-21 – Média e desvio padrão relativo da impedância calculada para frequências de 1 MHz a 10 GHz.....	87

Figura A-1 – Ilustração da entidade Posição no arquivo de desenho vetorial.....	96
Figura A-2 – Definição da entidade do tipo Borda no arquivo de desenho vetorial.....	96
Figura A-3 – Ilustração da entidade do tipo Linha	97
Figura A-4 – Vetor direção (d) da linha ao ponto.....	99
Figura A-5 – Fluxograma de definição da posição relativa do ponto à linha.	100
Figura A-6 – Definição da circunferência	101
Figura A-7 – Definição dos vetores do ponto à circunferência.	102
Figura A-8 – Triângulo dos vetores do ponto à circunferência.	102
Figura A-9 – Fluxograma da posição relativa entre o <i>loop</i> de bordas e um ponto.....	104
Figura A-10 – Definição da entidade face.	105
Figura A-11 – Visualização da entidade face.	106
Figura A-12 – Fluxograma da posição relativa da face à um ponto.	107
Figura A-13 – Visualização da definição de um cilindro.	108
Figura A-14 – Fluxograma da posição relativa de um ponto à um cilindro.	109
Figura A-15 – Definição da entidade Casca Fechada.	110
Figura A-16 – Fluxograma da localização relativa de um ponto à casca fechada.	110
Figura A-17 – Fluxograma da localização relativa de um ponto em uma montagem	111

LISTA DE ACRÔNIMOS

ABS	<i>Absorbing Boundary Condition</i> – Condição de Fronteira Absorvente
API	<i>Application Programming Interface</i> –Interface De Programação De Aplicação
CAD	<i>Computer Aided Design</i> – Desenho Assistido por Computador
CECC	<i>CENELEC Electronic Components Committee</i> – Comitê de Componentes Eletrônicos da CENELEC
CONELEC	<i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i> – Comitê Europeu de padronização de Eletrotécnica
CPML	<i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i> – Camadas Convulucionais Perfeitamente Casadas
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i> – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> – Ambiente de Desenvolvimento Integrado
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> – Comissão Internacional de Eletrotécnica
IGES	<i>Initial Graphics Exchange Specification</i> – Especificação Inicial de Intercâmbio Gráfico
ISO	<i>International Organization of Standardization</i> – Organização Internacional de Padronização
MIL	<i>United States Military Standard</i> – Padrão militar dos Estados Unidos da América
OpenMP	<i>Open Multi-Processing</i> – Multi-Processamento Aberto
PEC	<i>Perfect Electrical Conductor</i> – Condutor Elétrico Perfeito
PML	<i>Perfect Matched Layer</i> – Camadas Perfeitamente Casadas
PTFE	Politetrafluoretileno
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
STEP	<i>Standard for the Exchange of Product model data</i> – Padrão de Intercâmbio para Dados de Modelos de Produtos
TEM	<i>Transverse Electromagnetical</i> – Transverso Eletromagnético
UML	<i>Unified Modeling Language</i> – Linguagem de Modelagem Unificada
UPML	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i> – Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas

Capítulo 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

No intuito de entender o ambiente em que o ser humano está inserido, a ciência desenvolveu os algoritmos numéricos. Esses são soluções voltadas para o processamento numérico tendo como principal ferramenta um dispositivo inteligente, podendo ser desde tabelas até supercomputadores. Os algoritmos numéricos são usualmente utilizados quando não se tem uma solução analítica, quando essa solução é demasiada complexa ou se deseja utilizar uma ferramenta que acelera a obtenção da solução. A precisão de algoritmo numérico está relacionada com a limitação da ferramenta utilizada para encontrar a solução. No caso de sistemas microprocessados, a precisão está relacionada com a forma como o problema é discretizado e na precisão das variáveis.

Para responder os problemas relacionados com a propagação de ondas eletromagnéticas, desenvolveu-se o algoritmo numérico denominado como método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD – *Finite-Difference Time-Domain*), esse foi desenvolvido por Kane S. Yee em 1966 [1] que utiliza as equações Maxwell na forma diferencial.

O método FDTD realiza o cálculo em unidades de tempo previamente definidas. Conforme as iterações de cálculo ocorrem, os valores dos campos elétrico e magnético são atualizados e ocorre a simulação da propagação da onda eletromagnética em um ambiente computacional. Devido ao cálculo de cada iteração ser realizado em unidades de tempo, consegue-se realizar a análise de problemas em banda larga com a utilização da transformada de Fourier [2].

Os campos elétrico e magnético são calculados em unidades espaciais denominadas como células de Yee, sendo cada componente de campo localizada em um ponto específico do espaço computacional simulado. Essa característica permite a análise de problemas que possui uma geometria de alta complexidade.

A capacidade de ter resultados em banda larga para geometrias de alta complexidade permite ao FDTD se destacar como uma ferramenta poderosa. Uma geometria de alta

complexidade presente em aplicações de transmissão de dados e energia de baixa potência via ondas eletromagnéticas de banda larga é o conector SMA (*SubMiniature version A*).

Devido à sua grande aplicabilidade, o conector SMA vem sendo foco de diversos trabalhos nos últimos anos. Entre os trabalhos, se destacam: estudo dos seus parâmetros [3], levantamento dos parâmetros de banda larga por meio de medição [4], circuito equivalente em banda larga [5] e métodos de extração dos parâmetros S por meio de medição [6]. Nota-se que para a análise de banda larga, tem-se o levantamento dos parâmetros apenas por meio de medições.

Realizar a análise do conector SMA por meio de um método computacional viabiliza o estudo de variações na geometria e o impacto dessas variações nos parâmetros do conector modelado sem a necessidade de construção de protótipos para cada análise.

Conforme apresentado na Figura 1-1, o conector SMA pode ser dividido em duas partes: a parte de conexão com o cabo e a parte de conexão com a antena ou circuito.

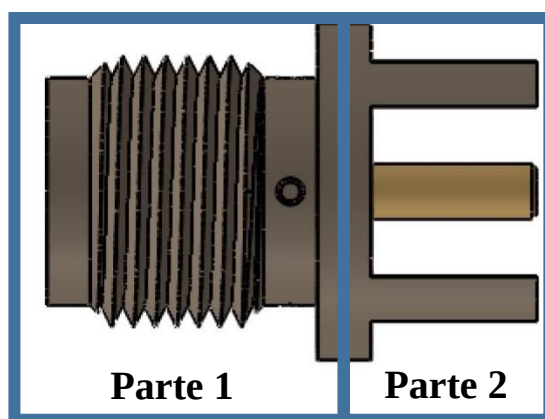


Figura 1-1 – Conector SMA

A presente pesquisa será voltada para a parte 1 do conector SMA, para tanto, trata de quatro desafios: criação de um código computacional do método FDTD, redução do custo computacional do método, análise de geometrias complexas em ambiente computacional e definição de uma excitação para geometrias cilíndricas. Nos itens a seguir são apresentados esses desafios que serão detalhados nos capítulos seguintes.

1.1.1 Custos do método FDTD

Por se tratar de um algoritmo numérico, o FDTD possui duas limitações básicas: a discretização das variáveis (espaço e tempo) e limitação do espaço de análise. O tempo é discretizado em passos (*leap-frog*) e sua análise é limitada a um tempo máximo de análise. O

espaço é discretizado em pequenas partes (e.g. cubos, cilindros) e limitado em uma determinada dimensão máxima. Devido ao fato de o método ser voltado para a análise de propagação de ondas eletromagnéticas, a discretização do espaço deve ter uma dimensão de forma que não ultrapasse um determinada parcela do comprimento de onda [7], assim, a dimensão máxima do problema analisado não passa de algumas centenas de milímetros [8] – [9].

Considerando-se um problema que analisa um espaço cúbico de 100 mm com células de 0,1 mm (1.000 células em cada direção), tem-se um problema com 1 bilhão de células. Considerando variáveis que consumam 4 bytes de memória (e.g. *float*), tem-se matrizes de células que ocupam 3,72 Gb na memória, caso essas variáveis sejam de 8 bytes (e.g. *double*) esse valor dobra. Para reduzir o custo de memória deve-se ter em foco os tipos de variáveis que a modelagem utiliza e selecionar aquela com menor dimensão na representação computacional e que não implica em um erro. Por exemplo, sabendo-se que uma determinada variável irá assumir valores baixos, pode-se reduzir o consumo de memória em até 50%.

Contornar o custo de processamento é uma tarefa mais árdua que, geralmente, resulta na melhoria do código e na utilização de uma máquina melhor. O aprimoramento do computador utilizado nem sempre irá resultar em um desempenho melhor na obtenção da solução do algoritmo pois o sistema operacional não divide automaticamente uma determinada tarefa entre os núcleos de processamento disponíveis. Deve-se elaborar um código em que o sistema operacional é avisado que uma determinada tarefa deve ser dividida entre os núcleos disponíveis. Com um computador de 2 núcleos de processamento, consegue-se dividir o código entre os dois núcleos para que eles trabalhem de forma conjunta. O êxito dessa divisão de tarefa está relacionado com o código utilizado e a forma como a divisão das tarefas é realizada.

1.1.2 Geometrias cilíndricas no método FDTD

O algoritmo do FDTD é baseado na atualização de matrizes que representam os campos elétricos e magnéticos para cada iteração temporal sendo cada posição da matriz o valor do campo em um determinado ponto do espaço analisado. Para a correta atualização dessas matrizes a cada iteração, deve-se ter conhecimento dos parâmetros dos materiais presentes no espaço definido. Para tanto, cada posição da matriz de campo irá corresponder à um conjunto de parâmetros constitutivos (permissividade elétrica, permeabilidade magnética, condutividade elétrica e magnética) que representam o material daquele determinado ponto. A partir dessa forma cálculo, consegue-se representar geometrias de alta complexidade tais como antenas,

cabos, conectores, materiais biológicos, entre outros [10]. A definição de uma geometria de alta complexidade pode ser realizada diretamente por meio da configuração de variáveis no código, ou através de códigos auxiliares ou programas CAD (*Computer Aided Design* – Desenho Assistido por Computador).

Para o cálculo de geometrias cilíndricas, pode-se alterar a equações de Maxwell para coordenadas cilíndricas [11] – [12]. Essa proposta está de acordo e produz bons resultados para geometrias que possuam apenas cilindros. Porém, utilizar essas propostas em geometrias cartesianas, caso a malha não seja adequadamente refinada, pode-se obter um maior erro.

A utilização de um algoritmo clássico, com células cúbicas, aplicado em uma geometria cilíndrica implica em um erro devido à má conformação das circunferências nas faces quadradas das células. Ao se trabalhar com geometrias que possuem cilindros e esferas, o erro associado às más conformações são contornadas com o aumento do número de células.

1.1.3 Inserção da excitação

A definição da excitação é um dos pontos críticos na utilização do método FDTD. A excitação é a definição de como o campo é inserido na simulação. Pode-se dividir os tipos de excitação em duas formulações:

- 1) a excitação existindo em todo espaço computacional: tem-se a excitação para todos os pontos de cálculo e a cada iteração, essa é somada com o campo calculado, tendo-se o campo total (formulação do campo espalhado [8]);
- 2) a excitação existindo em apenas uma região do espaço computacional: define-se uma região no espaço analisado como sendo a região de excitação, nesse local o campo é calculado de maneira diferente. O campo é calculado normalmente nas demais regiões do espaço causando a propagação da onda (Formulação utilizada em [7] [13] – [14]).

Para se trabalhar com a formulação de campo espalhado deve-se adicionar mais matrizes de campo para a inserção da excitação, enquanto na segunda formulação apenas uma região é definida para um cálculo diferenciado, o que causa uma redução de consumo de processamento e memória.

Dentre as formas de se utilizar a segunda formulação, a mais comum é impondo uma das componentes do campo elétrico com um determinado valor e esperando sua conformação algumas células distantes dessa região. Essa forma de excitação causa um aumento no espaço

de simulação, uma vez que não se deve realizar as análises nas proximidades da região de simulação.

1.2 Objetivos

O objetivo geral desse trabalho é a elaboração de um código computacional genérico otimizado utilizando o método FDTD para a solução de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas com geometrias cartesianas e cilíndricas. Objetivos intermediários foram alcançados e listados abaixo e resumem a metodologia utilizada durante o desenvolvimento do trabalho:

- paralelização do código FDTD;
- analisar o desempenho de códigos computacionais;
- estruturar e organizar código em uma linguagem orientada à objeto;
- inserir geometrias complexas via arquivos genéricos de desenhos vetoriais;
- desenvolver uma excitação para geometrias cilíndricas em uma grade cartesiana;
- analisar a forma de cálculo de potenciais e correntes no método FDTD.

1.3 Estrutura da dissertação

Os capítulos foram organizados de forma a facilitar a compreensão do presente trabalho seguindo a ordem cronológica do desenvolvimento do mesmo. O texto é dividido em cinco capítulos, incluindo esse primeiro de revisão e de apresentação dos objetivos. No capítulo 2, são apresentados os cálculos utilizados na definição da geometria e a forma como é inserida na busca da solução do algoritmo. No capítulo 3, são apresentados os detalhes do cálculo do método FDTD: paralelismo, excitação, cálculo do potencial, corrente e impedância. No capítulo 4, são apresentados os resultados de simulações utilizando toda a teoria levantada nos capítulos 2 e 3. Por último, o capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e sugestões para trabalhos futuros

Capítulo 2

2 DESENHOS VETORIAIS, CABOS COAXIAIS E CONECTORES SMA

Ao se construir um dispositivo que envolve transmissão de dados entre dois pontos, seja essa transmissão por meio de sinais sem fio ou com fio, há uma alta probabilidade de se utilizar um conector. Um conector mal dimensionado pode resultar em perdas além das esperadas no sistema em que é utilizado causando um mal funcionamento ou até a não operação do mesmo.

Observando esses aspectos, nota-se a grande importância que esse componente possui, não podendo ser desprezado em algumas modelagens de sistemas sensíveis, caso de transmissão de dados por meio de antenas. Nesse âmbito de aplicação, tem-se um conector padronizado pelas MIL (*United States Military Standard*), IEC (*International Electrotechnical Commission*) e CECC (*Conelec Electronic Components Committee*): Conector SMA (*SubMiniature version A*). Na Figura 2-1 são apresentadas ilustrações desse conector.

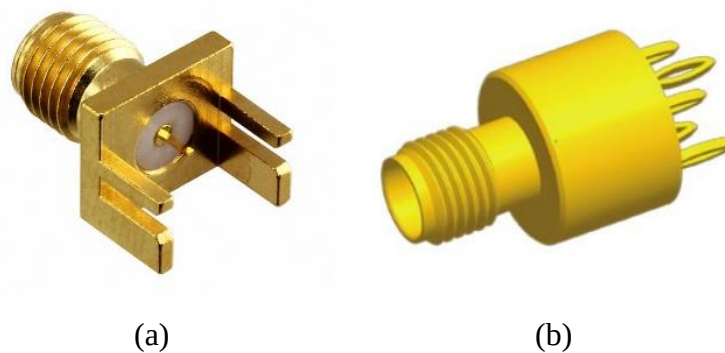


Figura 2-1 – Conector SMA dos fabricantes: (a) Johnson Components [15]; (b) Amphenol RF [16].

Observa-se pelos exemplos apresentados na Figura 2-1 que o desenho do conector é complexo para ser inserido em um método numérico, uma vez que esse pode ser decomposto, em geral, de cilindros e paralelepípedos de diferentes materiais. Assim, o trabalho de inserção dessas figuras na simulação por meio da alteração direta do código se trata de uma tarefa árdua. Considerando essa dificuldade, decidiu-se por trabalhar com arquivos de desenhos vetoriais baseado em alguns modelos já existentes.

Nesse capítulo serão abordados alguns aspectos dos conectores e a forma como os mesmos foram trabalhados no método computacional.

2.1 Arquivo de desenho vetorial

Existem diversos formatos de arquivos para utilização de desenhos de peças. Na indústria, se destacam dois formatos de intercâmbio entre diferentes programas: IGES e STEP. Os dois formatos trabalham com arquivos com codificação de caracteres UTF-8 (*8-bit Unicode transformation format*), ou seja, consegue-se visualizar seu conteúdo em qualquer editor de texto.

O IGES (*Initial Graphics Exchange Specification*) é um formato de arquivo que permite a troca digital de informação entre os sistemas CAD. Esse formato de arquivo pode ser usado na representação por bordas, geometria construtiva de sólidos ou digramas. Esse tipo de arquivo foi criado na década de 70 e a sua última atualização ocorreu na década de 90 [17].

O STEP (*Standard for the Exchange of Product model data*) é um formato padronizado pela ISO (*International Organization of Standardization*) com o número 10303-21. Esse documento especifica um formato de troca que permite que um produto seja descrito em uma linguagem para ser transferido de um sistema computadorizado para outro. A representação de uma figura geométrica nesse formato permite que diferentes *softwares* e máquinas computadorizadas consigam decodificar e reproduzir o que é representado nesses arquivos. A última atualização de formato de arquivo foi disponibilizada em 2016 [18].

Nos dois tipos de arquivo, a reconstrução de um sólido é a partir de entidades geométricas vetoriais tais como pontos, vetores, linhas e planos. Assim, um ponto é representado por suas três coordenadas x , y e z , um vetor é pelo ponto inicial e sua magnitude e as demais entidades geométricas de acordo com a definição do cálculo vetorial.

Com base nesses tipos de arquivos, optou-se, no presente trabalho, criar um arquivo mais simples para reconstrução de um determinado desenho. Sua estrutura é apresentada conforme a Figura 2-2. Os parâmetros entre colchetes representam vetores, sendo o item acima na hierarquia composto por um conjunto do item que está entre colchetes, por exemplo, dentro da montagem tem-se [CascaFechada], ou seja, a montagem é composta por um vetor de casca fechada.

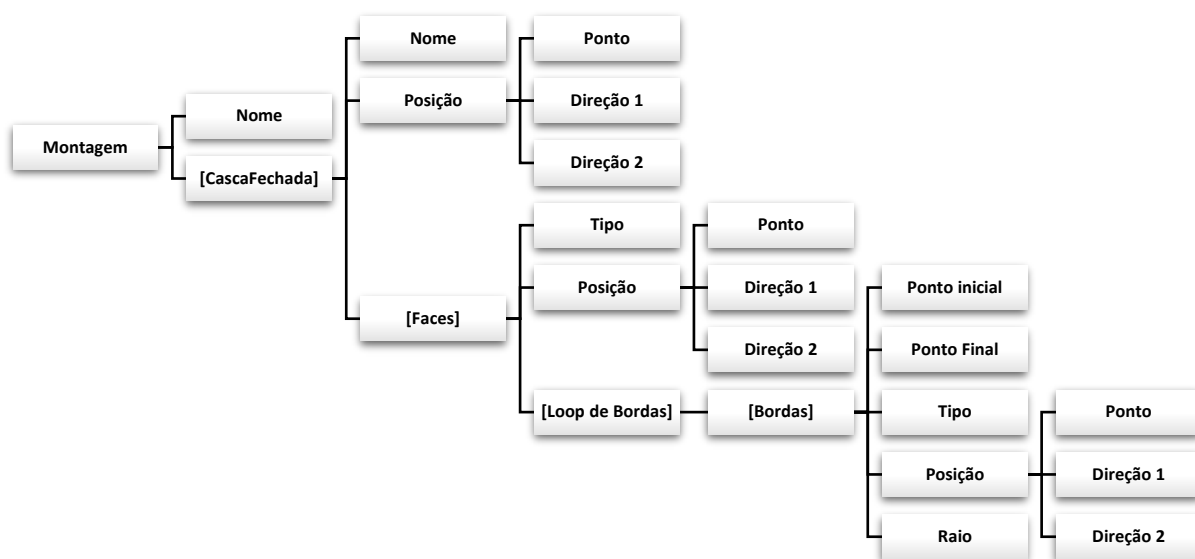
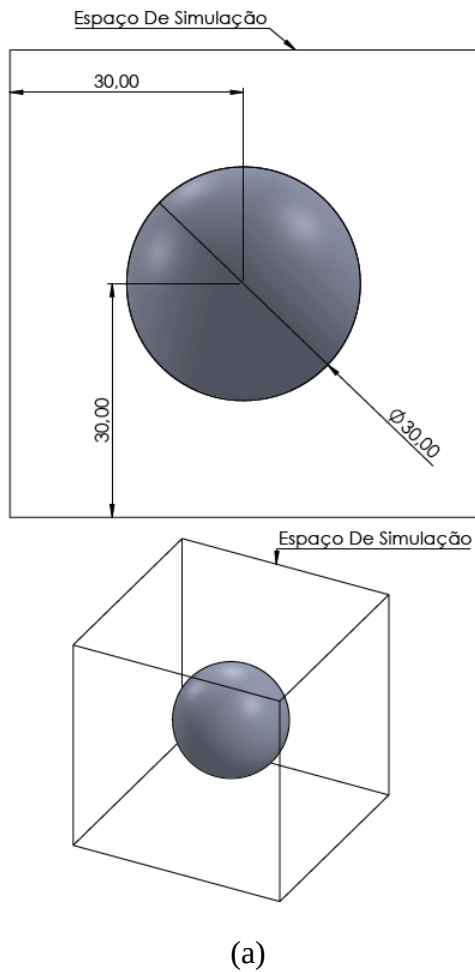


Figura 2-2 – Estrutura do arquivo de desenho vetorial utilizado.

Com essa estrutura consegue-se reconstruir na forma vetorial os componentes definidos para geometrias complexas como o conector SMA.

Como exemplo pode-se considerar o caso de uma esfera com diâmetro de 30,00 mm e centrada nas coordenadas nas três direções iguais à 30,00 mm, conforme ilustrado na Figura 2-3(a). Para essa situação o arquivo de desenho vetorial é conforme apresentado na Figura 2-3(b).



```
#1=CLOSED_SHELL('Esfera-1-2',(#3,#2));
#2=ADVANCED_FACE(3,(#5),#15,#14,#12);
#3=ADVANCED_FACE(3,(#4),#15,#9,#12);
#4=EDGE_LOOP((#7,#6));
#5=EDGE_LOOP((#6,#7));
#6=EDGE_CURVE(2,#15,#14,#12,#17,#16,10);
#7=EDGE_CURVE(2,#15,#8,#13,#17,#16,10);
#8=DIRECTION(1,0,0);
#9=DIRECTION(-1,0,0);
#10=DIRECTION(1,0,0);
#11=DIRECTION(0,0,1);
#12=DIRECTION(0,-1,0);
#13=DIRECTION(0,0,-1);
#14=DIRECTION(-1,0,0);
#15=CARTESIAN_POINT(30,30,30);
#16=CARTESIAN_POINT(30,30,10);
#17=CARTESIAN_POINT(30,30,45);
```

Figura 2-3 – Exemplo da construção do arquivo de desenho vetorial para uma esfera. (a) Ilustração da esfera e (b) exemplo do arquivo de desenho vetorial.

O objetivo da reconstrução do desenho na forma vetorial é definir em qual material cada ponto do espaço de simulação se encontra. Na Figura 2-4 são apresentadas 3 situações de localização de pontos no caso de um cilindro com um material diferente no seu centro.

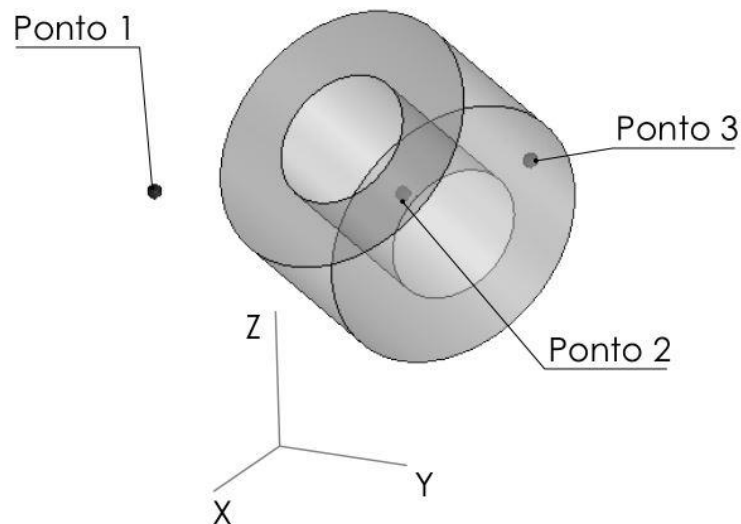


Figura 2-4 – Exemplificação da localização de pontos.

Considerando que o cilindro da Figura 2-4 esteja no ar e sua parte interna seja de um material diferente de corpo, os pontos de simulação 1, 2 e 3 possuem constantes diferentes para o cálculo de um método computacional. Para que essa análise seja automática, deve-se definir uma forma de cálculo vetorial que resulte em um determinado valor representando o material ou componente do desenho em que o ponto se encontra.

No Apêndice A são tratados a forma como é definida cada entidade dentro do arquivo de desenho vetorial e como é realizada a localização relativa de cada ponto do espaço de simulação em relação ao desenho presente no arquivo. Nas subseções 2.2 e 2.3 são tratadas as características gerais e os tópicos importantes para inserção do cabo coaxial e conector SMA na montagem das matrizes de materiais.

2.2 Características do cabo coaxial

Na Figura 2-5 são detalhados os quatro componentes do cabo coaxial: condutor interno (Cond_int-4-5), dielétrico (Die_int-3-4), condutor externo (Cond_ext-2-3) e a capa do cabo (Die_ext-5-2).

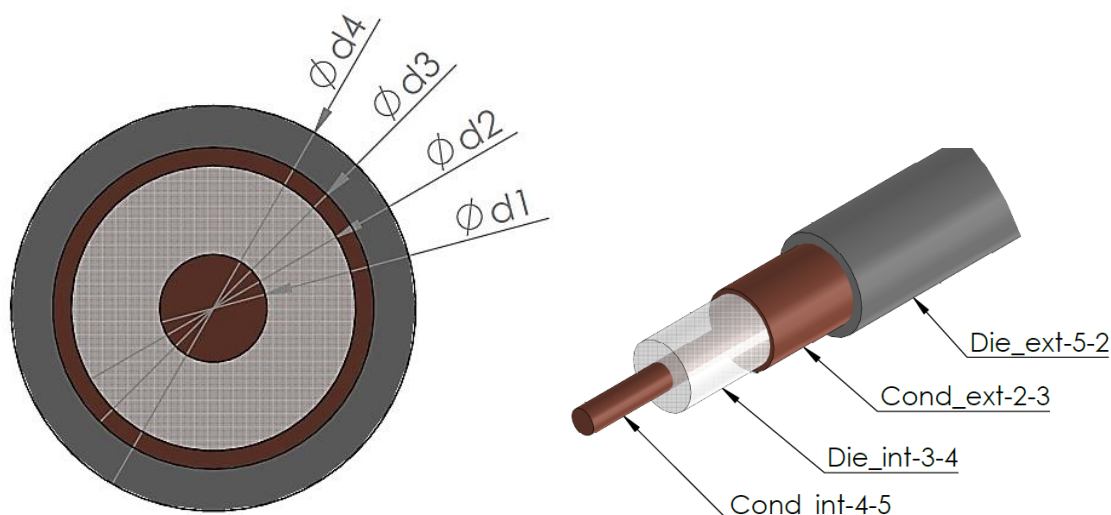


Figura 2-5 – Detalhamento dos componentes do cabo coaxial.

O condutor interno possui a função de transmitir o sinal, o condutor externo é a blindagem e referência do sinal transmitido, o dielétrico é o isolamento entre os dois condutores e a capa é a proteção do cabo e isolamento do condutor externo com o ambiente. Na Figura 2-5 os nomes para cada parte já estão no formato para construção do arquivo de desenho vetorial, conforme detalhado na Tabela 2-1.

Tabela 2-1 – Detalhamento do nome atribuído para cada parte do cabo coaxial.

Componente	Nome	Material	Hierarquia
Cond_int-4-5	Cond_int	4	5
Die_int-3-4	Die_int	3	4
Cond_ext-2-3	Cond_ext	2	3
Die_ext-5-2	Die_ext	5	2

Todos os componentes do cabo coaxial são cilindros circulares. No arquivo de desenho vetorial tem-se quatro cilindros concêntricos e inteiriços, o que determina qual material será atribuído para cada ponto do espaço é a hierarquia apresentada na Tabela 2-1. Considerando um ponto que se encontra no condutor externo, o mesmo será localizado dentro do condutor e da capa, o que definirá qual dos dois materiais será atribuído a esse ponto é a hierarquia, que no caso o maior valor é o condutor externo.

A partir desse arquivo de desenho vetorial, consegue-se encontrar a matriz de material do cabo coaxial que será um dos dados de entrada da simulação do FDTD.

2.3 Características do conector SMA

Na Figura 2-6 é apresentado o conector SMA com suas principais partes.

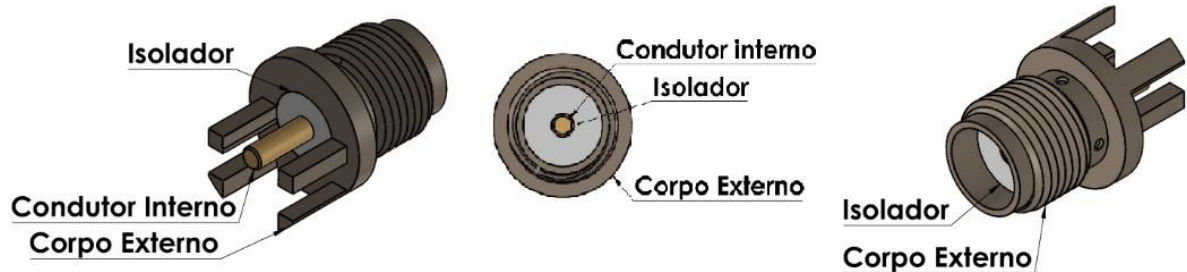


Figura 2-6 – Detalhes do conector SMA.

Pela Figura 2-6, nota-se que o conector possui basicamente 3 partes: corpo externo, condutor interno e isoladores. O condutor interno possui a única funcionalidade de transmitir o sinal entre seus extremos, o corpo externo possui a função mecânica de dar o suporte e proteção aos demais componentes e a função elétrica de blindar o sinal que passa pelo condutor interno; os isoladores possuem a função de isolar eletricamente o corpo externo e o condutor interno.

Os materiais mais utilizados em cada parte do conector são [15], [16].

- Condutor interno: latão banhado em ouro;
- Corpo externo: latão banhado em ouro;
- Isolador: PTFE (*Politetrafluoretileno*)

Como o banho de ouro possui a finalidade de dar maior resistência ao desgaste dos contatos, esse banho não será considerado no problema em questão. As constantes dos materiais apresentados, foram listados na Tabela 2-2.

Tabela 2-2 – Propriedades físicas dos principais materiais do conector SMA

Material	Permissividade elétrica relativa	Permeabilidade magnética relativa	Condutividade elétrica (S/m)	Condutividade magnética
Latão	1,000 [19]	1,000 [19]	$1,1 \times 10^7$ [20]	0,000
PTFE	2,200 [21]	1,000 [22]	$0,182 \times 10^{-12}$ [23]	0,000

Como base para um desenho vetorial, foi elaborado um desenho simplificado do conector visando a inserção no código. Para isso, limitou-se em duas formas tridimensionais: cilindros e paralelepípedos. Com essas duas formas, consegue-se reconstruir o conector com precisão e

diferenciação de materiais. Na Figura 2-7, tem-se a primeira sequência de divisão do conector com as partes externas.

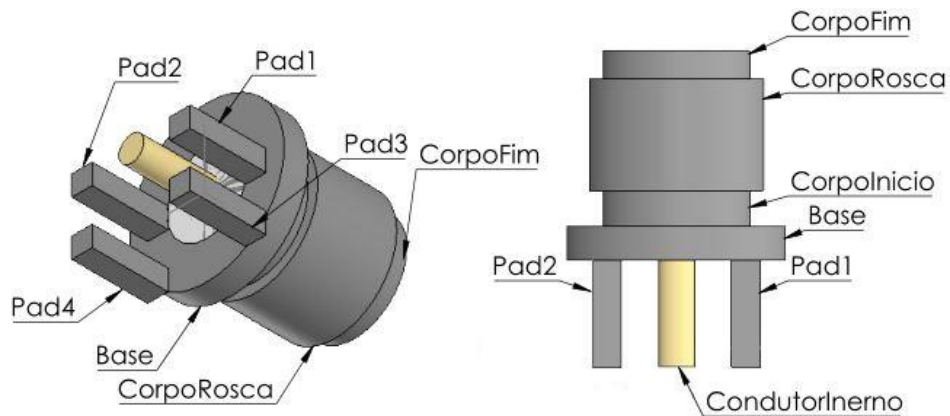


Figura 2-7 – Desenho simplificado do conector SMA de forma geral.

Retirando-se as partes externas do corpo externo, tem-se as partes apresentadas na Figura 2-8.

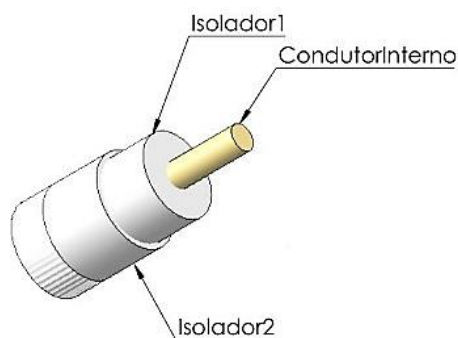


Figura 2-8 – Conector SMA simplificado sem as partes externas.

Continuando e retirando os dois isoladores, tem-se a Figura 2-9.

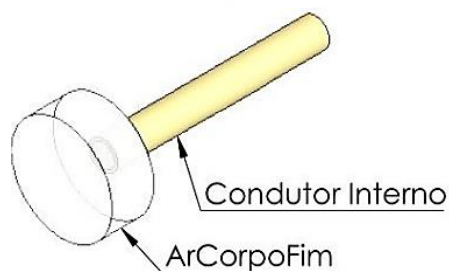


Figura 2-9 – Partes internas do conector SMA simplificado.

O condutor interno é oco, assim há um cilindro de ar dentro do mesmo. Na Figura 2-10, tem-se uma representação do conector desenho de forma simplificada na forma explodida por material.

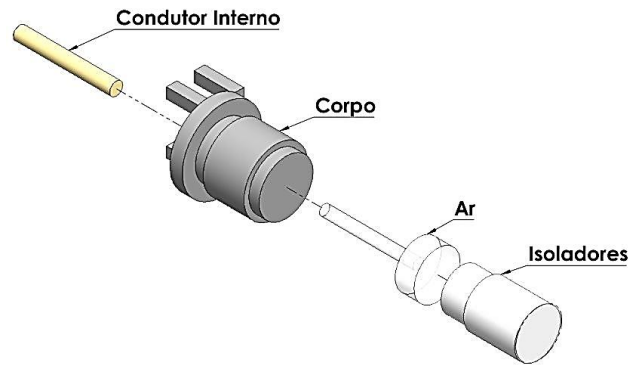


Figura 2-10 – Vista explodida do conector SMA simplificado.

2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma forma de encontrar em qual material um determinado ponto do espaço de simulação está localizado. No próximo capítulo, será abordado o método FDTD que utilizará os conceitos desse capítulo para levantamento da matriz material.

Capítulo 3

3 MODELAGEM FDTD

Entre os diversos métodos numéricos computacionais já desenvolvidos, o FDTD (Finite Difference Time Domain) tem seu destaque por resolver as equações de Maxwell no domínio do tempo, permitindo uma análise em banda larga [8] [9] [24] [25]. Desenvolvido em 1966 por Kane Yee [1], o método se baseia no cálculo dos campos elétricos e magnéticos em células cúbicas para cada instante de tempo.

Na utilização do método FDTD, deve-se, primeiramente, definir o espaço que será analisado, posteriormente divide-se o espaço em células – e.g. cúbicas – e, finalmente, inicia-se o cálculo. Na Figura 3-1 são apresentadas essas etapas iniciais de definição.

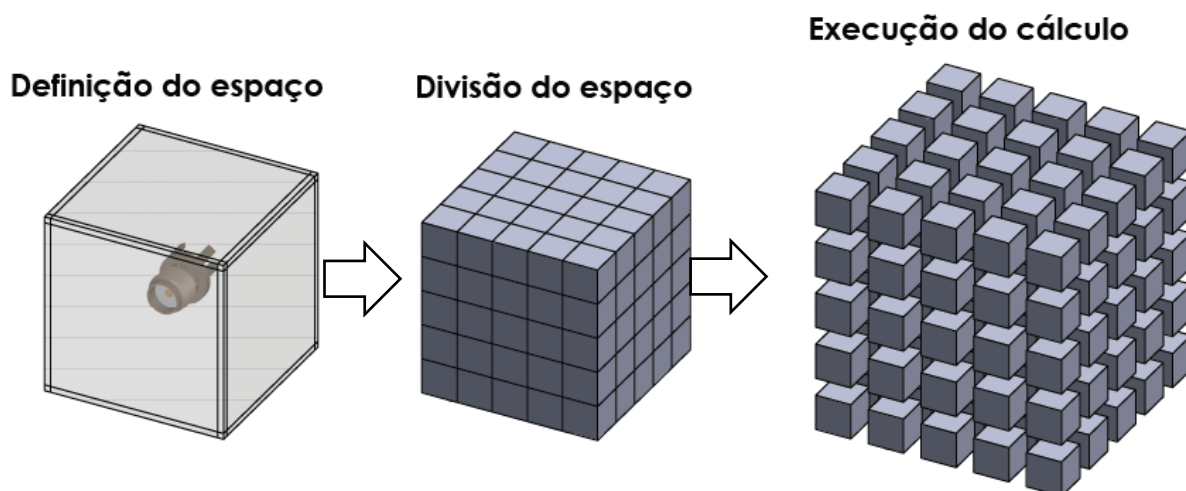
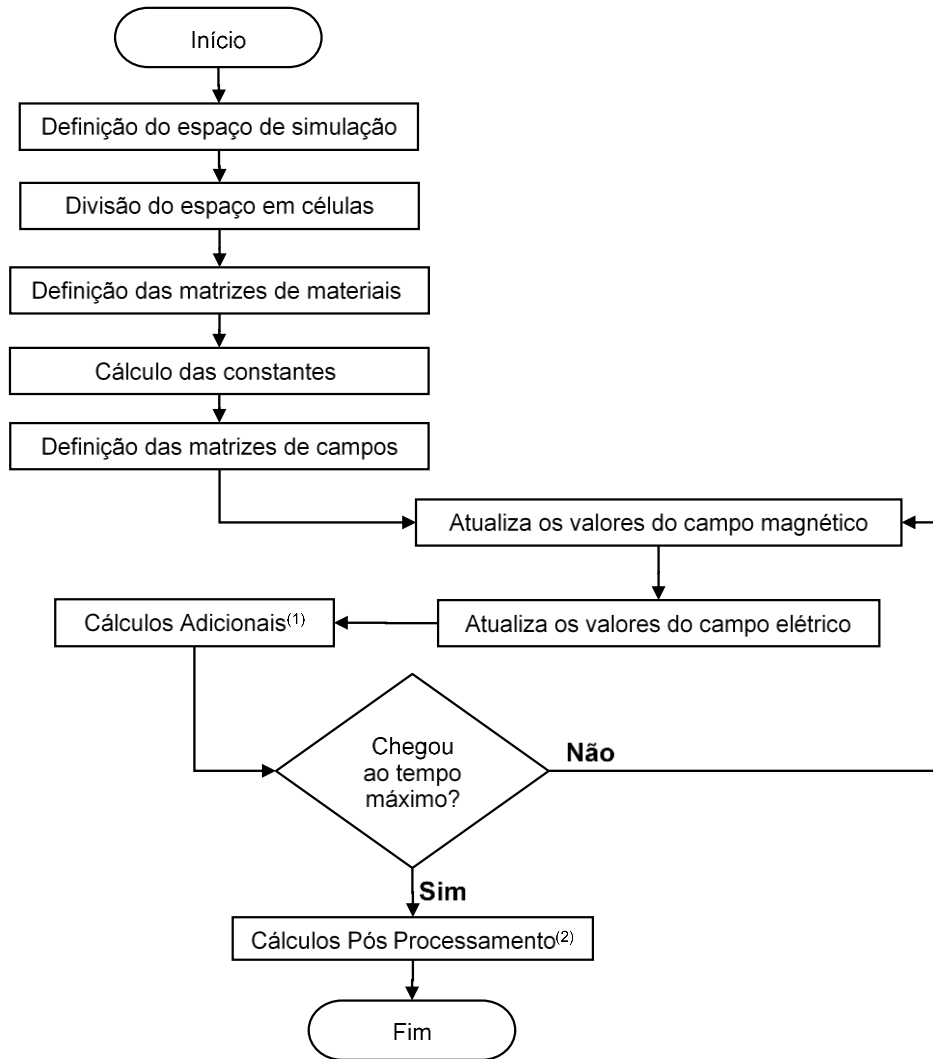


Figura 3-1 – Etapas iniciais de definição para o cálculo do FDTD.

Com o espaço definido, calcula-se todas as constantes do problema e cria-se as matrizes de componentes dos campos elétricos e magnéticos com suas devidas dimensões. Com esses parâmetros iniciais definidos, o cálculo inicia-se na primeira iteração temporal e se procede até que atinja a iteração temporal máxima definida. O fluxograma geral do método é apresentado na Figura 3-2.



(1) → Cálculos que podem ser feitos para cada iteração de tempo, e.g. salvar os valores de campo, vetor de Poynting e módulo.

(2) → Cálculos que podem ser feitos após o processamento de todas as iterações temporais, e.g. corrente ao final da simulação e transformada de Fourier.

Figura 3-2 – Fluxograma Geral de Cálculo do FDTD.

3.1 O Método FDTD

A base do FDTD são as equações de Maxwell, com destaque para a Leis de Faraday e Ampère nas formas diferenciais, conforme apresentadas nas Equações (3.1) e (3.2) [8]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\sigma^* \vec{H} - \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad (3.2)$$

em que μ , ε , σ e σ^* são, respectivamente, permeabilidade magnética, permissividade elétrica do material, condutividades elétrica e magnética.

Por se tratar de um método computacional, as equações devem ser colocadas na forma discreta. Para tanto, pode-se utilizar as séries de Taylor, resultando nas equações de atualização de campo conforme apresentado nas Equações de (3.3) a (3.8) [9]:

$$H_x^n(i, j, k) = K_H H_x^{n-1}(i, j, k) - K_{HY} \left[E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right) - E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) \right] \\ + K_{HZ} \left[E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right) \right], \quad (3.3)$$

$$H_y^n(i, j, k) = K_H H_y^{n-1}(i, j, k) - K_{HX} \left[E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right) \right] \\ + K_{HZ} \left[E_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right) - E_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) \right], \quad (3.4)$$

$$H_z^n(i, j, k) = K_H H_z^{n-1}(i, j, k) - K_{HX} \left[E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right) - E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) \right] \\ + K_{HY} \left[E_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - E_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right) \right], \quad (3.5)$$

$$E_x^n(i, j, k) = K_E E_x^{n-1}(i, j, k) - K_{EY} \left[H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right) \right] \\ + K_{EZ} \left[H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right) - H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) \right], \quad (3.6)$$

$$E_y^n(i, j, k) = K_E E_y^{n-1}(i, j, k) - K_{EX} \left[H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right) - H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) \right] \\ + K_{EZ} \left[H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right) \right], \quad (3.7)$$

$$E_z^n(i, j, k) = K_E E_z^{n-1}(i, j, k) - K_{EX} \left[H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right) \right] \\ + K_{EY} \left[H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right) - H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) \right], \quad (3.8)$$

em que $H_x^n(i, j, k)$, $H_y^n(i, j, k)$ e $H_z^n(i, j, k)$ são as componentes do campo magnético no ponto (i, j, k) na iteração temporal n e $E_x^n(i, j, k)$, $E_y^n(i, j, k)$ e $E_z^n(i, j, k)$ são as componentes do

campo elétrico. As variáveis nomeadas com a letra K são constantes que variam de acordo com a abordagem feita, tais como campo espalhado [8], UPML [24] e CPML [24].

Pelas Equações de (3.3) a (3.8), consegue-se definir um cubo, em que se calcula cada componente dos campos conforme ilustrado na Figura 3-3 [8].

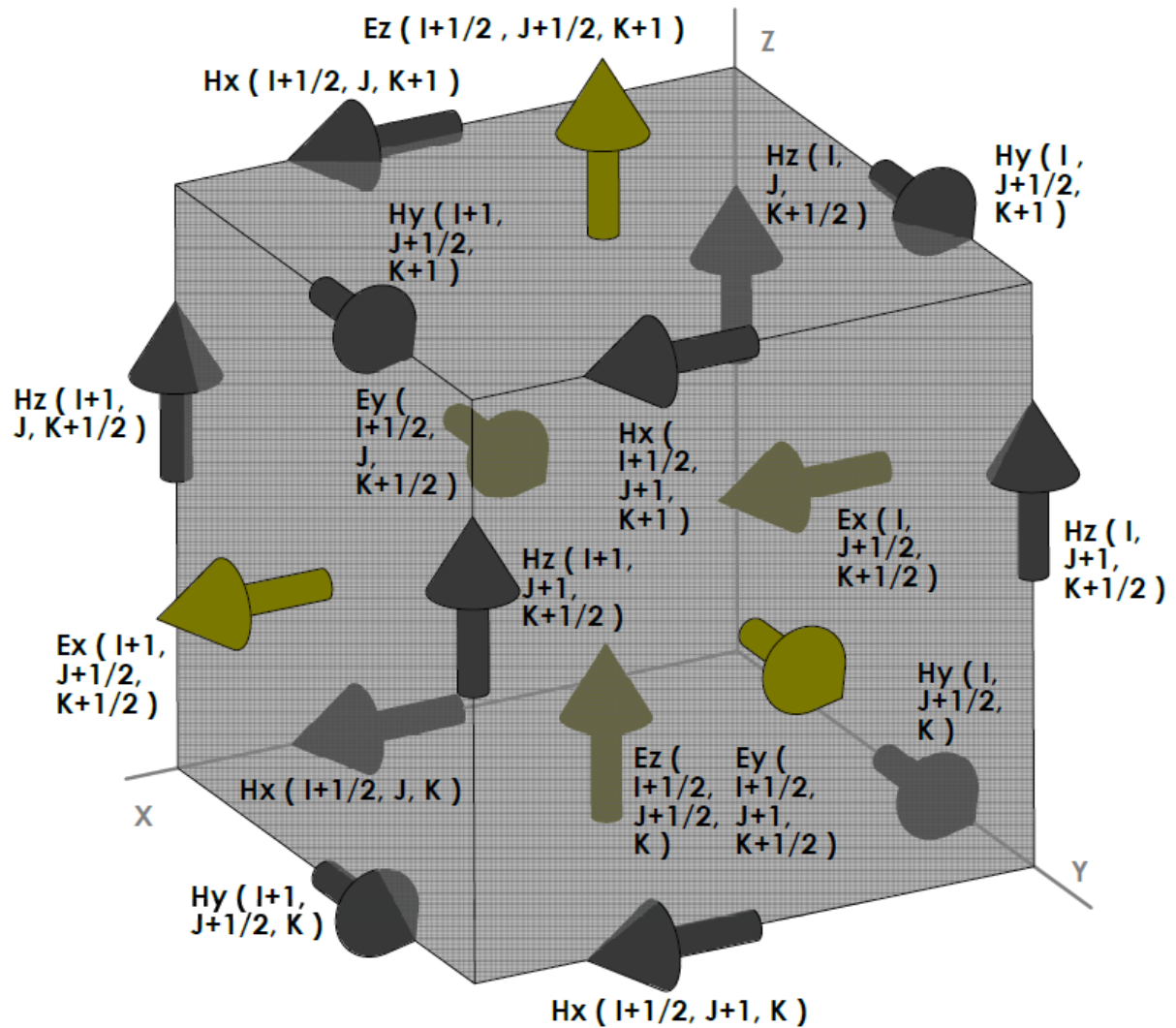


Figura 3-3 – Definição das componentes dos campos elétrico e magnéticos na célula de Yee.

A execução do cálculo das componentes de campo é realizada com matrizes tridimensionais. O valor de cada posição nessas matrizes é uma componente de campo em uma determinada posição no espaço de simulação.

No intuito de facilitar o tratamento e evitar possível erros de definição, considera-se uma quina como referência e os campos próximos a essa quina terão a mesma posição na matriz, conforme Figura 3-4.

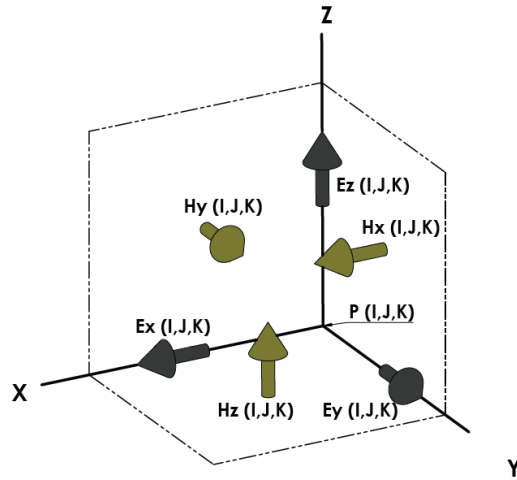


Figura 3-4 – Definição do ponto de referência na célula de Yee.

Pela Figura 3-4, tem-se o ponto de referência dado por $P(i,j,k)$ e as 6 componentes de campo próximas dadas com o mesmo índice. Dessa forma, as frações das Equações de (3.3) a (3.8) são desprezadas para a atualização dos campos, deixando todos os índices na forma inteira. Porém, deve-se atentar para a correlação entre a posição na matriz e a localização espacial dos campos. Considerando uma célula com lados dx , dy e dz , tem-se a relação entre a posição matricial e espacial dada pela Tabela 3-1.

Tabela 3-1 – Tabela de relação de posição na matriz com localização espacial.

Componente	Posição Matricial	Posição no espaço
Ponto referência (P)	(i, j, k)	(x, y, z)
H_x	(i, j, k)	$(x, y + dy/2, z + dz/2)$
H_y	(i, j, k)	$(x + dx/2, y, z + dz/2)$
H_z	(i, j, k)	$(x + dx/2, y + dy/2, z)$
E_x	(i, j, k)	$(x + dx/2, y, z)$
E_y	(i, j, k)	$(x, y + dy/2, z)$
E_z	(i, j, k)	$(x, y, z + dz/2)$

3.1.1 Matriz material

As constantes K das Equações de (3.3) a (3.8) são dependentes da permeabilidade magnética, permissividade elétrica, condutividades elétrica e magnética. Nos casos analisados no presente trabalho, tais parâmetros são dependentes apenas do material em que se encontram. Uma prática muito comum para acelerar a execução do cálculo do método é definir matrizes tridimensionais para os materiais [8]. Cada posição dessas matrizes terá um inteiro que corresponde à um material e as constantes são vetores em que cada posição é a constante para o material definido. Assim, conforme Tabela 3-1, o programa deve possuir 6 matrizes de materiais, uma para cada componente de campo.

Em geometrias circulares, a definição dessas matrizes não é uma tarefa trivial, pois, considerar que a célula está toda em um mesmo material resulta em um falseamento de cálculo. Na Figura 3-5 é apresentada a seção de um cabo coaxial com o detalhe de uma face da célula de Yee na interface entre o dielétrico e o condutor externo.

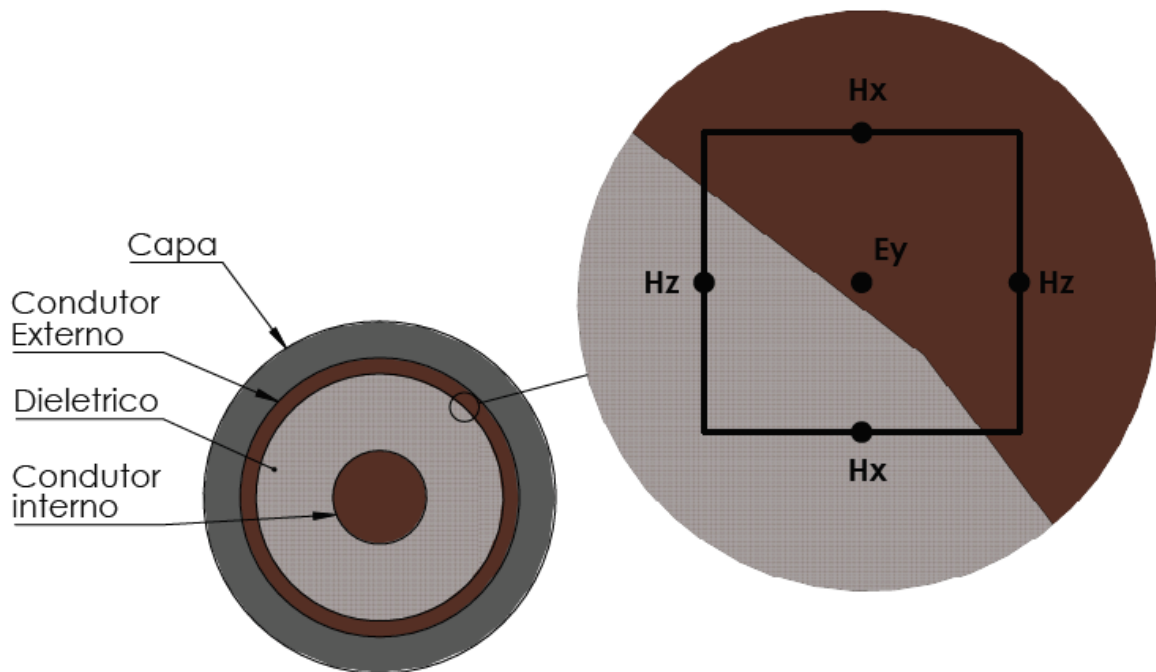


Figura 3-5 – Face da célula de Yee na interface de materiais do cabo coaxial.

O cálculo do campo $E_y(i,j,k)$ da figura depende de $H_z(i,j,j)$, $H_x(i,j,k)$, $H_z(i+1,j,k)$ e $H_z(i,j,k+1)$, devendo ser considerado a localização dos campos nos seguintes materiais:

- $E_y(i,j,k) \rightarrow$ material do condutor externo;
- $H_z(i,j,k) \rightarrow$ material do dielétrico;
- $H_x(i,j,k) \rightarrow$ material do dielétrico;
- $H_z(i+1,j,k) \rightarrow$ material do condutor externo;
- $H_z(i,j,k+1) \rightarrow$ material do condutor externo.

No Capítulo 2 foi apresentada a metodologia utilizada para localização de pontos em uma geometria composta de diversos materiais. Essa metodologia é utilizada para a localização das coordenadas de cada posição das matrizes.

3.1.2 Condições de contorno

O espaço analisado no método FDTD é finito, o que implica em uma interrupção da continuidade para a propagação da onda eletromagnética. Considerar os campos iguais a zero nos limites de cálculo do espaço de simulação resulta em considerar que a análise é feita em uma região confinada por um condutor elétrico perfeito (PEC – *Perfect Electrical Conductor*). Para contornar essa situação, define-se uma região de absorção da onda, com o objetivo de simular o espaço infinito.

As denominadas ABC (*Absorbing Boundary Condition* – Condição de Fronteira Absorvente) são as fronteiras que simulam o espaço infinito, fazendo a analogia com a realidade física das câmaras anecóicas. Geralmente, as ABC são aplicadas somente nas regiões extremas do espaço de simulação. Determinada quantidade de células é separada com o cálculo da ABC, conforme ilustrado na Figura 3-6.

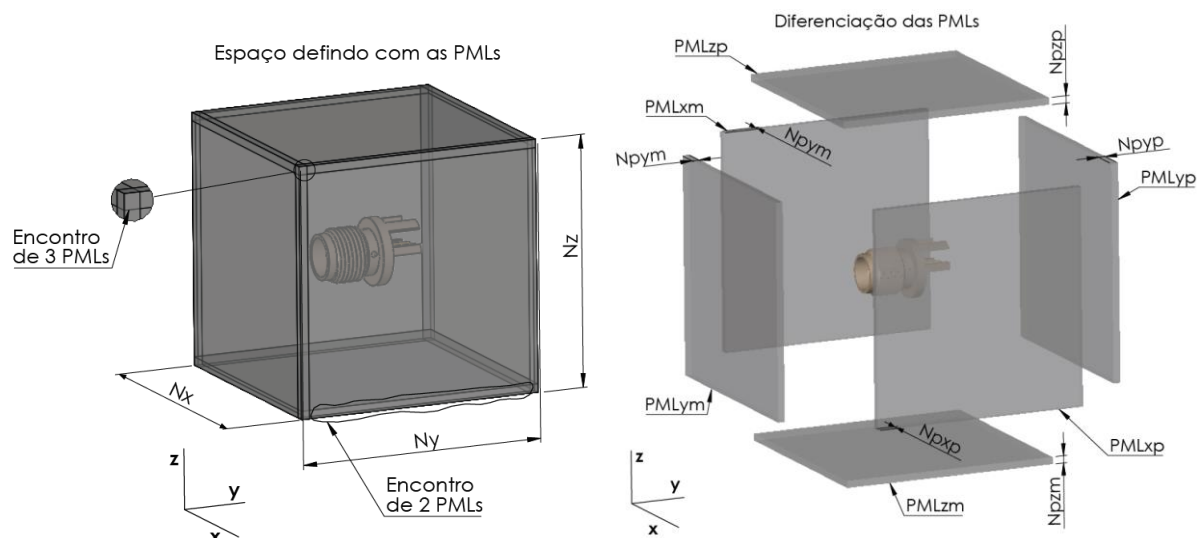


Figura 3-6 – Definição das ABC no espaço computacional.

Inicialmente as ABC utilizavam técnicas analíticas para casos específicos de incidência de ondas planas. Posteriormente com as pesquisas de Berenger, em 1994, as ABC evoluíram para as PMLs (*Perfect Matched Layer* – Camadas Perfeitamente Casadas) que conseguiam absorver ondas de diversas incidências, polarizações e frequências [24]. A partir da PML, outras fronteiras absorventes foram criadas, tais como UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layer* – Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas) e a CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer* – Camadas Convulucionais Perfeitamente Casadas).

Devido ao melhor desempenho na absorção de campos evanescentes e sua aplicação direta dentro da discretização do FDTD, optou-se por utilizar esse tipo de fronteira que altera as equações do FDTD em todo o espaço e no espaço destinado à PML utilizada outro conjunto de equações.

3.2 Excitação do campo elétrico

Na formulação utilizada no presente trabalho, deve-se definir uma região de excitação do campo elétrico, e.g. um ponto ou plano. Nessa região o cálculo do campo elétrico será feito pelas Equações de (3.3) a (3.8) e somando uma parcela para imposição.

3.2.1 Excitação *Hard*

Nas simulações em que se utiliza a fonte *hard*, a função de excitação sempre existe e não são consideradas as equações de Maxwell na região de excitação. Nos locais de excitação, a atualização do campo fica como apresentado nas Equação (3.9) ou na Equação (3.10):

$$E_x^n(i, j, k) = FUNÇÃO_EXCITAÇÃO(n, i, j, k), \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} E_x^n(i, j, k) = & K_E E_x^{n-1}(i, j, k) - K_{EY} \left[H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) \right] \\ & + K_{EZ} \left[H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k+1) \right] \\ & + FUNÇÃO_EXCITAÇÃO(n, i, j, k). \end{aligned} \quad (3.10)$$

A Figura 3-7 ilustra como ficam dispostos os campos na excitação de uma fonte *hard* na seção de um cabo coaxial utilizando as equações em um plano completo (a) e apenas no dielétrico (b).

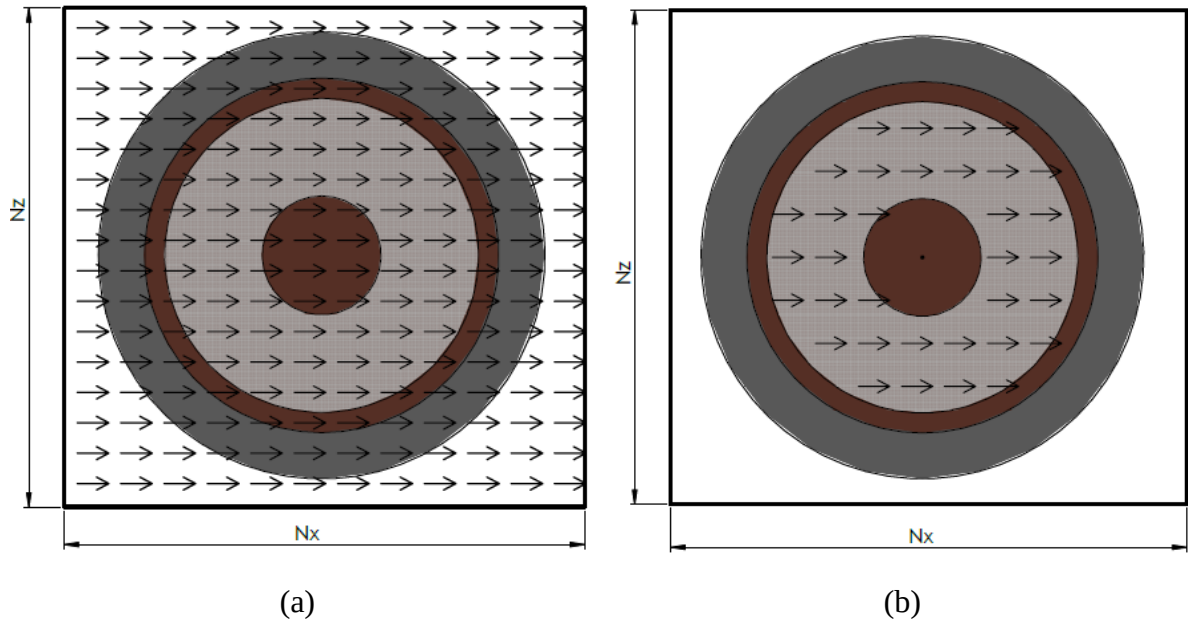


Figura 3-7 – Disposição do campo elétrico no plano de excitação: (a) em todo o plano e (b) apenas no dielétrico.

Pela Figura 3-7 (a), pode-se notar que aplicar o campo em todo o plano causará a propagação da onda no espaço livre fora da capa do cabo. Porém, ao se aplicar apenas no dielétrico, o campo ficará confinado dentro do cabo. A forma de se aplicar a fonte *hard* apenas no dielétrico é realizando-se uma análise do local que o campo é cálculo e alterar a função de cálculo para a equação da fonte.

Na Tabela 3-2 é apresentado o algoritmo para atualização do campo elétrico com excitação *hard*.

Tabela 3-2 – Algoritmo de atualização do FDTD com excitação *hard*.

1	<u>Para</u> n = 1 <u>até</u> Total_Iterações {	<i>Loop de iterações temporais</i>
2	<u>Função Atualização H (n);</u>	<i>Função de atualização do campo magnético</i>
3	<u>Para</u> i = 1 <u>até</u> Nx {	<i>Loop de varredura para a direção X</i>
4	<u>Para</u> j = 1 <u>até</u> Ny {	<i>Loop de varredura para a direção Y</i>
5	<u>Para</u> k = 1 <u>até</u> Nz {	<i>Loop de varredura para a direção Z</i>
6	<u>Se</u> j = plano_excitação {	<i>Análise para verificação se é o plano de excitação.</i>
7	E = Função_excitação(n,i,j,k)	<i>Função de cálculo do plano de excitação.</i>
8	<u>Senão</u>	<i>Caso não seja o plano de excitação</i>
9	E = Função_atualização_E (n,i,j,k)	<i>Função de atualização do campo elétrico</i>
10	}	
11	}	
12	}	
13	}	

3.2.2 Fonte *soft*

A fonte *hard* é comumente utilizada como uma primeira análise, devido a sua facilidade de implementação. Porém, devido à sua imposição forçada, quando a onda é refletida de volta para o plano de excitação, a função da fonte será imposta e poderá causar erro de análise se não for prevista. Para contornar esse problema, utiliza-se a fonte *soft*. Esse tipo de excitação é bem semelhante com a fonte *hard*, diferenciando apenas que depois de certa quantidade de iterações, a equação da fonte é substituída pelas equações do FDTD.

Para o código da fonte *soft*, altera-se apenas a linha 6 do algoritmo da fonte *hard* da Tabela 3-2 para a linha apresentada na Tabela 3-3.

Tabela 3-3 Linha do algoritmo da Tabela 3-2 alterada para fonte *soft*

6	<u>Se</u> ((j=plano_excitação) e (n< iteração_com_fonte)) <u>í</u>
---	--

3.2.3 Funções de excitação

Pela Equação (3.10), nota-se uma parcela definida como $FUNÇÃO_EXCITAÇÃO(n,i,j,k)$. Essa parcela pode ser funções mais adequadas para cada análise. No presente trabalho, essa função será o Pulso Gaussiano puro e com coeficientes espaciais. Tais tópicos são abordados nos itens 3.2.3.1 e 3.2.3.2.

3.2.3.1 Pulso Gaussiano

O Pulso Gaussiano é uma função descrita pela equação (3.11)

$$f(n) = A \cdot e^{-\left[\left(\frac{n \cdot dt - t_0}{t_w}\right)^2\right]}, \quad (3.11)$$

em que A representa amplitude do pulso, t_0 o centro, t_w a largura, dt a discretização do tempo e n o passo de tempo em questão. Na Figura 3-8 (a) é a função do Pulso Gaussiano destacando-se esses componentes da função. Na Figura 3-8 (b) é ilustrado a atenuação do Pulso Gaussiano com a frequência com destaque na frequência de corte.

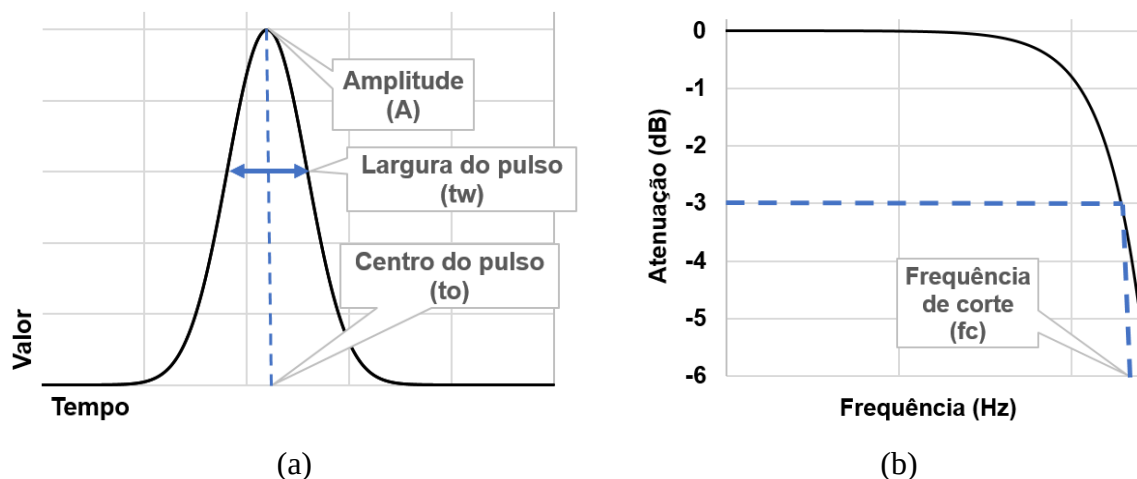


Figura 3-8 – (a) Pulso Gaussiano no domínio do tempo e (b) atenuação do Pulso Gaussiano no domínio da frequência.

Devido ao seu comportamento no domínio da frequência, como apresentado na Figura 3-8 (b), o Pulso Gaussiano é bastante utilizado como função de excitação em análises de banda larga. Controlando-se a frequência de corte (f_c) pode-se definir quais frequências serão inseridas na simulação em questão.

3.2.3.2 Coeficientes da Excitação Radial

No presente trabalho, um dos objetivos é a análise de geometrias que se assemelham a parte cilíndrica do conector SMA. Como esses conectores possuem dimensões na ordem de poucos milímetros, a análise na simulação é realizada em planos próximos ao plano de excitação, não havendo espaço para que onda se conforme na forma propagante.

Ao aplicar excitações conforme ilustrado na Figura 3-7(b) há a necessidade uma região de conformação da onda para que a onda assuma sua forma propagante. Essa região é superior à dimensão do conector SMA e insere na simulação modos espúrios não desejados nas análises. Aplicar uma excitação já com uma onda TEM extingue a aparição desses modos e a onda já se inicia na forma propagante.

No intuito do estudo de geometrias semelhantes à parte cilíndrica do conector SMA, no presente trabalho são tratados os casos de cabo coaxial que apresentam, ao menos, um condutor interno, condutor externo e um dielétrico separando os dois condutores. Para essa geometria, a onda TEM possui o campo elétrico ($\vec{E}$) radial e o campo magnético ($\vec{H}$) angular, conforme ilustrado na Figura 3-9, considerando a corrente elétrica (I) entrando no plano.

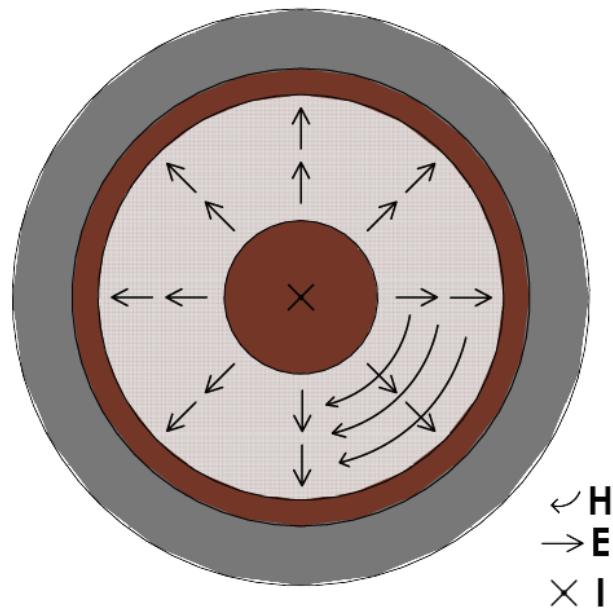


Figura 3-9 – Onda TEM no cabo coaxial.

No plano de excitação tem-se campos apenas no dielétrico, enquanto nos condutores os campos são impostos como nulo e nos demais pontos do plano o campo é calculado conforme as equações de atualização do FDTD. Como o campo magnético é calculado deslocado meia célula e o plano de excitação está coincidente com o plano de cálculo do campo elétrico, define-se equações de excitação apenas para o campo elétrico, deixando que o campo magnético seja calculado pela atualização do FDTD.

Definindo uma superfície gaussiana cilíndrica com raio (r) menor que o raio interno do condutor externo (r_2) e maior que o raio do condutor interno (r_1), conforme ilustrado na Figura 3-10, pode-se calcular o módulo do campo elétrico pela Equação (3.12).

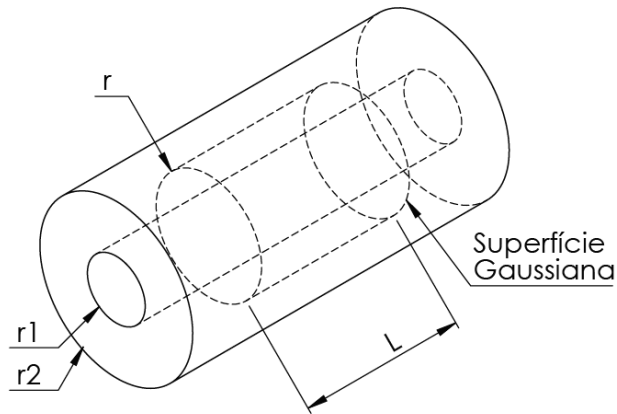


Figura 3-10 – Definição da Superfície Gaussiana no cabo coaxial.

$$\oiint \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{int}}{\epsilon}, \quad (3.12)$$

$$(2\pi r L) |\vec{E}| = \frac{\pi r_1^2 L \rho_V}{\epsilon}, \quad (3.13)$$

$$|\vec{E}| = \frac{\rho_V}{2\epsilon} \cdot \frac{r_1^2}{r}, \quad (3.14)$$

em que ρ_V é a densidade volumétrica de carga e ϵ a permissividade elétrica do dielétrico. O vetor campo elétrico em função de r , é dado pela Equação (3.15):

$$\vec{E}(r) = \frac{\rho_V}{2\epsilon} \cdot \frac{r_1^2}{r} \hat{r}. \quad (3.15)$$

O potencial V em um ponto que está entre o dielétrico e o condutor externo é calculando pela Equação (3.16)

$$V(r) = - \int_{r_2}^r \vec{E}(r) \cdot d\vec{l}, \quad (3.16)$$

$$V(r) = - \int_{r_2}^r \left(\frac{\rho_V}{2\epsilon} \cdot \frac{r_1^2}{r} \hat{r} \right) \cdot d\vec{l}, \quad (3.17)$$

$$V(r) = - \int_{r_2}^r \left(\frac{\rho_V}{2\epsilon} \cdot \frac{r_1^2}{r} \right) dr, \quad (3.18)$$

$$V(r) = \frac{\rho_V r_1^2}{2\epsilon} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r}\right). \quad (3.19)$$

Seja o potencial do condutor interno V_s e do condutor externo nulo, quando r for igual ao condutor interno, tem-se a distribuição de cargas volumétricas dada pela Equação (3.20):

$$V(r_1) = V_s = \frac{\rho_V r_1^2}{2\varepsilon} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right), \quad (3.20)$$

$$\rho_V = \frac{2V_s\varepsilon}{r_1^2 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}. \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (3.21) em (3.15), o campo elétrico pode ser calculado dependendo apenas do potencial do condutor interno V_s , o raio do condutor interno r_1 , o raio interno do condutor externo r_2 e sendo em função da distância entre o ponto analisado e o centro do cabo r , conforme apresentado em (3.22).

$$|\vec{E}| = \frac{2V_s\varepsilon}{r_1^2 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot \frac{1}{2\varepsilon} \cdot \frac{r_1^2}{r} \quad (3.22)$$

$$|\vec{E}| = \frac{V_s}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot \frac{1}{r} \quad (3.23)$$

$$\vec{E}(r) = \frac{V_s}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot \frac{1}{r} \hat{r} \quad (3.24)$$

A equação (3.24) apresenta o campo elétrico $\vec{E}$, enquanto que a Figura 3-9 ilustra a direção e sentido.

Para o cálculo do FDTD, deve-se decompor o campo elétrico nas suas componentes cartesianas. Considerando que o plano apresentado na Figura 3-9 seja paralelo ao plano XZ, tem-se o campo elétrico dado pela Equação (3.25).

$$\vec{E} = E_x \hat{x} + E_z \hat{z} \quad (3.25)$$

O ponto central do cabo coaxial é dado por $P_c(I_c, J_c, K_c)$, a decomposição do campo elétrico em um ponto qualquer $P(I, J, K)$ é dado pelas Equações (3.26) e (3.27).

$$E_x(I, K) = |\vec{E}| \cos \theta, \quad (3.26)$$

$$E_z(I, K) = |\vec{E}| \sin \theta. \quad (3.27)$$

Sendo θ o ângulo entre o eixo x e $\vec{E}$, conforme ilustrado na Figura 3-11.

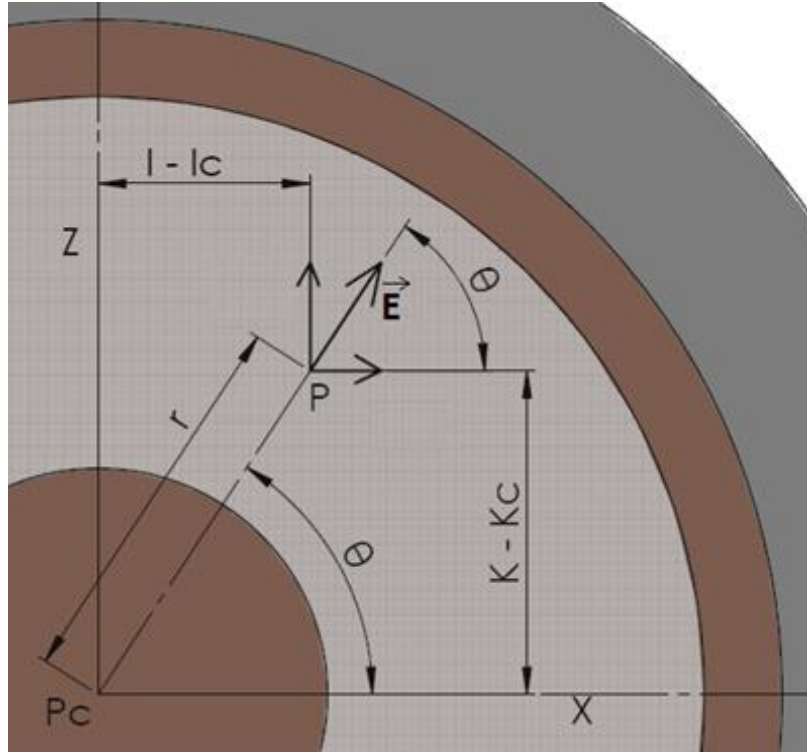


Figura 3-11 – Decomposição do campo elétrico no plano de excitação.

Substituindo o seno e o cosseno nas Equações (3.28) e (3.29), tem-se:

$$E_x(i, k) = |\vec{E}| \frac{(i - i_c)}{r}, \quad (3.28)$$

$$E_z(i, k) = |\vec{E}| \frac{(k - k_c)}{r}. \quad (3.29)$$

Considerando a equação (3.24) e substituindo o raio pelas coordenadas cartesianas, as componentes são dadas pelas Equações (3.30) e (3.31):

$$E_x(I, K) = \frac{V_s}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot \frac{(i - i_c)}{(i - i_c)^2 + (k - k_c)^2}, \quad (3.30)$$

$$E_z(I, K) = \frac{V_s}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot \frac{(k - k_c)}{(i - i_c)^2 + (k - k_c)^2}. \quad (3.31)$$

Agrupando-se os valores que não dependem da localização do ponto, pode-se reescrever, ficando as Equações (3.32) e (3.33):

$$E_x(i, k) = K_{exc} \cdot \frac{(i - i_c)}{(i - i_c)^2 + (k - k_c)^2} \quad (3.32)$$

$$E_z(i, k) = K_{exc} \cdot \frac{(k - k_c)}{(i - i_c)^2 + (k - k_c)^2} \quad (3.33)$$

em que K_{exc} é a constante da excitação que define a amplitude do campo elétrico, sendo apresentada seu valor na Equação (3.34).

$$K_{exc} = \frac{V_s}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}, \quad (3.34)$$

sendo V_s o valor do potencial entre o condutor interno de raio r_1 e o condutor externo de raio r_2 .

Um exemplo do comportamento dos campos no plano de excitação é apresentado na Figura 3-12.

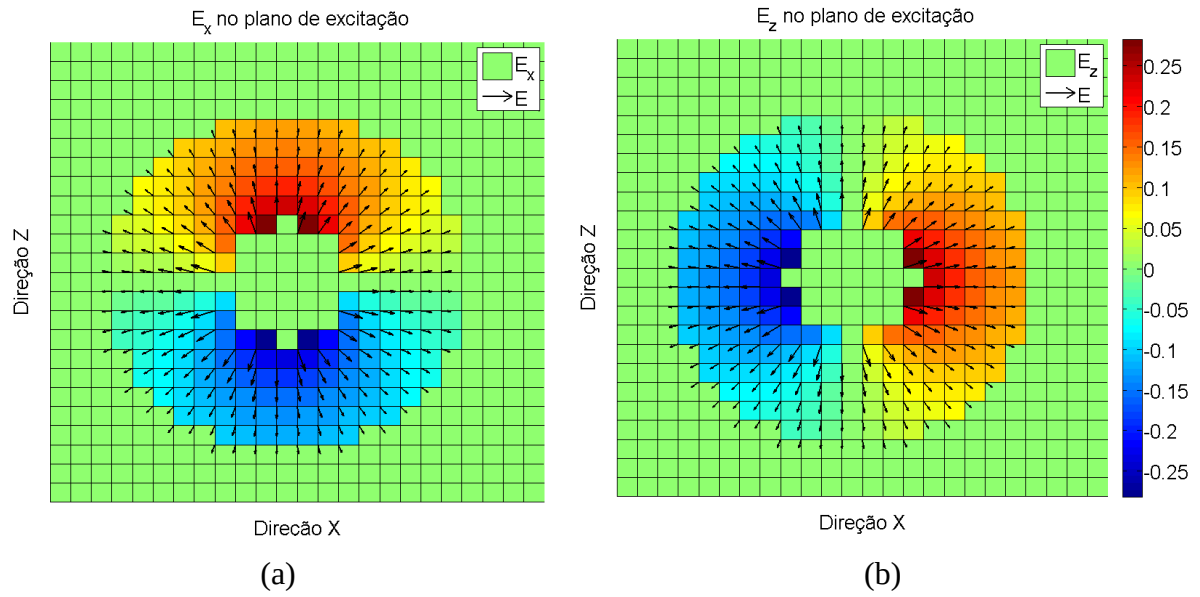


Figura 3-12 – Campo elétrico no plano de excitação do cabo coaxial: (a) componente na direção X e (b) componente na direção Z.

O módulo do campo elétrico no dielétrico é dado pela Equação (3.35):

$$|\vec{E}(i, k)| = \sqrt{E_x(i, k)^2 + E_z(i, k)^2}, \quad (3.35)$$

$$|\vec{E}(i, k)| = \frac{K_{exc}}{\sqrt{(i - i_c)^2 + (k - k_c)^2}} = K_{exc} \frac{1}{r}. \quad (3.36)$$

Um exemplo de módulo para o campo elétrico no plano de excitação é apresentado na Figura 3-13.

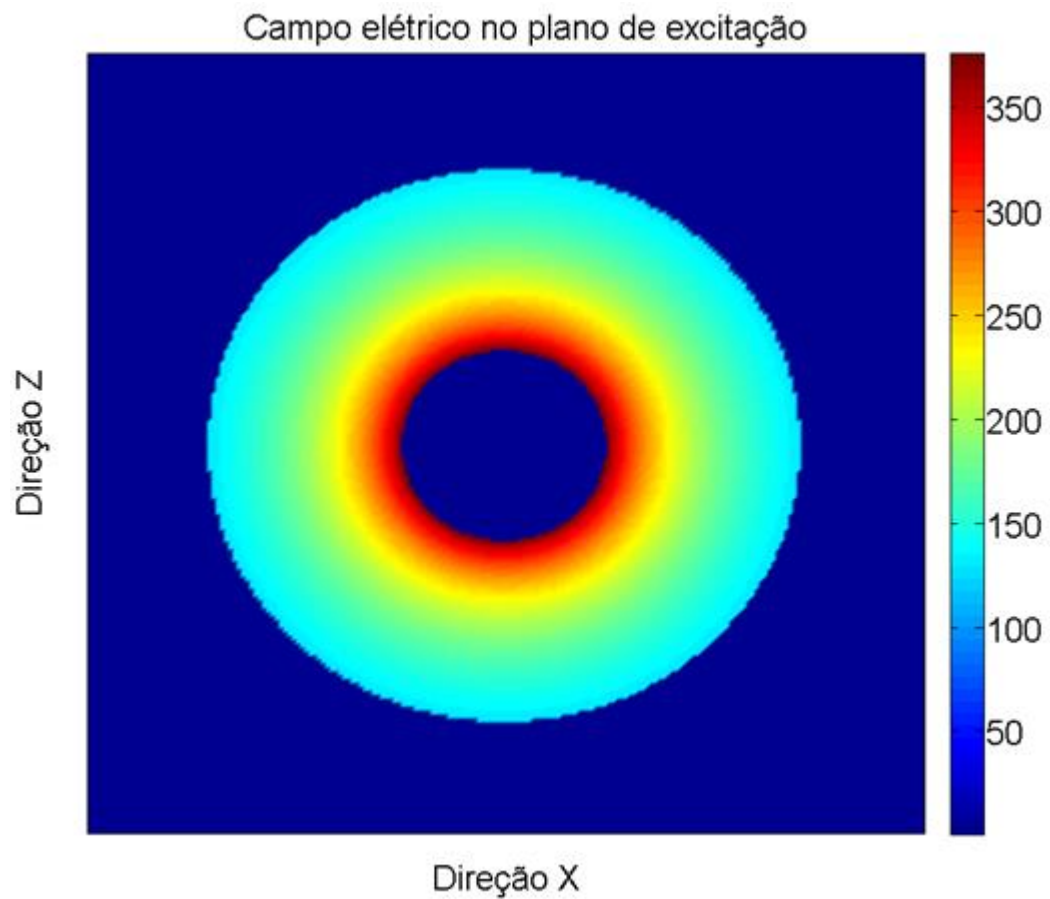


Figura 3-13 – Módulo do campo elétrico no plano de excitação do cabo coaxial.

O gráfico do campo elétrico ao longo da diagonal do cabo é apresentado na Figura 3-14.

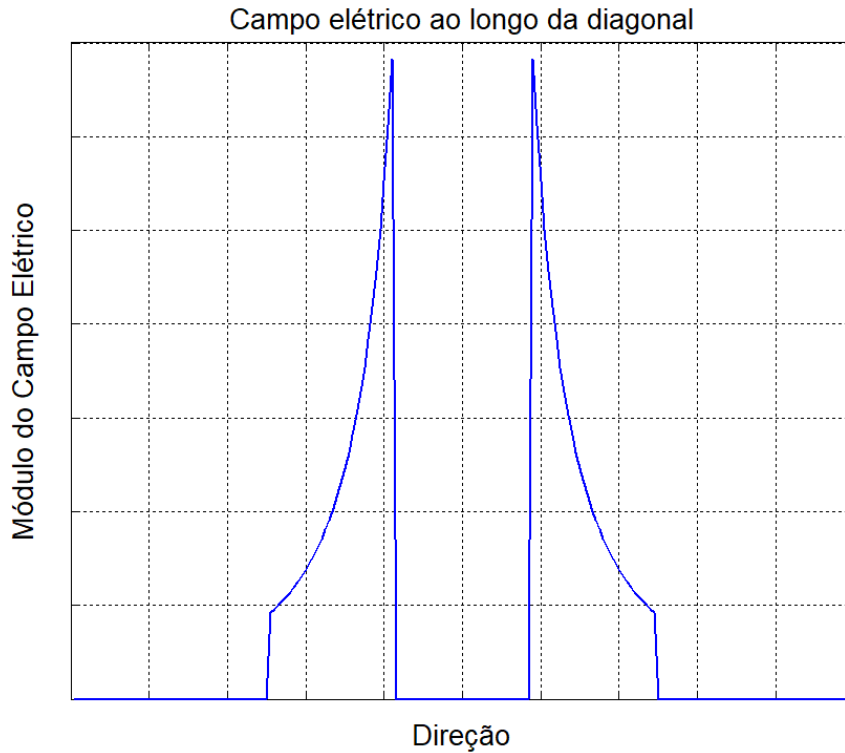


Figura 3-14 – Módulo do campo elétrico na diagonal do plano de excitação do cabo coaxial.

As Equações (3.32) e (3.33) simplificam a implementação de uma onda TEM no plano de excitação para uma geometria cilíndrica. Com uma excitação que leva em conta os coeficientes apresentados, consegue-se realizar a análise da propagação da onda em planos mais próximos do plano de excitação, reduzindo o espaço de simulação analisado, que, por consequência, reduz o consumo de memória para uma simulação com tal tipo de geometria.

3.3 Cálculos adicionais

Durante a simulação, consegue-se realizar cálculos a partir dos valores dos campos elétrico e magnéticos no domínio do tempo, tais como potencial e corrente elétricos. Apesar de aumentar o tempo de processamento, a realização desses cálculos durante a simulação reduz a quantidade de dados salva ao final e economizam tempo no pós processamento.

Nos Itens 3.3.1 e 3.3.2 são abordados os cálculos de potencial e corrente elétricos em geometrias cilíndricas.

3.3.1 Potencial Elétrico

Dentre as diversas formas de calcular o potencial elétrico, destaca-se a definição a partir do trabalho realizado por uma carga para se deslocar entre os pontos A e B sob a influência de um campo elétrico, conforme apresentado na Equação (3.37) [20]:

$$V_{AB} = - \int_A^B \vec{E} \cdot d\vec{l}. \quad (3.37)$$

A aplicação da Equação (3.37) em um espaço discretizado em células de Yee, pode ser definido conforme apresentado pela Equação (3.48):

$$V_{AB}^n = - \left[\sum_{i=i_A}^{i=i_B} E_x^n(i, j_A, k_A) dx + \sum_{j=j_A}^{j=j_B} E_y^n(i_B, j, k_A) dy + \sum_{k=k_A}^{k=k_B} E_z^n(i_B, j_B, k) dz \right], \quad (3.38)$$

em que i_A, j_A, k_A são as coordenadas do ponto A e i_B, j_B, k_B são as coordenadas do ponto B .

Pela Equação (3.48) pode-se notar que para o cálculo de potencial é considerado um caminho em linhas retas, partindo-se do ponto (i_A, j_A, k_A) somando-se o campo elétrico na direção X até chegar na coordenada (i_B, j_A, k_A) , depois soma-se o campo na direção Y até chegar em (i_B, j_B, k_A) e por fim na direção Z , chegando no ponto final (i_B, j_B, k_B) .

Considerando-se uma simulação com um cabo coaxial e a excitação dada por um Pulso Gaussiano, com um caminho fechado representado pelo caminho PQRS na Figura 3-15, tem-se o potencial dado pela Equação (3.39).

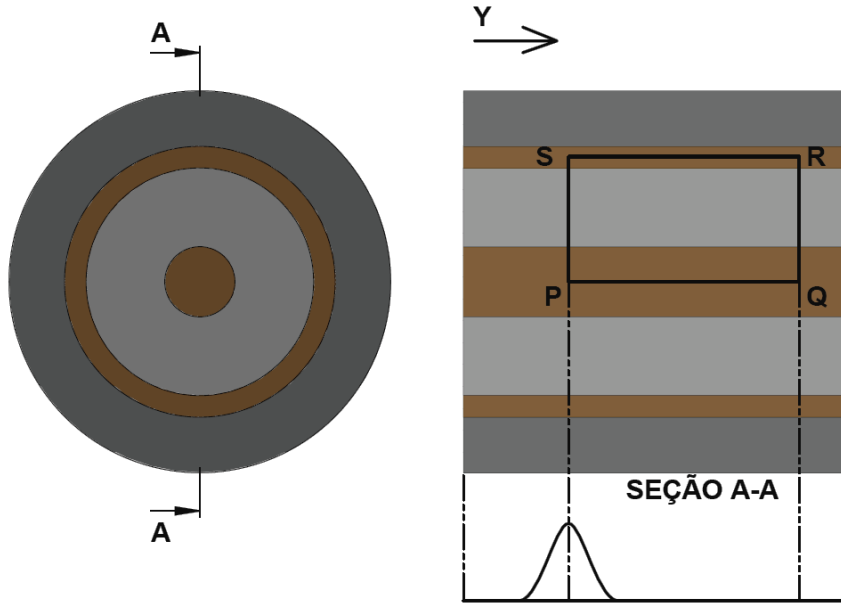


Figura 3-15 – Caminho exemplo do cálculo de potencial.

$$V_{PP}^n = - \left[\sum_{j=j_P}^{j=j_Q} E_y^n(i_P, j, k_P) dx + \sum_{k=k_P}^{k=k_R} E_Z^n(i_P, j_Q, k) dz + \sum_{j=j_Q}^{j=j_P} E_y^n(i_P, j, k_R) dx + \sum_{k=k_R}^{k=k_P} E_Z^n(i_P, j_P, k) dz \right]. \quad (3.39)$$

O campo elétrico dentro dos condutores é nulo, assim, o potencial pode ser simplificado como apresentado na Equação (3.39):

$$V_{PP}^n = -dz \sum_{k=k_P}^{k=k_R} [E_Z^n(i_P, j_Q, k) + E_Z^n(i_P, j_P, k)] \quad (3.40)$$

Considerando que o pico do pulso está no plano da linha SP e, ainda, nesse instante da simulação o campo é nulo no plano da linha QR, o potencial no caminho fechado definido na Figura 3-15 é conforme apresentado na Equação (3.41):

$$V_{PP}^n = -dz \sum_{k=k_P}^{k=k_R} E_Z^n(i_P, j_P, k). \quad (3.41)$$

Nota-se que o potencial elétrico no caminho fechado para análise de ondas não é nulo. Resultado esperado ao se aplicar o teorema de Stokes na equação (3.37) para um caminho fechado, conforme apresentado na Equação (3.42) [20].

$$V_{pp} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = \nabla \times \vec{E} = 0. \quad (3.42)$$

Caso a Equação (3.42) fosse verdadeira para ondas, o campo elétrico seria conservativo e o caminho definido para o cálculo de potencial não importaria. O fato da Equação (3.42) não ser verdadeira para ondas é facilmente comprovada pela equação de Maxwell apresentada na Equação (3.1) e detalhada na Equação (3.43).

$$\nabla \times \vec{E} = -\sigma^* \vec{H} - \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \neq 0. \quad (3.43)$$

Para que a Equação (3.43) fosse verdadeira o meio deve ser livre de cargas magnéticas e o campo magnético deve ser constante em todo o tempo, em outras palavras, não há propagação de onda. A Equação (3.38) deve ser aplicada observando-se o caminho definido de forma criteriosa.

3.3.2 Corrente Elétrica

O cálculo de corrente elétrica é dado pela Lei de Ampère apresentada na Equação (3.44).

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{env}, \quad (3.44)$$

em que I_{env} é a corrente elétrica envolvida pelo caminho fechado definido na integral. Aplicando-se o teorema de Stokes na Equação (3.44), tem-se [20]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}, \quad (3.45)$$

em que $\vec{J}$ é a densidade de corrente superficial. Mesmo sem especificar o problema para ondas, nota-se que o campo magnético não é conservativo, o que implica na importância do caminho definido para o cálculo da corrente elétrica.

Considerando o cálculo da corrente elétrica na seção do cabo coaxial, conforme apresentado na Figura 3-9, tem-se a impedância característica do cabo coaxial dada pela Equação (3.46):

$$Z_o = \frac{V}{I} = \frac{-\int_A^B \vec{E} \cdot d\vec{l}}{\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}}, \quad (3.46)$$

em que os pontos limites da integral do campo elétrico é o centro do condutor interno (A) e o condutor externo (B). A impedância de uma linha de transmissão é uma característica que se mantém constante até determinados níveis de frequência [20]. Para que isso ocorra na equação (3.46), o campo magnético deve apresentar seu valor aumentando conforme aumente a distância do centro do cabo uma vez que o campo elétrico apresente um decaimento conforme apresentado na Figura 3-13. O caminho mais adequado esperado se apresenta na interface entre o dielétrico e o condutor externo em que se analisa o potencial total aplicado no cabo e raio englobando todo o dielétrico.

Devido à forma dada às células de Yee, o caminho mais simples de se realizar para o cálculo da corrente elétrica é no formato retangular. Porém, nesse formato há o desprezo de correntes de deslocamento presentes no dielétrico. O cálculo por um caminho que tende a ser circular é a maneira que se engloba a maior parte da corrente, porém, a precisão é dependente do tamanho das células definidas na simulação. Na Figura 3-16 é apresentado o caminho que pode ser feito para adequar o cálculo à geometria do cabo coaxial.

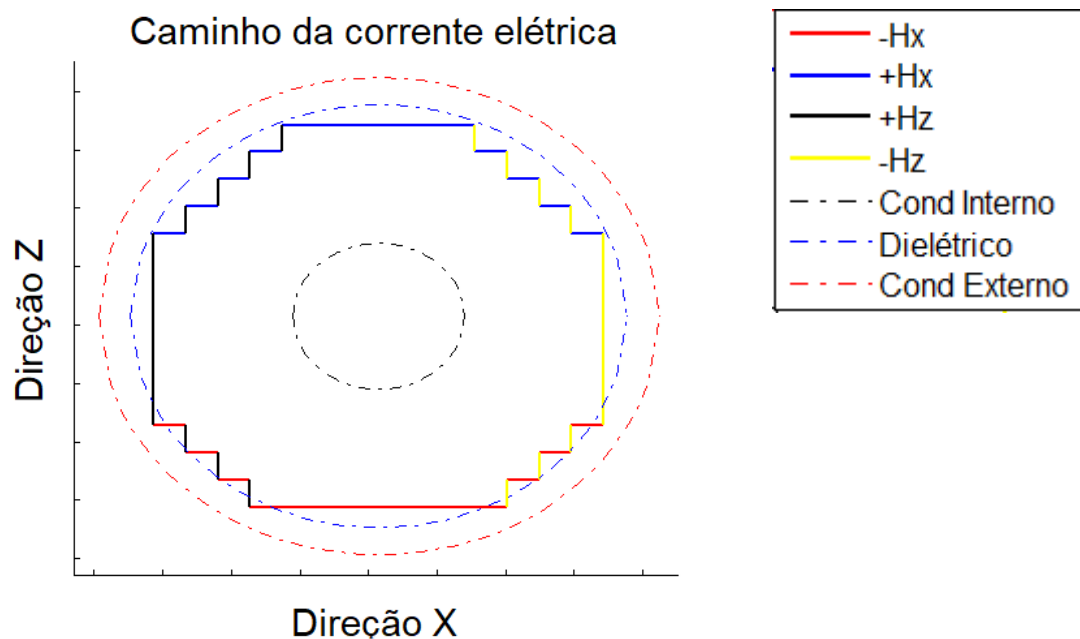


Figura 3-16 – Caminho percorrido para o cálculo de corrente elétrica par o cabo coaxial.

Para a definição do caminho apresentado na Figura 3-16, considera-se que a componente do campo magnético localizada nas quinas de um face quadrada, conforme ilustrado na Figura 3-17.

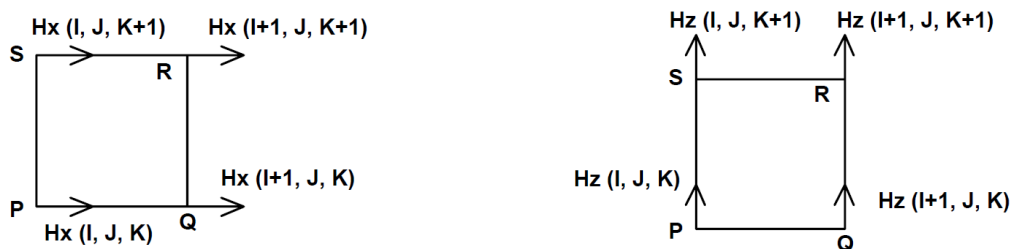


Figura 3-17 – Localização das componentes do campo magnético para o cálculo do caminho da corrente elétrica.

Para encontrar quais campos estão no cálculo de corrente, faz-se a análise da localização espacial das quatro quinas (PQRS). De acordo com essa análise, define-se se o campo em questão está ou não no cálculo. O fluxograma da Figura 3-18 apresenta o algoritmo da definição de quais campos entrarão no cálculo da corrente elétrica.

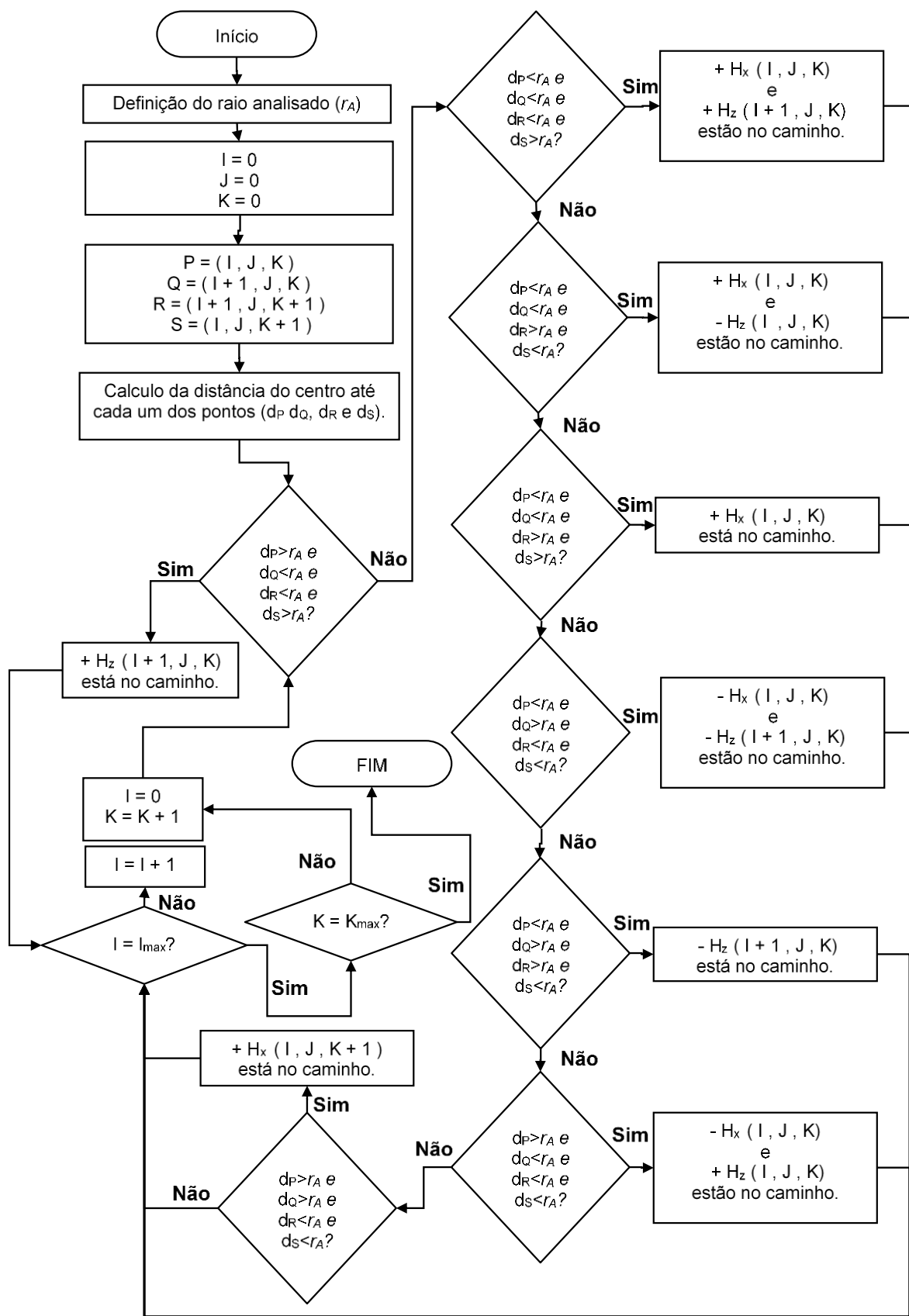


Figura 3-18 – Fluxograma da definição dos campos que entrarão no cálculo da corrente elétrica.

3.4 Código Computacional

Para o trabalho desenvolvido, optou-se pela utilização da linguagem de programação C++ na plataforma de programação Eclipse CDT®, com versionamento em GIT® e paralelismo feito com a API do OpenMP®. Essas são ferramentas de código aberto e livres com a Licença GNU GPLv2. De acordo com esse tipo de licença, as ferramentas são livres com códigos aberto, podendo-se alterar os códigos originais das ferramentas, devendo-se disponibilizar as alterações [26]. No presente trabalho, utilizou-se as ferramentas na forma em que são disponibilizadas, sem quaisquer alterações nos códigos originais.

A linguagem C++ foi criada por Bjarne Stroustrup em sua tese de doutorado em 1979, essa linguagem é vista como o C dotado de orientação à objetos ou classes, devido a sua semelhança na sintaxe. Porém, os benefícios da linguagem C++ para a C vai além das classes [27]. Os principais motivos da escolha dessa linguagem para o presente trabalho foram:

- programação de Orientação à Objeto trazendo vantagens, tais como: Herança e Polimorfismo;
- encapsulamento;
- linguagem compilada;
- velocidade por não precisar de uma máquina virtual para processar;
- facilidade da utilização de paralelismo;
- compatibilidade com o OpenMP;
- compatibilidade entre sistemas operacionais;
- Independência da plataforma utilizada;
- linguagem consolidada, sofrendo poucas revisões (apenas 1 na última década).

Além da escolha da linguagem, definiu-se a plataforma de programa como sendo o Eclipse. Essa plataforma é uma IDE (*Integrated Deveopment Eviroment* ou Ambiente de Desenvolvimento Integrado) de *software* livre extensível, baseada em Java, desenvolvido pela IBM em 2001. Por ser baseado em *plug-ins*, consegue-se configurar de acordo com a necessidade. Por esse fato é uma plataforma que está ampliando seu campo de aplicação desde sistemas embarcados (e.g. fabricante NXP) até em linguagens de alto nível (e.g. PHP e Java). O Eclipse CDT é uma variação do Eclipse dedicado para desenvolvimento nas linguagens C/C++ [28].

Com a plataforma e linguagem de programação definidas, tem-se a definição de uma das ferramentas de gerenciamento para o controle de versionamento do *software* desenvolvido. O

controle de versionamento é um sistema que grava as mudanças em um arquivo ou em um grupo de arquivos ao longo do tempo. Assim, pode-se recorrer a versões antigas quando desejar [29]. Com a utilização desse tipo de sistema, caso o projetista faça uma alteração que não traga o resultado esperado, pode-se voltar com o projeto para a versão onde desejar trazendo segurança e encorajamento para testes ao longo do projeto. O programa desenvolvido utilizou, desde sua concepção, o sistema de versionamento Git. Esse sistema de versionamento foi desenvolvido por Linus Torvalds para o desenvolvimento do kernel Linux, disponibilizado em código aberto no ano 2005.

Com foco na aceleração de processamento, utilizou-se uma ferramenta para realização do paralelismo do código: o OpenMP (*Open Multi-Processing* ou Multi-Processamento Aberto). Essa ferramenta é uma interface de programação de aplicativo (API) para programação paralela de memória compartilhada. Possui compatibilidade com C/C++ e Fortran, com *plugin* no Eclipse e disponível em Unix e Microsoft Windows [30]. Os detalhes da implementação e programação paralela são detalhados na subseção 3.4.2.

3.4.1 Estrutura do programa desenvolvido

O projeto desenvolvido foi dividido em dois programas:

- JCM: criação das matrizes de materiais;
- JCFDTD: cálculo do FDTD.

No JCM é o programa de tradução dos desenhos vetoriais salvos em um arquivo para as matrizes de materiais, já discutidos no Capítulo 2. O JCFDTD é o programa responsável pela realização da leitura dos arquivos de entrada, entre eles as matrizes de materiais, e execução do cálculo do FDTD. A UML (*Unified Modeling Language* ou Linguagem de Modelagem Unificada) com a estrutura básica de classes do JCFDTD é apresentada na Figura 3-19.

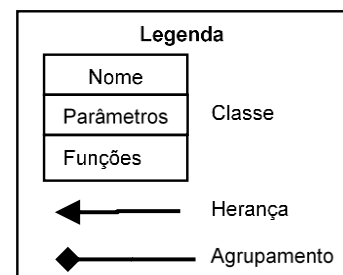
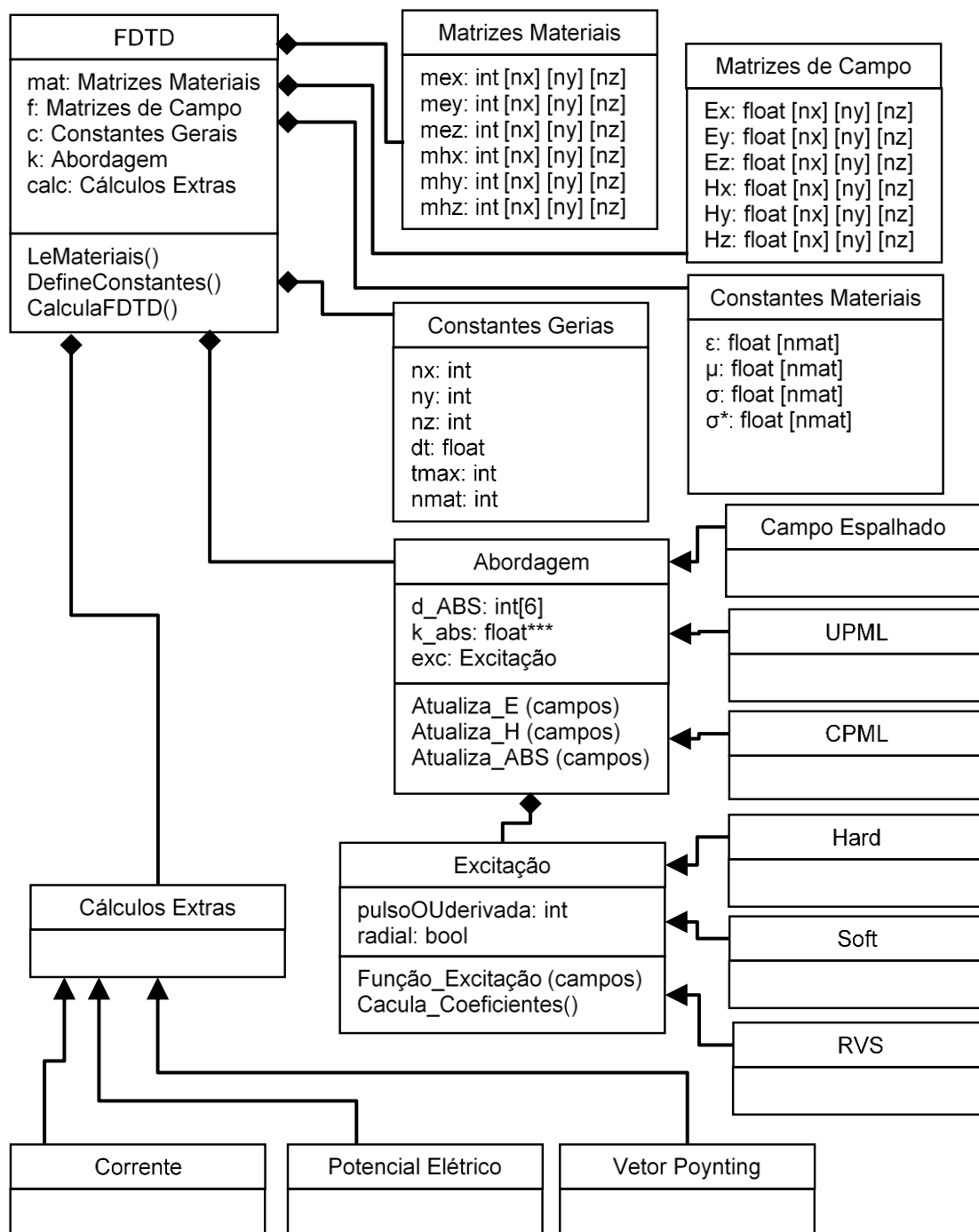


Figura 3-19 – UML de estrutura básica das classes do JCFTD.

3.4.2 Paralelismo

Nas últimas décadas, com a evolução dos sistemas computacionais, tem-se utilizado cada vez mais os códigos com processamento paralelo. Tais códigos se baseiam na divisão do processo entre os núcleos de processamento disponíveis para uma determinada tarefa. Esses podem estar em uma mesma máquina ou em máquinas separadas.

O código que aplica o paralelismo possui três paradigmas: Programação Concorrente, Programação Paralela e Programação Distribuída [31]. Um código pode utilizar as três formas de paradigmas, porém, um trecho do código pode executar apenas um tipo.

A Programação concorrente é a programação comum, em que cada linha de comando fica esperando a disponibilidade do processador para ser executado. Essa situação se dá o nome de concorrência, ou seja, é o paradigma em que o sistema suporta duas ou mais ações em progresso no mesmo tempo, presente em programas multi-tarefas (ou *multithreads*) [32].

A Programação Distribuída é um trecho de código que pode depender de outro programa para ser executado. Enquanto o resultado de um código não é gerado, o outro trecho dependente espera para continuar seu processo. Esse paradigma é presente em projetos de alta complexidade em que se divide o código em programas com foco na aceleração do processo.

A Programação Paralela é o paradigma em que se executa várias tarefas de forma cooperativa simultaneamente para chegar à um resultado. Diferentemente da programação concorrente em que o sistema não processa de forma simultânea, na Programação Paralela tem-se o dois ou mais processos ocorrendo simultaneamente.

No presente trabalho aborda-se apenas a Programação Paralela. Uma vez elaborado um código com a Programação Paralela, consegue-se adaptá-lo facilmente para a Programação Concorrente. Já a Programação Distribuída fica a cargo da API do OpenMP que, no caso de *clusters*, realiza a divisão dos trechos com diretiva definida para o paralelismo de forma automática entre as máquinas.

Existem duas abordagens de Programação Paralela amplamente utilizadas [31]:

- paralelismo de tarefas: divide-se as diversas tarefas entre os núcleos que executarão cada tarefa;
- Paralelismo de dados: divide-se os dados entre os núcleos, e cada núcleo processa a mesma tarefa, porém com seu dado.

No paralelismo de tarefas, o programa tem tarefas diferentes e independentes entre si. Cada núcleo processa uma tarefa e entrega o resultado. Já no paralelismo de dados, a tarefa é

basicamente a mesma, porém, os dados de entrada são diferentes, o que resultará em resultados diferentes para cada dado.

Para o FDTD, o paralelismo mais utilizado é o de dados [9]. Uma visualização física do processamento paralelo no FDTD é pela divisão do espaço nas células de Yee. Após a divisão das células, agrupa-se as células em tantos quantos forem os núcleos de processamento, tal como ilustrado pela Figura 3-20 para 8 núcleos de processamento. Cada grupo será executado em um núcleo diferente de forma simultânea.

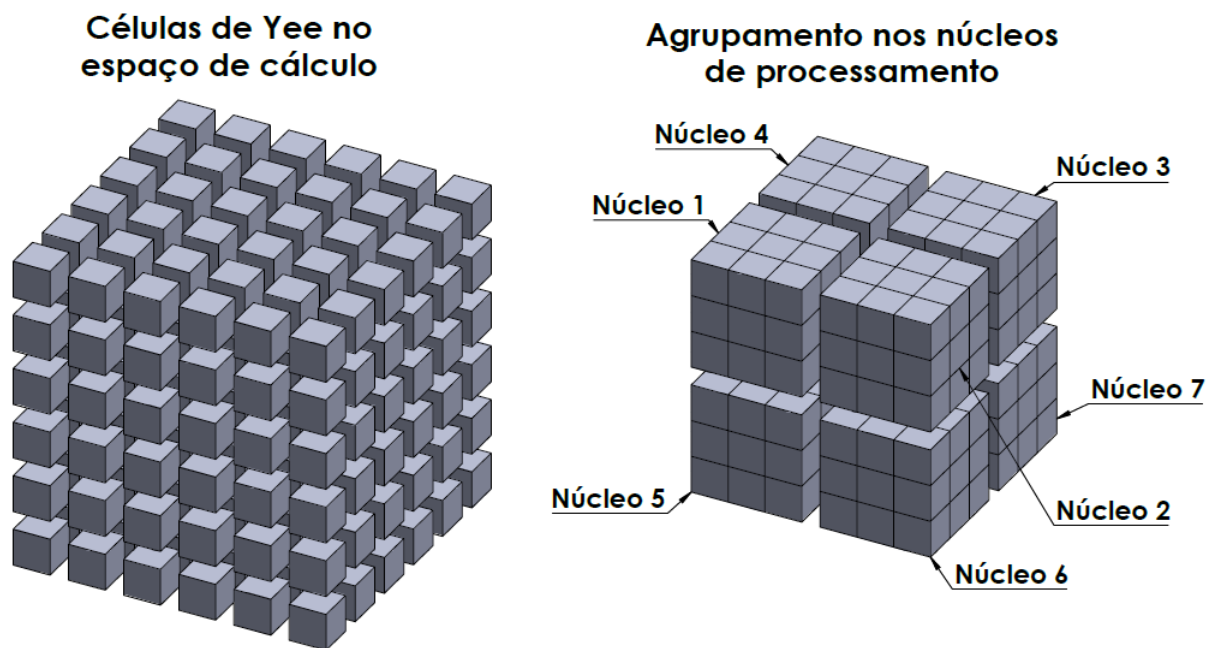


Figura 3-20 – Divisão do cálculo do FDTD para processamento paralelo.

Na Figura 3-20 pode-se observar que cada núcleo ficará responsável por processar uma região do espaço de simulação. Entretanto, os trechos serão conforme as equações de (3.2) a (3.8). O que deve se observar para uma execução correta do paralelismo é a independência entre as partes que foram divididas, levantando a premissa básica da programação paralela: independência entre as tarefas que serão executadas. Se essa premissa não for respeitada diversos erros ocorrem, tais como erro de cálculo e invasão de memória.

3.4.2.1 Utilizando o OpenMP para o FDTD

O OpenMP é uma API para programação paralela de memória compartilhada. Nessa definição nota-se três termos básicos: API, programação paralela e memória compartilhada. O termo Programação Paralela já foi discutido na subseção 3.4.2. API é uma interface de programação de aplicativo, ou seja, é um conjunto de rotinas estabelecidos por um *software* para a utilização das suas funcionalidades que facilita a utilização de rotinas complexas. Memória compartilhada está relacionada com dependência de acesso de toda memória utilizada no código, o trecho do código que utiliza a diretiva de paralelismo deve possuir acesso completo à toda a memória que o programa está utilizando [31], não se deve restringir o acesso à partes da memória do programa.

O OpenMP utiliza o modelo de execução paralela de divisão-união (*fork-join*). O programa sempre começa com uma tarefa inicial (*initial thread*) que, ao encontrar uma diretiva de paralelização (implícita ou explícita), irá se bifurcar (dividir ou *fork*) em tantas tarefas quanto núcleos tiverem disponíveis. Após o término de todas as tarefas que foram divididas, o programa irá sincronizar e unir (*join*) para a tarefa mestre novamente [33]. Essa forma de trabalho está ilustrada na Figura 3-21.

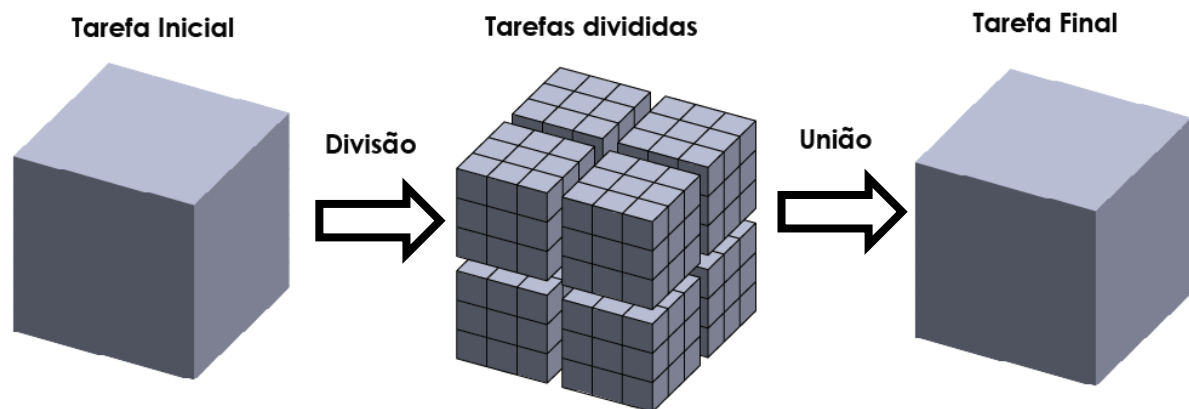


Figura 3-21 – Estrutura *fork-join* do OpenMP.

O formato para chamada de uma diretiva do OpenMP na linguagem C++ é conforme apresentada abaixo:

```
#pragma omp COMANDO
```

em que *#pragma omp* é uma diretiva de pre-compilação que informará ao compilador que a próxima linha utilizará a paralelização da forma que está definida no “*COMANDO*”. O comando possui diversas formas de se realizar de acordo com a necessidade do projeto. No presente trabalho, devido ao algoritmo do FDTD, utilizou-se apenas a diretiva:

#pragma omp parallel for

Essa diretiva informa ao compilador que o *loop* que está logo abaixo será dividido entre os núcleos da máquina, e cada núcleo irá executar um intervalo do *loop*. Quando todos os processos terminarem, o programa retorna para a tarefa principal.

3.4.2.2 *Medições de desempenho do código*

O ponto principal ao se trabalhar com processamento paralelo é o quão mais rápido o processo ficará com a utilização dessa técnica. Uma medida de comparação é o fator de velocidade (*Speed Factor* ou *Speedup*), que pode ser dado pela relação apresentada na Equação (3.47) [34]:

$$S(p) = \frac{t_s}{t_p}, \quad (3.47)$$

em que t_s é tempo gasto quando se utiliza apenas um único núcleo e t_p é o tempo gasto quando se utiliza apenas mais de um núcleo de processamento. Considerando que se consiga paralelizar todo o código, a melhor otimização do fator de velocidade é igual ao número de núcleos disponíveis (p), conforme apresentado na Equação (3.48):

$$t_p = \frac{t_s}{p} \rightarrow S(p) = \frac{t_s}{t_s/p} = p. \quad (3.48)$$

Em um algoritmo determinístico sempre existirá trechos que não há como paralelizar. O fator de velocidade sempre será menor que o número de núcleos disponíveis. Para um código, o máximo fator de velocidade segue a Lei de Amdahl apresentada na Equação (3.49) [31]:

$$S(p) = \frac{t_s}{ft_s + (1-f)t_s/p} = \frac{p}{1 + (p-1)f}, \quad (3.49)$$

em que f é a parcela do código que não se utilizou a paralelização.

Uma medida bastante útil é a eficiência, definida por:

$$E = \frac{t_s}{t_p \cdot p} \text{ ou } E = \frac{S(p)}{p} \cdot 100\%. \quad (3.50)$$

3.4.2.3 Paralelismo no FDTD

Nas Equações de (3.2) a (3.8) são apresentadas as funções de atualização dos valores das componentes de campo elétrico e do campo magnético. Por essas Equações, nota-se que há uma independência espacial na atualização das matrizes de campo. Na equação (3.51) é apresentada a função de atualização do campo magnético na direção x :

$$\begin{aligned} H_x^n(i, j, k) = & K_H H_x^{n-1}(i, j, k) - K_{HY} \left[E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right) - E_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) \right] \\ & + K_{HZ} \left[E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - E_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right) \right], \end{aligned} \quad (3.51)$$

tem-se o cálculo de H_x dependendo apenas do valor dessa componente no tempo anterior no mesmo ponto analisado e das componentes de campo elétrico E_y e E_z em meio instante de tempo anterior. Para uma determinada iteração temporal, pode-se calcular simultaneamente a componente do campo magnético na direção x em todos os pontos.

A atualização do campo magnético depende apenas do valor do campo magnético no tempo anterior e do campo elétrico. Isso vale para o campo elétrico que depende apenas dele mesmo no tempo anterior e do campo magnético. Com isso, elaborando um programa de FDTD em uma máquina que possui 4 núcleos de processamento, o processo de atualização do campo magnético pode ser dividido em 4 processos para cada iteração de tempo, conforme apresentado na Figura 3-22, que ilustra apenas para o caso do campo magnético, porém, o mesmo pode ser feito para o campo elétrico.

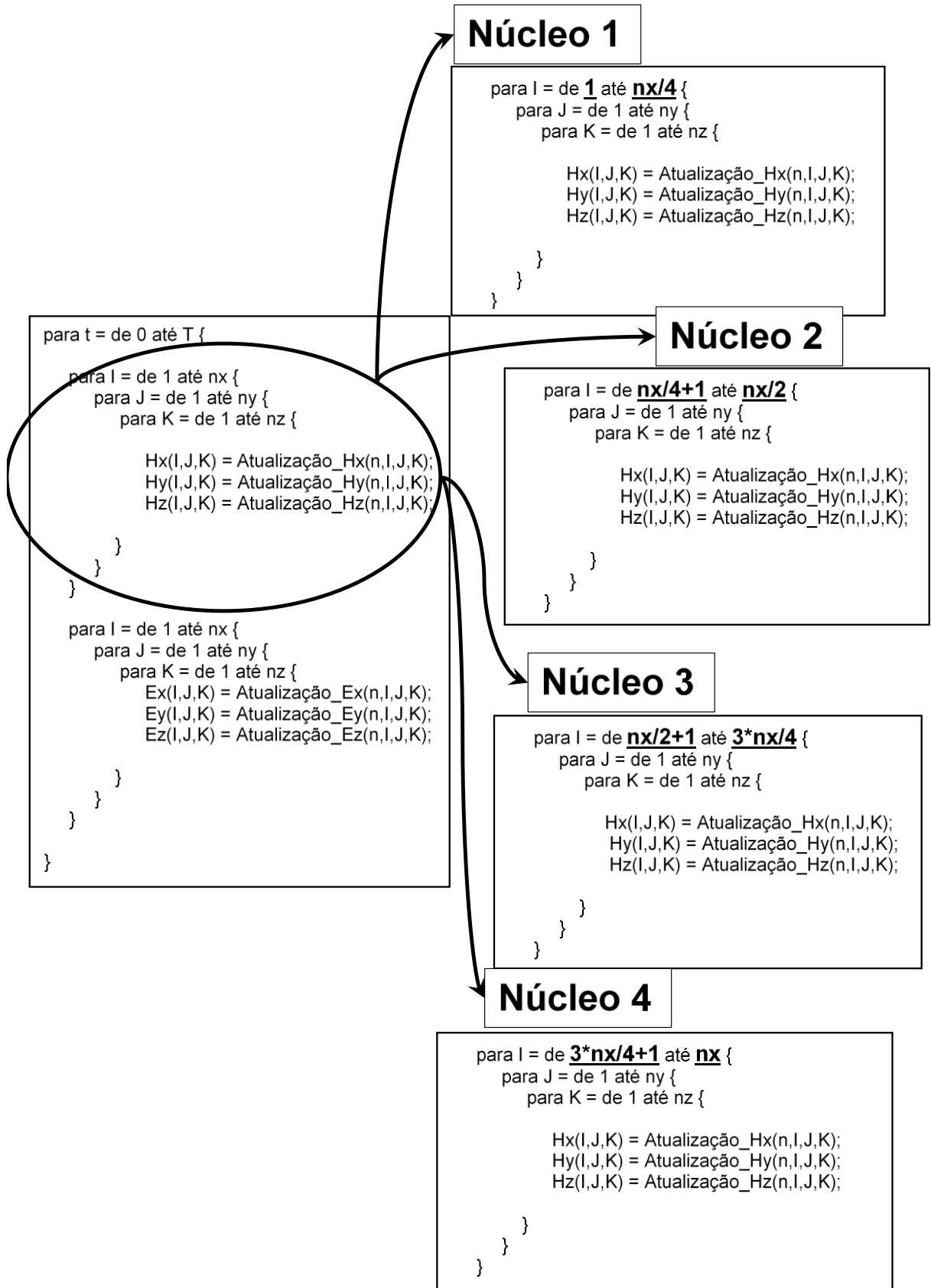


Figura 3-22 – Divisão em 4 núcleos de processamento da atualização do campo magnético para o FDTD.

Nota-se que o *loop* é dividido e que há uma independência para cada intervalo da variável *I*. Como exemplo, para a paralelização do algoritmo da Tabela 3-2 faz-se as alterações destacadas em negrito na Tabela 3-4.

Tabela 3-4 – Inserção do paralelismo no algoritmo da Tabela 3-2.

1	<u>Para</u> n = 1 <u>até</u> Total_Iterações {	<i>Loop de iterações temporais</i>
2	<u>Função</u> Atualização H (n);	<i>Função de atualização do campo magnético</i>
3	<u>#pragma omp parallel for</u>	<i>Diretiva de paralelização do loop que está na linha seguinte</i>
4	<u>Para</u> i = 1 <u>até</u> Nx {	<i>Loop de varredura para a direção X</i>
5	<u>Para</u> j = 1 <u>até</u> Ny {	<i>Loop de varredura para a direção Y</i>
6	<u>Para</u> k = 1 <u>até</u> Nz {	<i>Loop de varredura para a direção Z</i>
7	<u>Se</u> j = plano_excitação {	<i>Análise para verificação se é o plano de excitação.</i>
8	E = Função_excitação(n,i,j,k)	<i>Função de cálculo do plano de excitação.</i>
9	<u>Senão</u>	<i>Caso não seja o plano de excitação</i>
10	E = Função_atualização_E (n,i,j,k)	<i>Função de atualização do campo elétrico</i>
11	}	
12	}	
13	}	
14	}	

3.5 Conclusão Parcial

A partir dos conceitos e ferramentas apresentados, elaborou-se o código FDTD que resultou em uma ferramenta de grande versatilidade de análise e de aplicação, gerando resultados que serão apresentados e analisados no Capítulo 4. Tais resultados abrangem a análise da implementação do paralelismo, da excitação radial, dos cálculos de corrente e potencial elétricos.

Capítulo 4

4 RESULTADOS E ANÁLISES

No presente capítulo serão abordados os resultados e análises de simulações realizadas com as modelagens apresentadas nos Capítulos 2 e 3.

4.1 Desempenho do paralelismo

Para análise do impacto do paralelismo, utilizou-se um problema de uma antena genérica sem preocupações com o resultado eletromagnético com diferentes quantidades de células: $78 \times 110 \times 115$ (986.700 células), $103 \times 136 \times 141$ (1.975.128 células), $121 \times 154 \times 159$ (2.962.806 células) e $135 \times 168 \times 174$ (3.946.320 células), em iterações totais de simulação de 1.000, 2.000, 4.000 e 8.000 passos de tempo. Essas condições foram analisadas em 3 situações:

- A) Programa original: foram realizadas as 16 simulações sem alterar o código, utilizando o código para o melhor processamento sequencial;
- B) Programa adaptado para o paralelismo: o código foi alterado para se conformar à utilização de paralelismo, porém, sem utilizar o processamento paralelo;
- C) Programa com paralelismo: o código do item B com o processamento paralelo.

A adequação do código sequencial para que execute em modo paralelo é o ponto crucial na utilização do paralelismo, isso é apresentado pela mudança do Programa A para o B. O Programa C apenas implementa os parâmetros de pre-compilação apresentados na Seção 3.4.2.

Esses programas foram rodados em uma máquina com um processador I5-2430Md a Intel® com clock de 2,40 GHz e 6,00 GB de memória RAM. Esse processador possui 2 núcleos de processamento.

4.1.1 Resultados

Na Tabela 4-1 são apresentados os tempos de processamento totais para os três programas. Nas colunas de comparação de tempo faz-se o percentual de aumento no tempo de processamento em relação à referência.

Tabela 4-1 – Resultados dos tempos de simulação.

Iterações	Quantidade Total de Células	Tempos Totais de processamento (em segundos)			Comparação entre os tempos		
		A	B	C	B para A	C para A	C para B
1.000	986.700	498,02	799,61	394,19	60,56%	-20,85%	-50,70%
1.000	1.975.128	1.184,56	1.596,01	731,27	34,73%	-38,27%	-54,18%
1.000	2.962.806	1.852,09	2.544,19	1.162,00	37,37%	-37,26%	-54,33%
1.000	3.946.320	2.486,41	3.191,04	1.524,22	28,34%	-38,70%	-52,23%
2.000	986.700	1.210,71	1.531,97	763,27	26,53%	-36,96%	-50,18%
2.000	1.975.128	2.263,21	3.099,42	1.496,39	36,95%	-33,88%	-51,72%
2.000	2.962.806	3.549,34	4.975,87	2.400,87	40,19%	-32,36%	-51,75%
2.000	3.946.320	4.796,24	6.241,59	3.043,33	30,13%	-36,55%	-51,24%
4.000	986.700	2.297,92	2.979,58	1.590,03	29,66%	-30,81%	-46,64%
4.000	1.975.128	4.488,62	6.076,94	3.001,03	35,39%	-33,14%	-50,62%
4.000	2.962.806	6.846,39	9.867,80	4.657,27	44,13%	-31,97%	-52,80%
4.000	3.946.320	9.433,98	12.261,11	6.024,03	29,97%	-36,15%	-50,87%
8.000	986.700	4.702,72	6.110,03	3.263,10	29,93%	-30,61%	-46,59%
8.000	1.975.128	9.012,64	11.995,32	6.118,58	33,09%	-32,11%	-48,99%
8.000	2.962.806	13.757,43	19.663,20	9.575,51	42,93%	-30,40%	-51,30%
8.000	3.946.320	18.515,63	24.851,88	12.046,91	34,22%	-34,94%	-51,53%

Separando-se apenas o trecho em que se aplica o paralelismo, tem-se a Tabela 4-2.

Tabela 4-2 – Tempos apenas dos trechos em que se aplicou o paralelismo.

Iterações	Quantidade Total de Células	Tempo de processamento no trecho em que se aplicou o paralelismo			Percentual do tempo total		
		A	B	C	A	B	C
1.000	986.700	484,39	780,15	374,59	97,26%	97,57%	95,03%
1.000	1.975.128	1.172,56	1.575,98	712,42	98,99%	98,75%	97,42%
1.000	2.962.806	1.839,49	2.525,43	1.142,21	99,32%	99,26%	98,30%
1.000	3.946.320	2.473,71	3.171,42	1.502,08	99,49%	99,38%	98,55%
2.000	986.700	1.183,11	1.490,98	720,43	97,72%	97,32%	94,39%
2.000	1.975.128	2.238,06	3.057,71	1.453,10	98,89%	98,65%	97,11%
2.000	2.962.806	3.522,83	4.933,65	2.353,13	99,25%	99,15%	98,01%
2.000	3.946.320	4.770,45	6.197,06	2.996,92	99,46%	99,29%	98,48%
4.000	986.700	2.238,30	2.892,03	1.483,71	97,41%	97,06%	93,31%
4.000	1.975.128	4.433,61	5.987,54	2.903,60	98,77%	98,53%	96,75%
4.000	2.962.806	6.785,39	9.779,15	4.559,49	99,11%	99,10%	97,90%
4.000	3.946.320	9.374,04	12.169,02	5.925,67	99,36%	99,25%	98,37%
8.000	986.700	4.546,18	5.918,93	3.002,22	96,67%	96,87%	92,01%
8.000	1.975.128	8.886,33	11.791,14	5.886,46	98,60%	98,30%	96,21%
8.000	2.962.806	13.612,21	19.477,79	9.372,21	98,94%	99,06%	97,88%
8.000	3.946.320	18.367,73	24.615,43	11.835,83	99,20%	99,05%	98,25%

4.1.2 Análises

Nota-se que ao adequar o código sequencial (Programa A) para que se possa utilizar o paralelismo (Programa B) há um aumento de, pelo menos, 26% no tempo de processamento total. Porém, ao utilizar o paralelismo (Programa C) há uma redução mínima de 47% em relação ao Programa B e de 21% ao comparar com o Programa A, podendo essa redução chegar a 39%. No caso mais extremo simulado (8.000 iterações e 3.946.320 células), há uma redução de 34%, o que representa uma redução absoluta de quase 2 horas no tempo de processamento (5:08:35,63 para 3:20:46,91).

Para as simulações realizadas, o fator de velocidade médio do programa foi de 1,51, variando entre 1,26 e 1,63. Nota-se que, conforme apresentado na subseção 3.4.2.2, o valor máximo esperado era de 2 entretanto, como não consegue-se paralelizar o código inteiro e como a cada iteração de tempo tem-se que iniciar o trecho de paralelismo, há um consumo de tempo que acarreta nessa diferença do valor ótimo. A eficiência média do paralelismo aplicado foi de 75%, com valores entre 63% e 82%. Tais valores não alcançaram 100% devido aos mesmos fatores explicados para o fator de velocidade.

4.2 Excitação Radial

Para a análise da eficiência da excitação radial, foi definido um problema com um cabo coaxial e analisado 3 planos paralelos ao da excitação com intuito de observar o aparecimento de modos espúrios e a forma como a onda se propaga ao longo do cabo. Para uma base de comparação, foram feitas duas simulações: uma com a excitação radial proposta na subseção 3.2.3.2 e outra com um pulso constante no dielétrico do cabo coaxial, em ambas a fonte foi do tipo *hard* conforme descrito no subseção 3.2.1.

O cabo coaxial utilizado nessa simulação foi o cabo RG58C/U da Pasternack®. Esse cabo possui as características geométricas apresentadas na Figura 4-1.

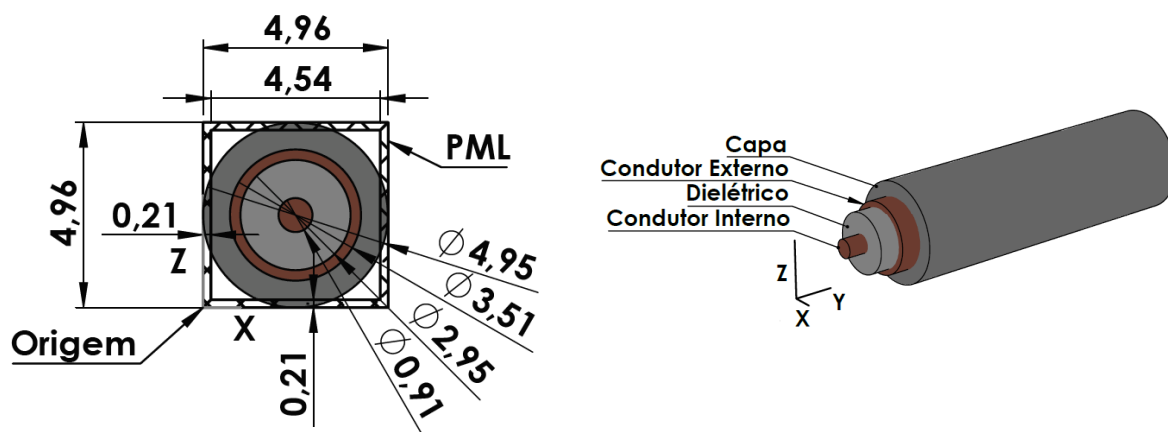


Figura 4-1 – Ilustração do cabo coaxial utilizado na simulação.

Os parâmetros dos materiais que compõem cada parte do cabo são apresentados na Tabela 4-3.

Tabela 4-3 – Propriedades físicas dos materiais do cabo coaxial utilizado.

Parte	Permissividade elétrica relativa	Permeabilidade magnética relativa	Condutividade elétrica (S/m)	Condutividade magnética
Condutor interno	1	1	$5,8 \times 10^7$	0
Dielétrico	2,26	1	$1,0 \times 10^{-12}$	0
Condutor externo	1	1	$5,8 \times 10^7$	0
Capa	2,6	1	$1,0 \times 10^{-12}$	0

O espaço analisado foi $236 \times 240 \times 236$ células de Yee, sendo a excitação no plano da célula de Yee de número 25 e planos de análise nas células 26, 45 e 120. A discretização do espaço foi de 0,13 mm na direção y e 0,021 mm nas direções x e z. Para a discretização do tempo, utilizou-se 50% do critério de Courant, resultando em passo de tempo de $2,46 \times 10^{-14}$ s. Na Figura 4-2 tem-se uma ilustração da localização real do plano de excitação e planos de análise.

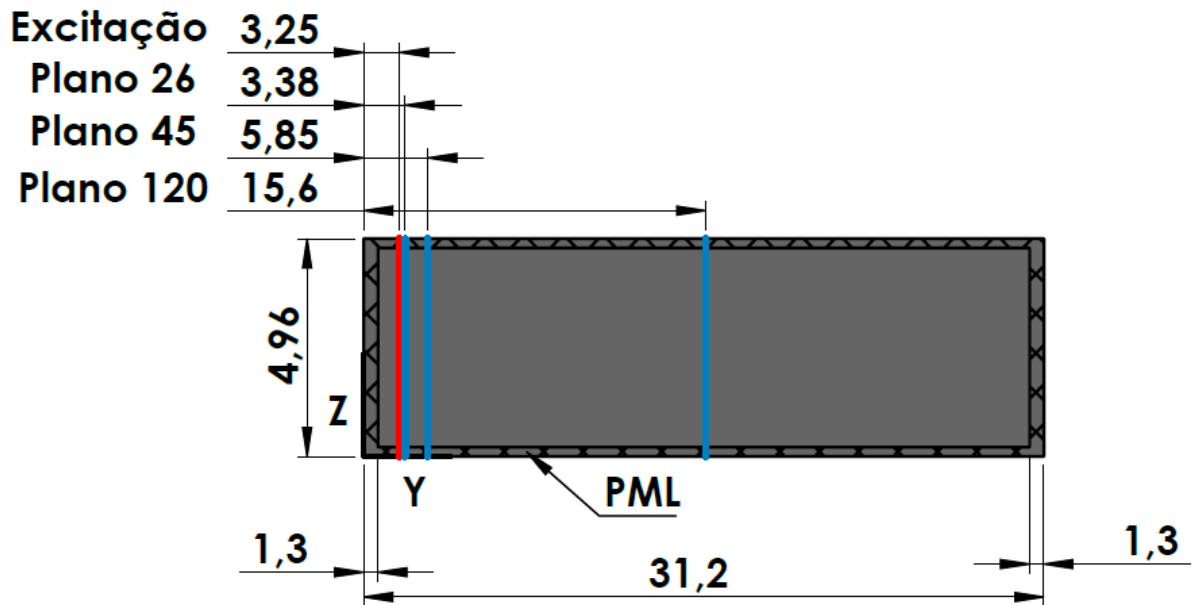


Figura 4-2 – Detalhamento dos locais de excitação e de análise da excitação radial.

Nas duas simulações foi utilizado o Pulso Gaussiano com amplitude unitária, largura (t_w) de 550 vezes a discretização do tempo e centro do pulso (t_0) foi de 4 vezes a largura do mesmo, com atenuação de 3 dB em 10,56 GHz. Na Figura 4-3 (a) é apresentada o Pulso Gaussiano ao longo do tempo, enquanto na Figura 4-3 (b) é sua atenuação na frequência.

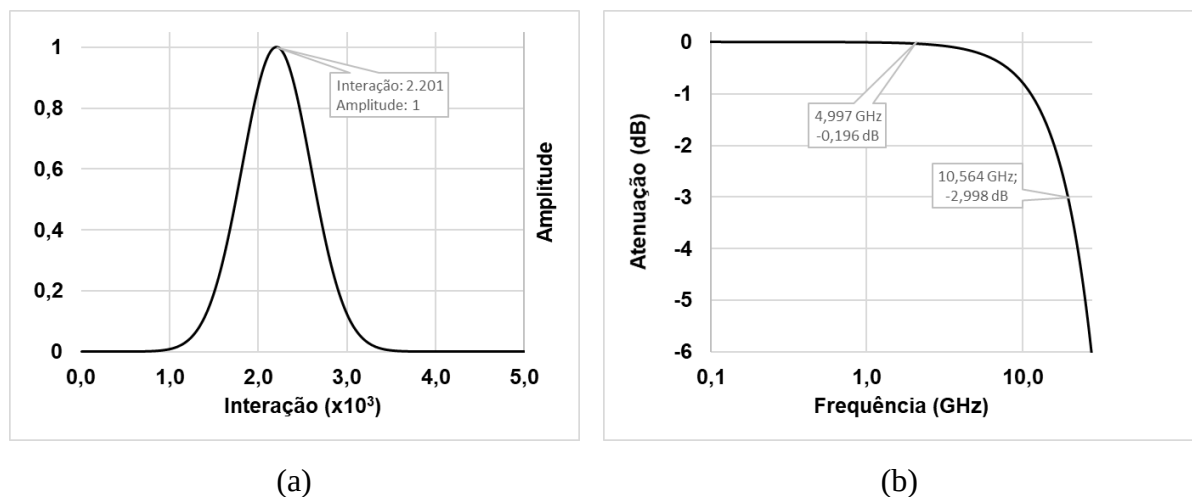


Figura 4-3 – Pulso Gaussiano utilizado na simulação da excitação radial: (a) ao longo do tempo e (b) espectro de frequência.

4.2.1 Resultados

Considerando a permissividade elétrica e permeabilidade magnética do dielétrico, a velocidade da luz no mesmo será de $1,99 \times 10^8$ m/s. Com o pico do pulso no plano de excitação na iteração de 2.201, o pico irá se apresentar no plano 26 na iteração 2.228, no plano 45 na iteração 2.731 e no plano 120 na iteração 4.718.

Na Figura 4-4 são apresentados os módulos dos campos elétrico e magnético, assim como a componente na direção x de cada um no instante de pico do Pulso Gaussiano aplicado (iteração 2.201).

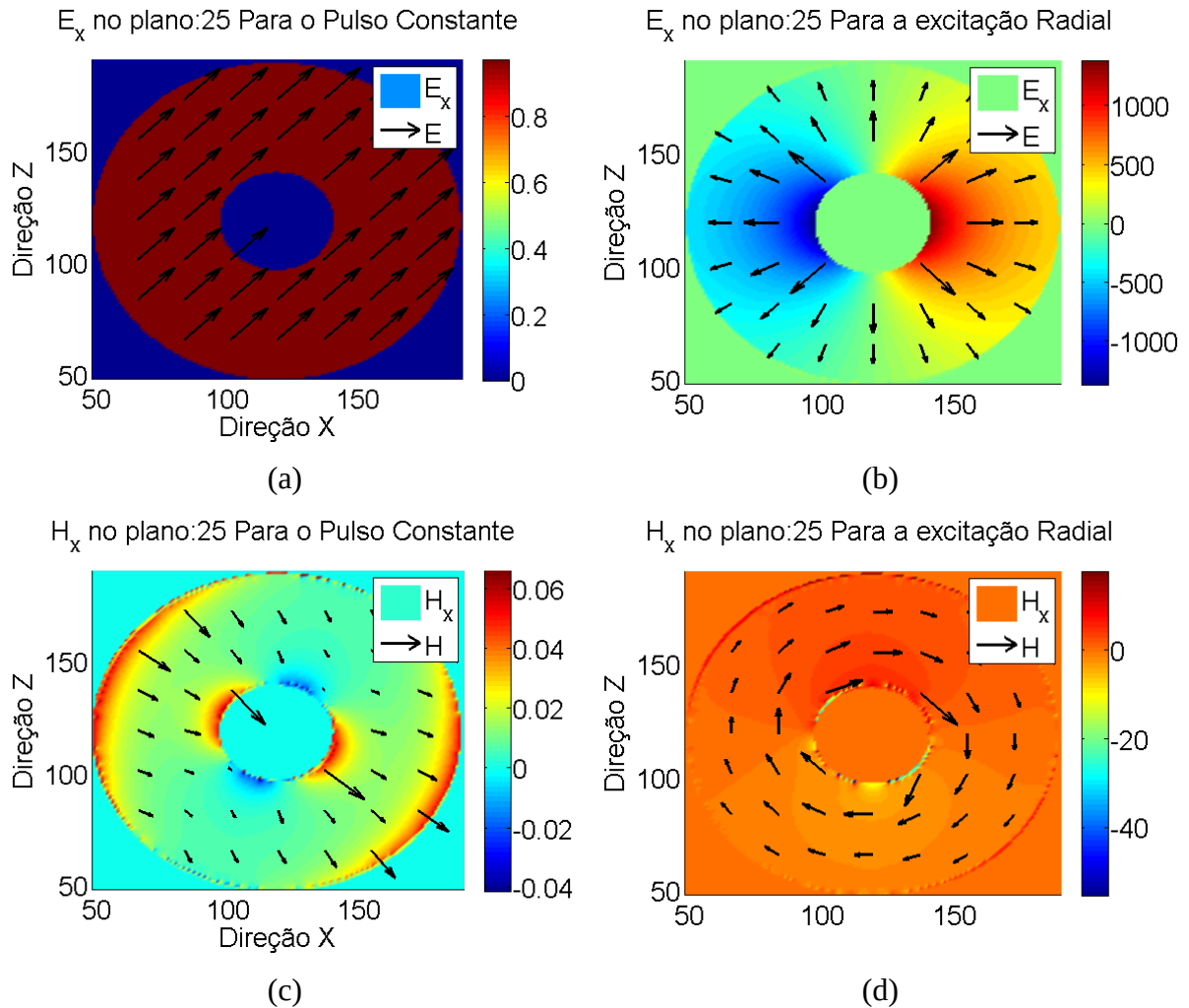


Figura 4-4 – Campos no plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.

Na Figura 4-5 são apresentados os módulos dos campos elétrico e magnéticos, assim como a componente na direção x de cada um no instante de pico do Pulso Gaussiano para as duas simulações a 1 célula distante do plano de excitação na iteração 2.228.

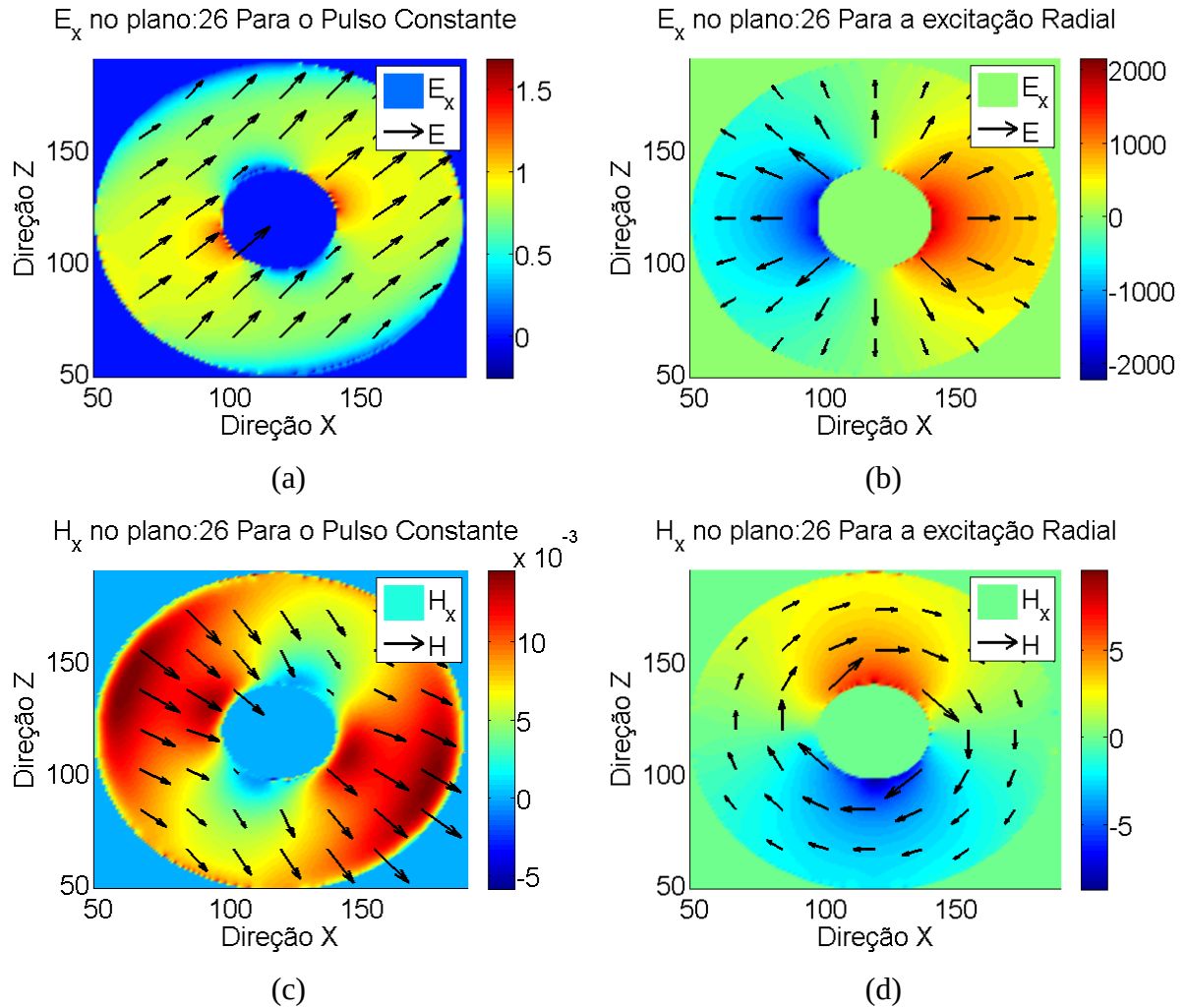


Figura 4-5 – Campo elétrico a uma célula do plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.

Na Figura 4-6 são apresentados os módulos dos campos elétrico e magnéticos, assim como a componente na direção x de cada um no instante de pico do Pulso Gaussiano aplicado para as duas simulações a 20 células distantes do plano de excitação na iteração 2.731.

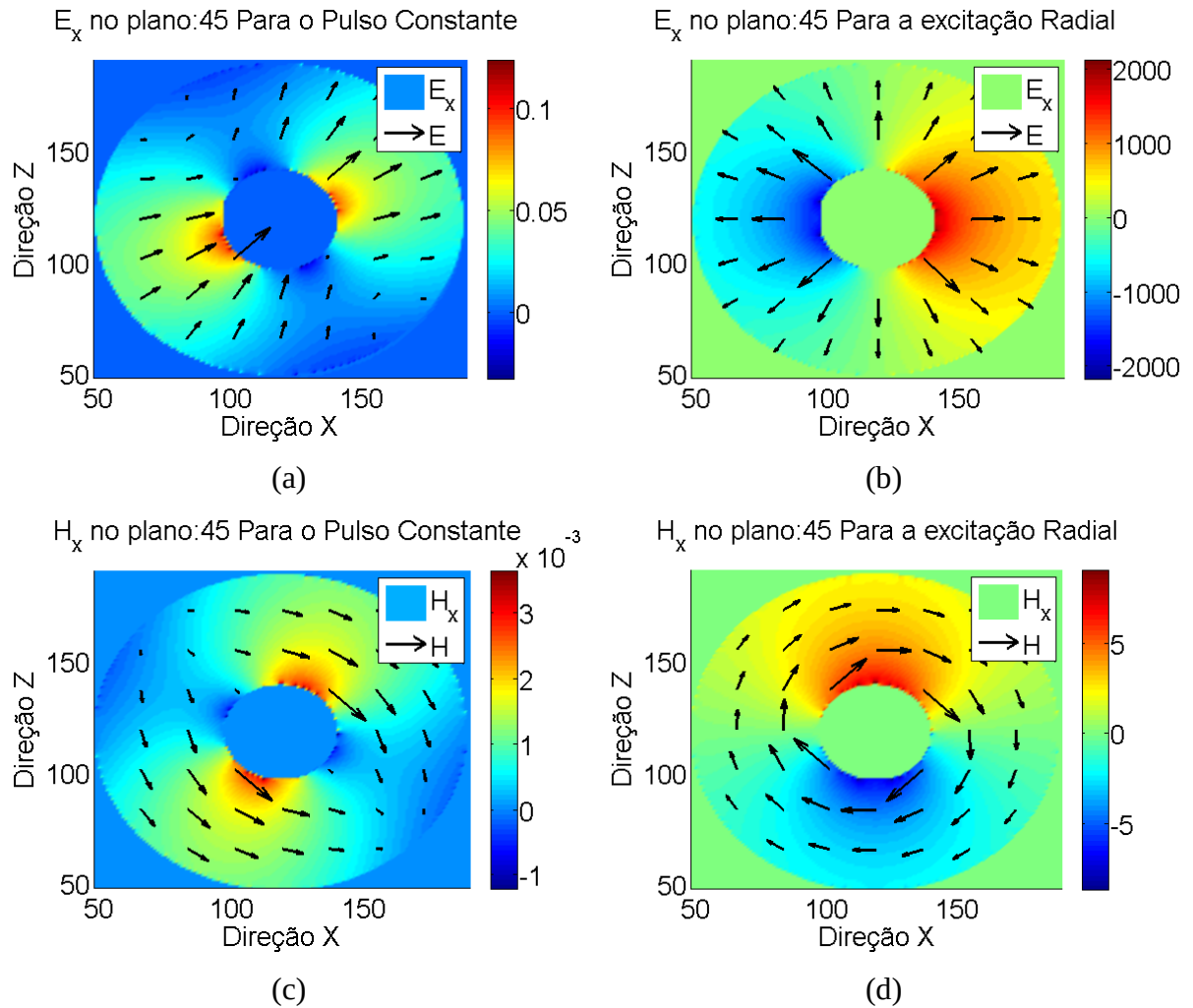


Figura 4-6 – Campo elétrico a vinte células do plano de excitação das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.

Na Figura 4-7 são apresentados os módulos dos campos elétrico e magnéticos, assim como a componente na direção x de cada um no instante de pico do Pulso Gaussiano no meio do cabo na iteração 4.718.

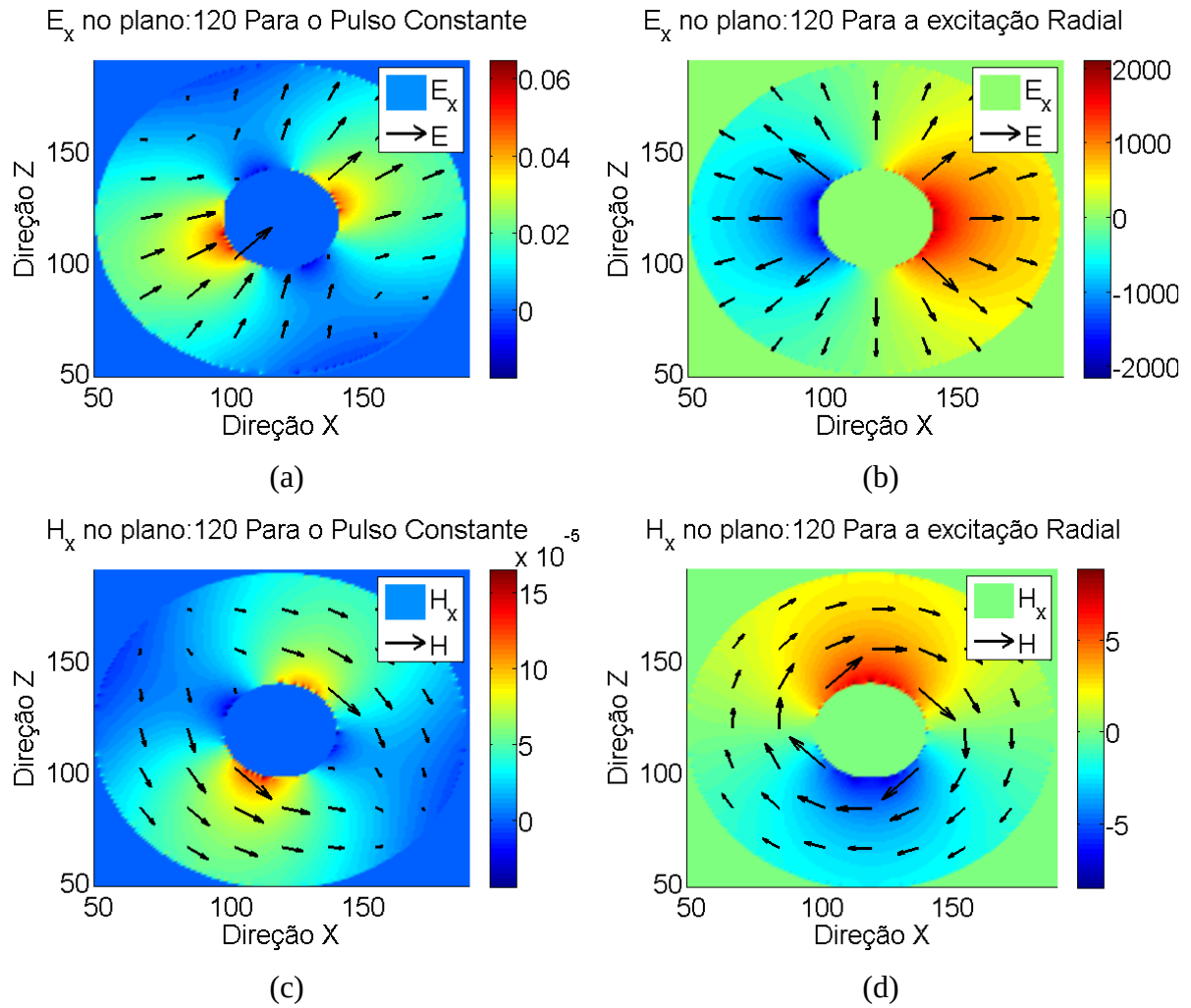


Figura 4-7 – Campo elétrico no meio do cabo das duas simulações no instante de pico do Pulso Gaussiano: (a) campo elétrico para o pulso constante, (b) campo elétrico para a excitação com coeficientes radiais, (c) campo magnético para o pulso constante e (d) campo magnético para a excitação radial.

4.2.2 Análises

Pela propagação do campo elétrico da excitação constante apresentada da Figura 4-4 (a) a Figura 4-7 (a) nota-se a tendência do campo a se tomar a forma irregular da de uma onda TEM, conforme é rerepresentado em detalhe na Figura 4-8.

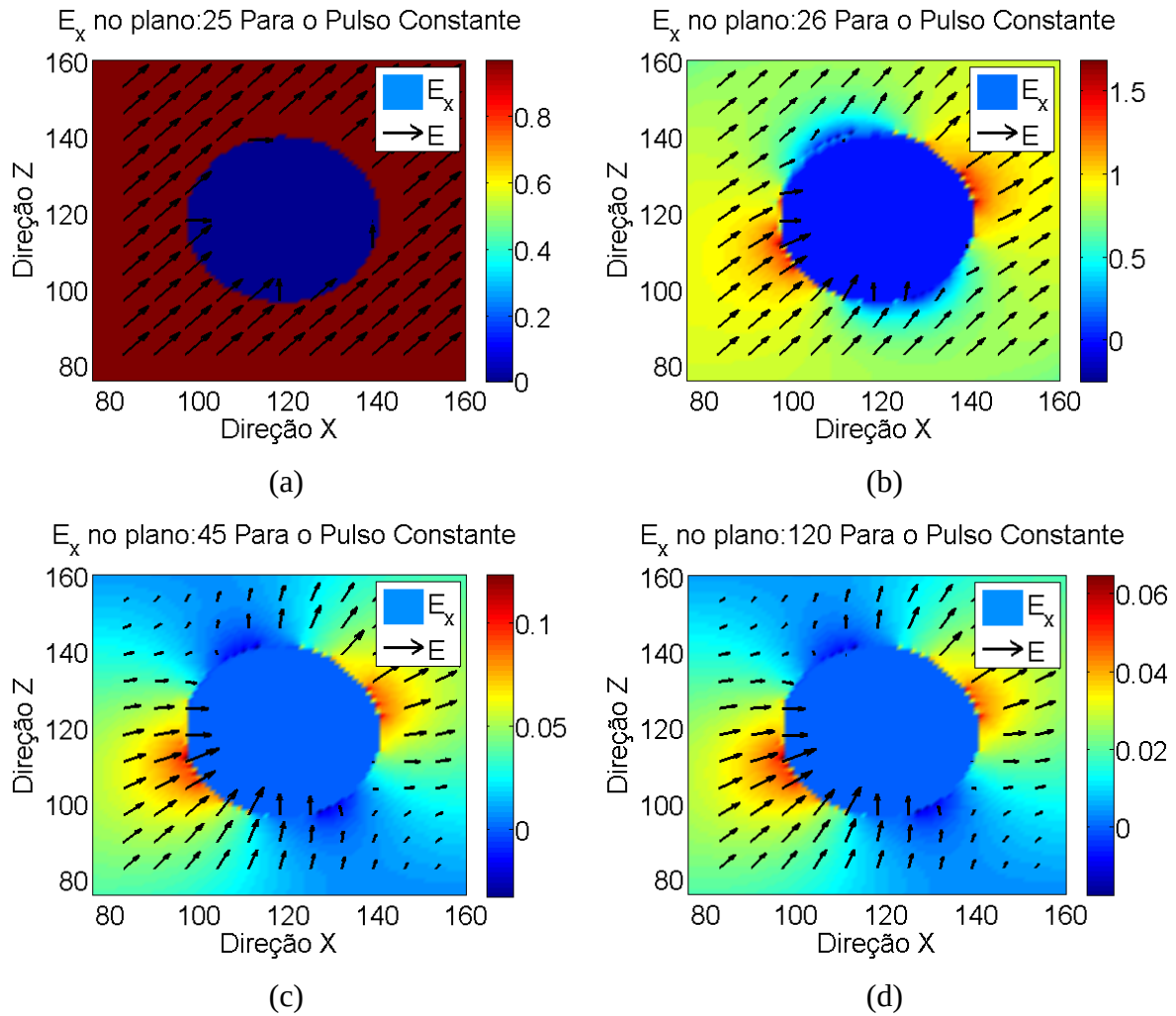


Figura 4-8 – Detalhe da propagação do campo elétrico para a excitação com o Pulso Gaussiano constante: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.

Para a excitação do campo elétrico com os coeficientes da excitação radial nas mesmas condições, tem-se a propagação do pulso com a mesma distribuição em todos os planos não há uma deformação da excitação desde o plano de excitação até o meio do cabo, conforme pode ser visto em detalhe na Figura 4-9.

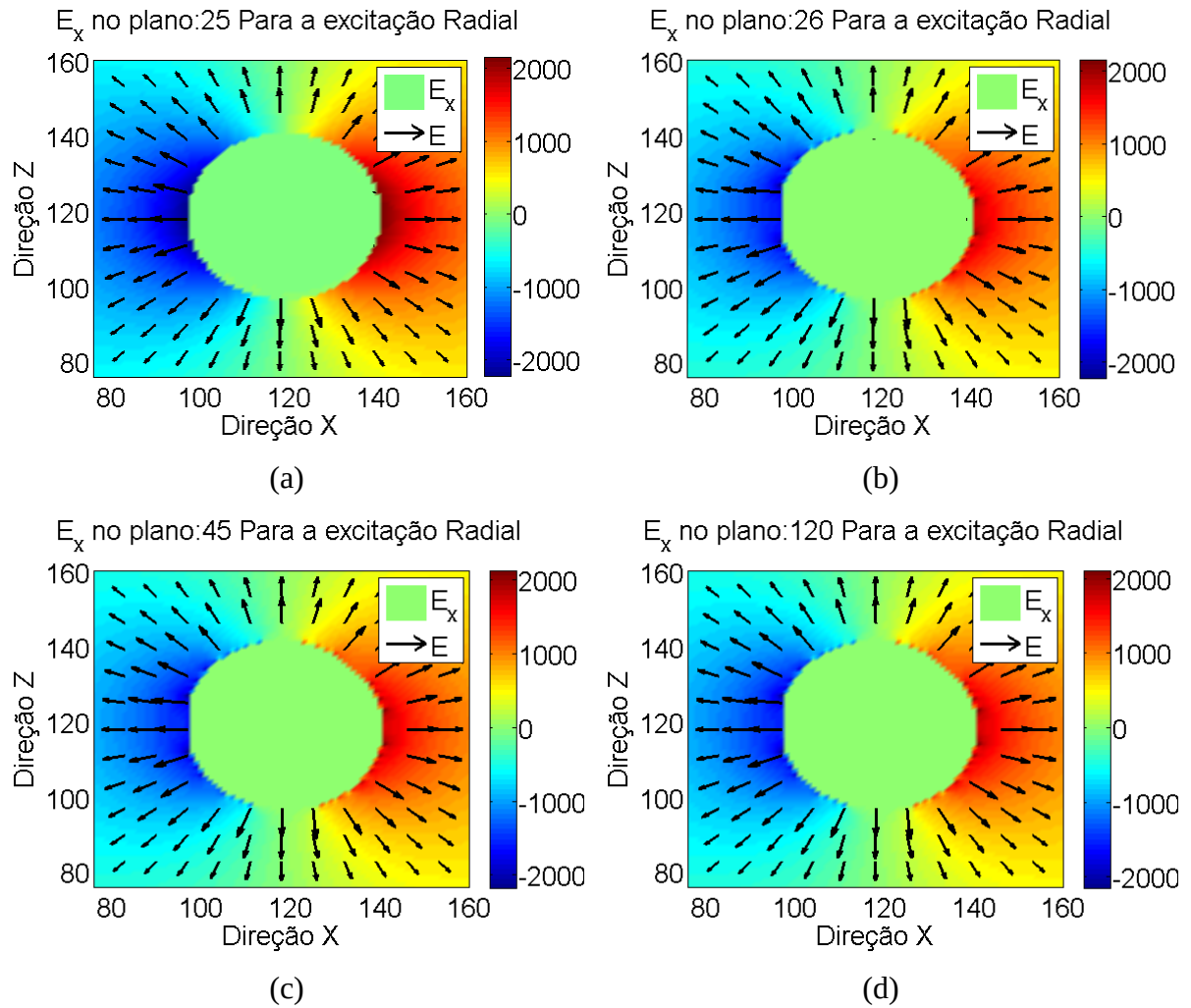


Figura 4-9 – Detalhe da propagação do campo elétrico para a excitação com os coeficientes da excitação radial com Pulso Gaussiano: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.

Ao analisar o campo magnético, nota-se uma maior divergência entre os dois tipos de excitação. Para o pulso constante na geometria, tem-se o campo magnético na célula 25 tendendo a se direcionar para a diagonal inferior, na célula 26 esse modo tende a ganhar força, tendo uma forma mais bem definida na célula 45, diferentemente da onda TEM esperada para o cabo coaxial. Na Figura 4-10 tem-se em detalhe a forma de propagação do campo magnético com a excitação constante no dielétrico.

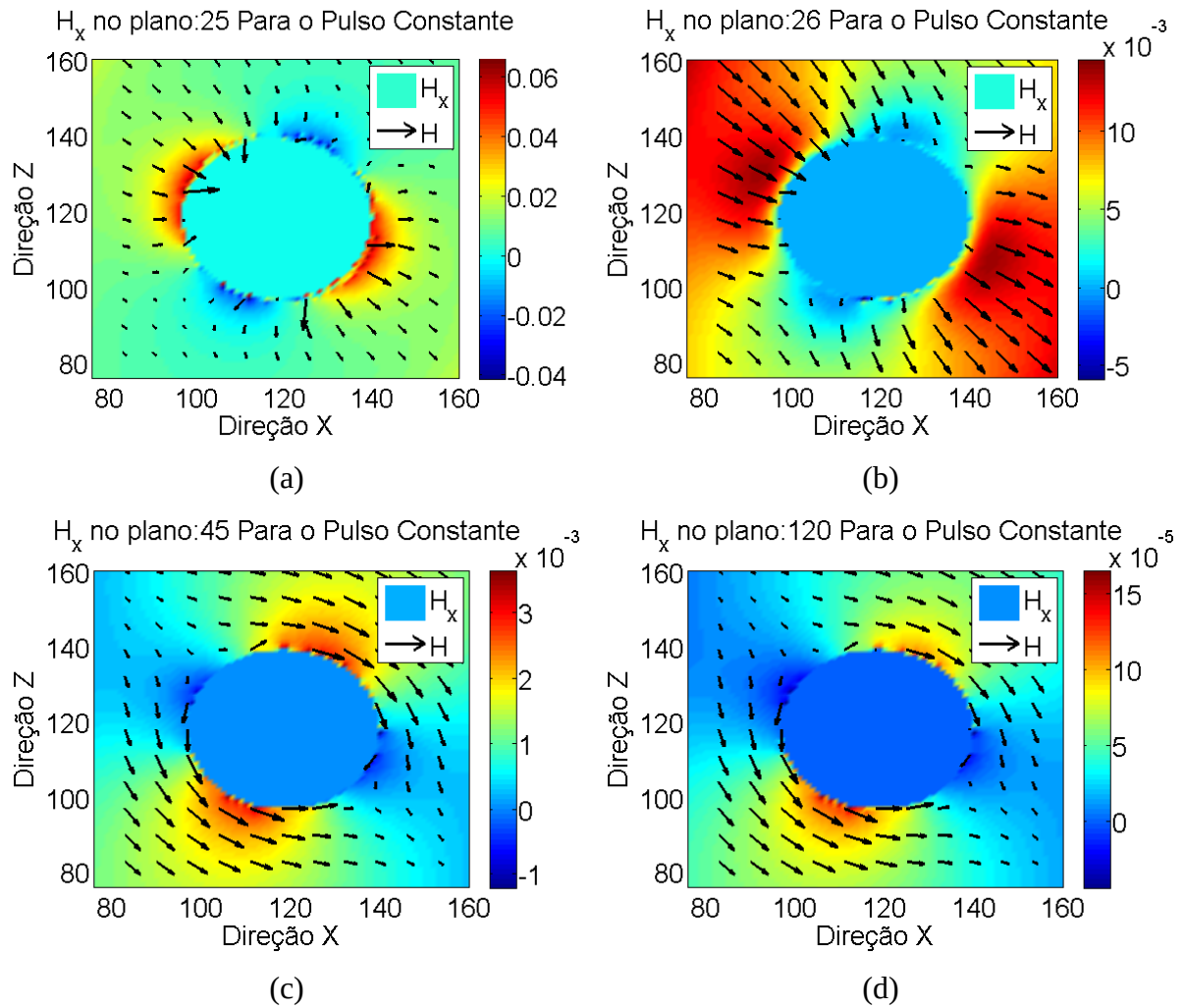


Figura 4-10 – Detalhe da propagação do campo magnético para a excitação com o Pulso Gaussiano constante: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.

A propagação do campo magnético ao se aplicar os coeficientes da excitação radial, apresentam uma conformação semelhante à uma onda TEM, conforme pode ser visto na Figura 3-9. Na célula 25 esse campo não apresenta uma forma consistente, porém, na célula 26, o campo magnético apresenta a forma de uma onda TEM, que se repete nas demais células, conforme pode ser visto em detalhe na Figura 4-11.

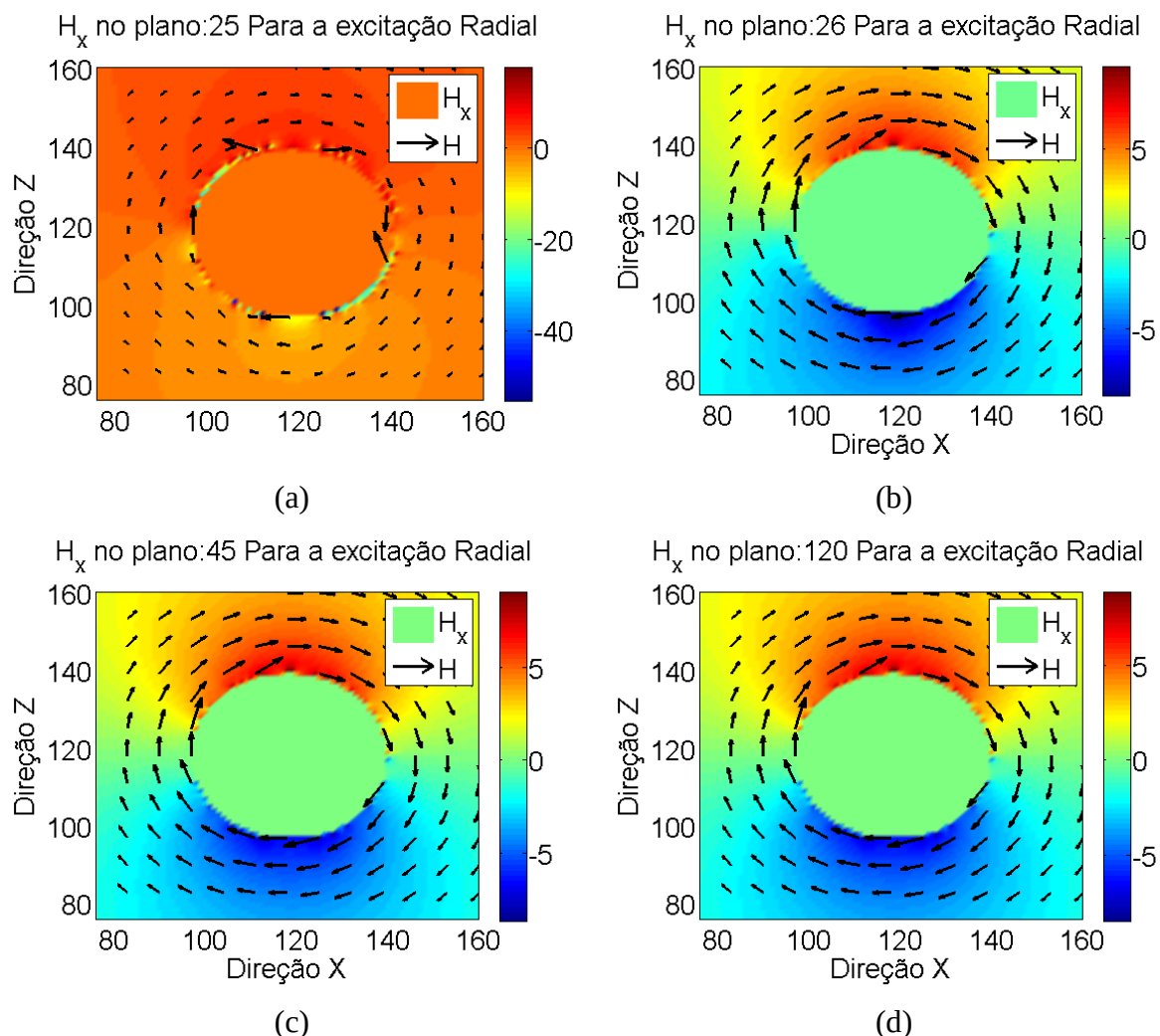


Figura 4-11 – Detalhe da propagação do campo magnético para a excitação com os coeficientes da excitação radial com Pulso Gaussiano: (a) no plano de excitação, (b) uma célula do plano de excitação, (c) vinte células de distância do plano de excitação e (d) no meio do cabo.

Assim, nota-se que a utilização dos coeficientes espaciais para realizar a excitação em geometrias com formato semelhante à um cabo coaxial, resultam em uma melhor performance do método, uma vez que insere no problema uma onda TEM que se propaga ao longo do cabo com a mesma forma. Os coeficientes propostos na subseção 3.2.3.2, denominados como coeficientes de excitação radial, ao serem aplicados no campo elétrico em um cabo coaxial apresentaram uma propagação de uma TEM, fazendo com que o campo magnético acomodasse na plano seguinte do plano de excitação.

4.3 Análise de tensão

Para a análise de tensão, realizou-se duas simulações: a primeira com os mesmos dados de entrada da simulação da seção 4.2 e outra com a dimensão da célula na direção x e z maiores ($d_x = d_z = 0,065$ mm e $d_y = 0,13$ mm). A excitação utilizada foi com os coeficientes radiais, sendo o potencial do condutor interno (V_s) de 1 V, conforme equação (3.34).

Os pontos de análise da tensão foram no plano 45, em 8 pontos distribuídos ao longo de uma circunferência de diâmetro de 3,23 mm, conforme ilustrado na Figura 4-12, sempre partindo do centro do cabo.

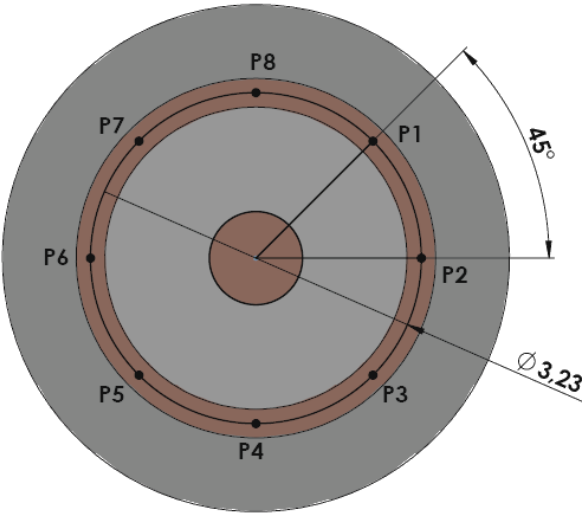


Figura 4-12 – Localização espacial dos pontos de análise da tensão.

Os pontos analisados possuem coordenadas conforme apresentadas na Tabela 4-4.

Tabela 4-4 – Coordenadas dos pontos de análise de tensão.

Ponto	Simulação 1			Simulação 2		
	Coordenada	Coordenada	Coordenada	Coordenada	Coordenada	Coordenada
	I	J	K	I	J	K
P1	173	45	173	80	45	80
P2	192	45	118	86	45	60
P3	173	45	63	80	45	40
P4	118	45	44	60	45	36
P5	63	45	63	40	45	40
P6	44	45	118	36	45	60
P7	63	45	173	40	45	80
P8	118	45	192	60	45	86

Para a comparação da forma de cálculo, utilizou-se dois caminhos: fazendo um formato de escada, realizando um passo em uma direção por vez, até chegar ao ponto (caminho 1) e seguindo na direção z e depois na x em formato de um L (caminho 2), conforme ilustrado para um dos pontos na Figura 4-13.

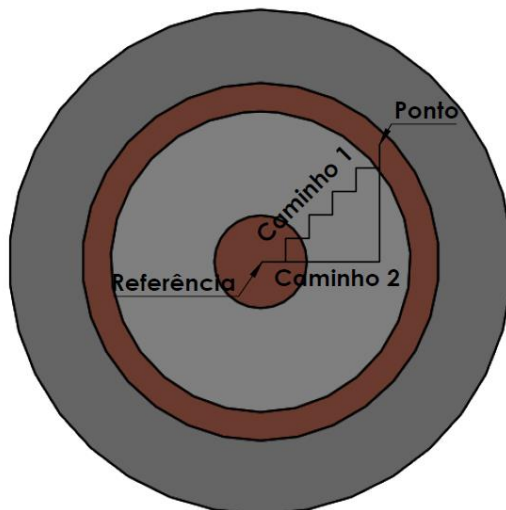


Figura 4-13 – Caminhos analisados para o ponto P1 com intuito de comparação do cálculo de potencial no cabo coaxial.

4.3.1 Resultados

Com o valor do potencial ao longo das iterações, montou-se um vetor em que se calculou a norma do mesmo para cada caminho definido. Na primeira simulação (com células menores) obteve-se os valores máximos e normas dos vetores para cada caminho de cálculo apresentados na Tabela 4-5.

Tabela 4-5 – Máximos e normas dos vetores para a primeira simulação de cálculo de potencial.

Ponto	Valor Máximo			Norma		
	Caminho 1	Caminho 2	Diferença	Caminho 1	Caminho 2	Diferença
P1	0,9914	0,9910	0,04%	25,9788	25,9742	0,02%
P2	0,9908	0,9908	0,00%	25,9718	25,9718	0,00%
P3	0,9886	0,9904	-0,19%	25,9436	25,9645	-0,08%
P4	0,9845	0,9845	0,00%	25,8914	25,8914	0,00%
P5	0,9638	0,9681	-0,45%	25,3738	25,4707	-0,38%
P6	0,9845	0,9845	0,00%	25,8914	25,8914	0,00%
P7	0,9683	0,9698	-0,16%	25,4132	25,4948	-0,32%
P8	0,9908	0,9908	0,00%	25,9718	25,9718	0,00%

Observa-se que para o ponto P5 obteve-se maior divergência entre as normas dos vetores, o gráfico desse ponto é apresentado na Figura 4-14. Os pontos máximos de potencial foram 0,964 V e 0,968 V para o caminho 1 e 2, respectivamente.

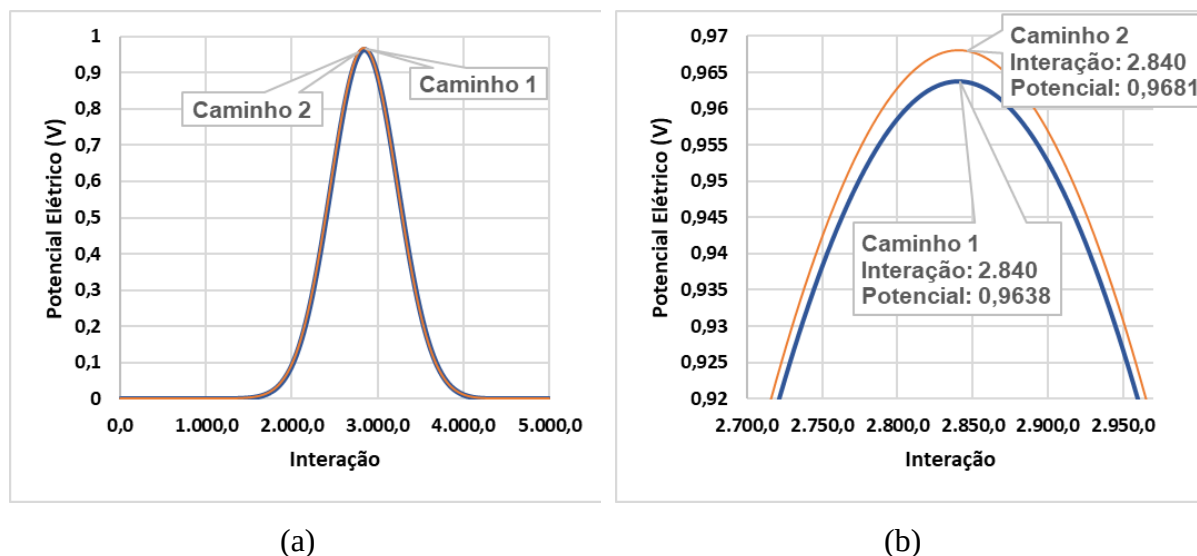


Figura 4-14 – Potencial no ponto P5 da primeira simulação do cálculo de potencial: (a) em 5.000 iterações e (b) zoom apenas no pico do pulso.

Na segunda simulação (com células maiores) obteve-se os máximos e normas dos vetores resultados para cada caminho de cálculo apresentados na Tabela 4-6.

Tabela 4-6 – Máximos e normas dos vetores para a segunda simulação de cálculo de potencial.

Ponto	Valor Máximo			Norma		
	Caminho 1	Caminho 2	Diferença	Caminho 1	Caminho 2	Diferença
P1	0,9999	0,9980	0,19%	26,1239	26,1001	0,09%
P2	0,9979	0,9979	0,00%	26,0991	26,0991	0,00%
P3	0,9130	0,9931	-8,78%	23,9249	25,9685	-8,54%
P4	0,9830	0,9830	0,00%	25,9075	25,9075	0,00%
P5	0,9173	0,9319	-1,59%	24,2692	24,5894	-1,32%
P6	0,9830	0,9830	0,00%	25,9075	25,9075	0,00%
P7	0,9944	0,9385	5,62%	26,0549	24,7160	5,14%
P8	0,9979	0,9979	0,00%	26,0991	26,0991	0,00%

Observa-se que o ponto P3 apresentou maior variação da norma para as duas formas de cálculo de potencial. O gráfico desse ponto é apresentado na Figura 4-15. Os pontos máximos de potencial foram 0,913 V e 0,993 V para o caminho 1 e 2, respectivamente.

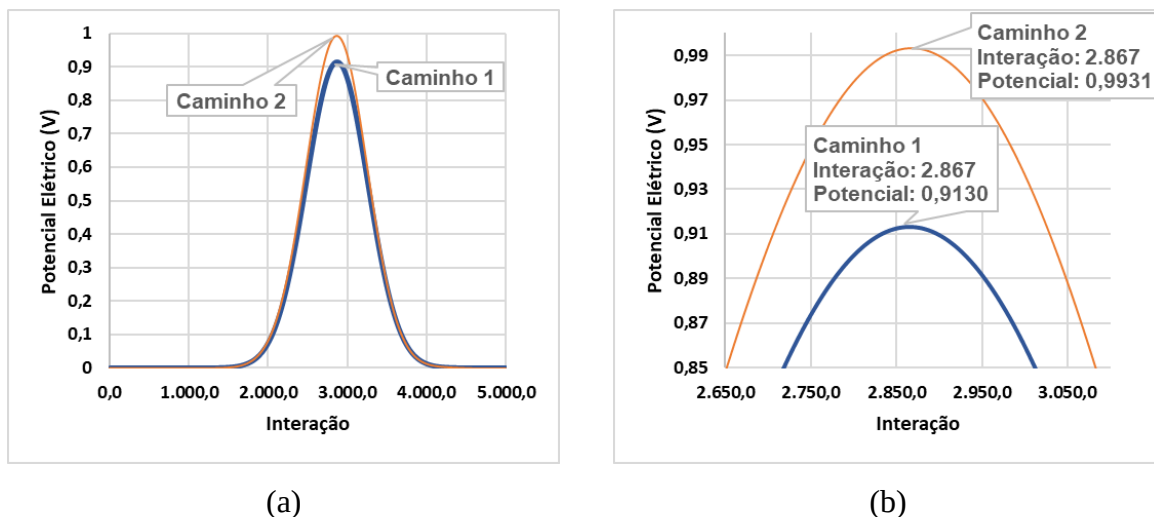


Figura 4-15 – Potencial no ponto P3 da segunda simulação do cálculo de potencial: (a) simulação toda e (b) zoom apenas no pico do pulso.

4.3.2 Análises

Pela Tabela 4-5 e Tabela 4-6, nota-se que não houve divergência entre os resultados para os dois caminhos de cálculos para os pontos P2, P4, P6 e P8 tal fato se explica pelo caminho adotado ser o mesmo para esses casos. Os pontos P1, P3, P5 e P7 possuem caminhos de cálculos diferentes o que implicou na diferença entre os resultados. Por esses pontos, conseguiu-se comprovar que o caminho possui uma importância para o cálculo de potencial em análises que utilizam o método FDTD uma vez que, conforme explicado no subseção 3.3.1, o campo elétrico não é conservativo. Essa diferença encontrada entre os caminhos de cálculo do potencial é explicada pela concentração do campo elétrico em algumas células, como é destacado na Figura 4-16.

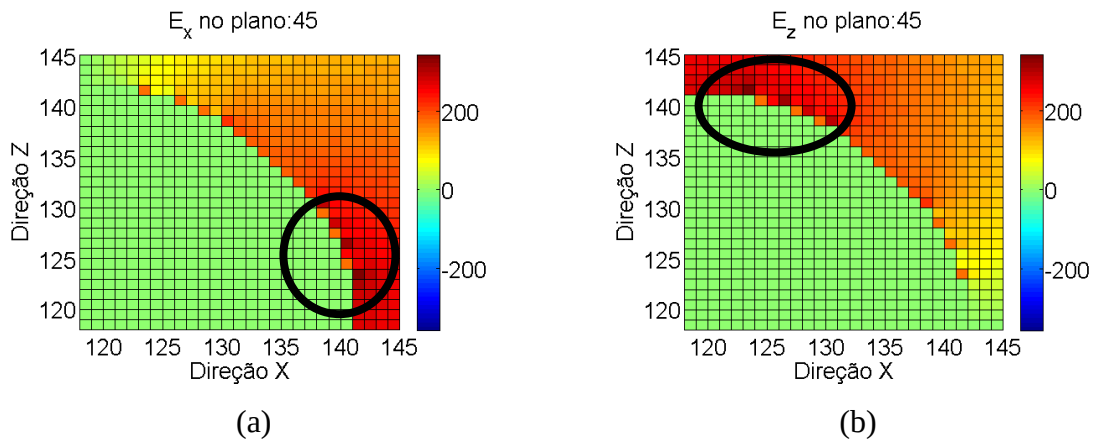


Figura 4-16 – Detalhe da concentração de campo elétrico para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo Elétrico no plano 45 da primeira simulação.

As células em que há uma concentração do campo elétrico estão mais próximas das quinas de má conformação da circunferência. O campo se concentra nessas regiões devida à presença de uma ponta, causando uma variação no cálculo de potencial de acordo com o caminho adotado entre o condutor central e o externo do cabo coaxial.

Ao comparar as duas simulações, nota-se que a redução no tamanho das células implicou em uma maior aproximação entre os caminhos de cálculos. O ponto P5, que apresentou maior divergência entre os caminhos analisados na primeira simulação, tem-se uma diferença entre os picos de tensão de 0,0043 V (0,45 %) e para o ponto P3 da segunda simulação tem-se uma diferença de 0,0801 V (8,78 %). Esse aumento se deve a conformação da geometria circular do condutor central, como pode ser visto na Figura 4-17 para a segunda simulação.

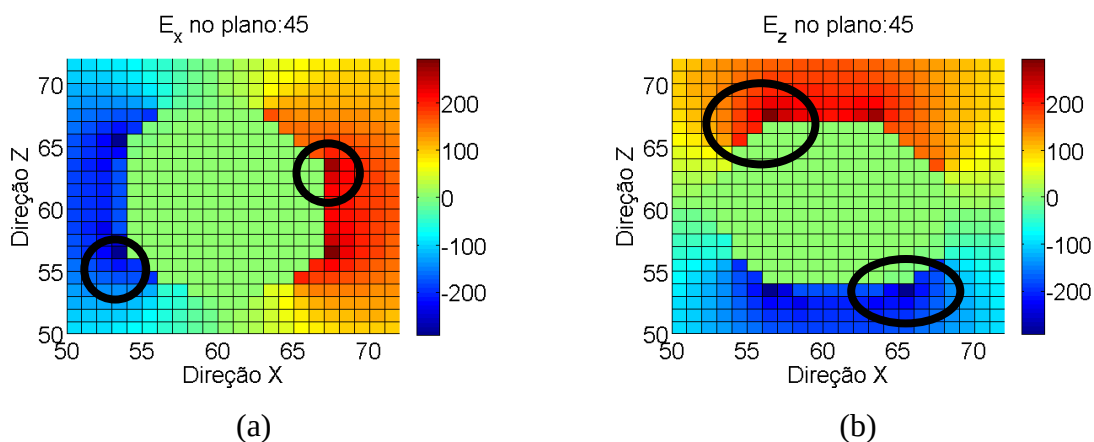


Figura 4-17 – Detalhe da concentração de campo elétrico para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo elétrico no plano 45 da segunda simulação.

Pela Figura 4-16 e Figura 4-17 tem-se uma maior concentração do campo quanto maior for o tamanho da célula, enquanto que pela Tabela 4-5 e Tabela 4-6 tem-se uma melhor aproximação entre os caminhos de cálculo dados por uma dimensão menor de célula. Na primeira simulação, com melhor discretização, notou-se uma pequena divergência entre os caminhos de cálculo, o que mostra que ao realizar o cálculo do potencial em um plano ortogonal ao sentido de propagação da onda o caminho tem uma baixa influência, mesmo o campo elétrico não sendo conservativo.

4.4 Análise de corrente

Para a análise de corrente, utilizou-se os mesmos dados de entrada da primeira simulação do cálculo de potencial, ou seja:

- $d_x = 0,021$ mm;
- $d_y = 0,130$ mm;
- $d_z = 0,021$ mm;
- $N_x = 236$ mm;
- $N_y = 240$ mm;
- $N_z = 236$ mm;
- Plano de excitação em j igual à 25;
- Plano de análise em j igual à 45;
- $V_s = 1$ V;
- Geometria apresentada na Figura 4-1.

Nessas condições, analisou-se o cálculo de corrente em quatro raios diferentes: 0,52 mm; 0,78 mm; 1,11 mm e 1,37 mm conforme detalhado em Figura 4-18 (a). Para cada raio, calculou-se a corrente de duas formas: uma tentando seguir a circunferência conforme ilustrado em Figura 3-17 e outra fazendo um caminho retangular circunscritos com os diâmetros das circunferências já citadas, conforme apresentado em Figura 4-18 (b).

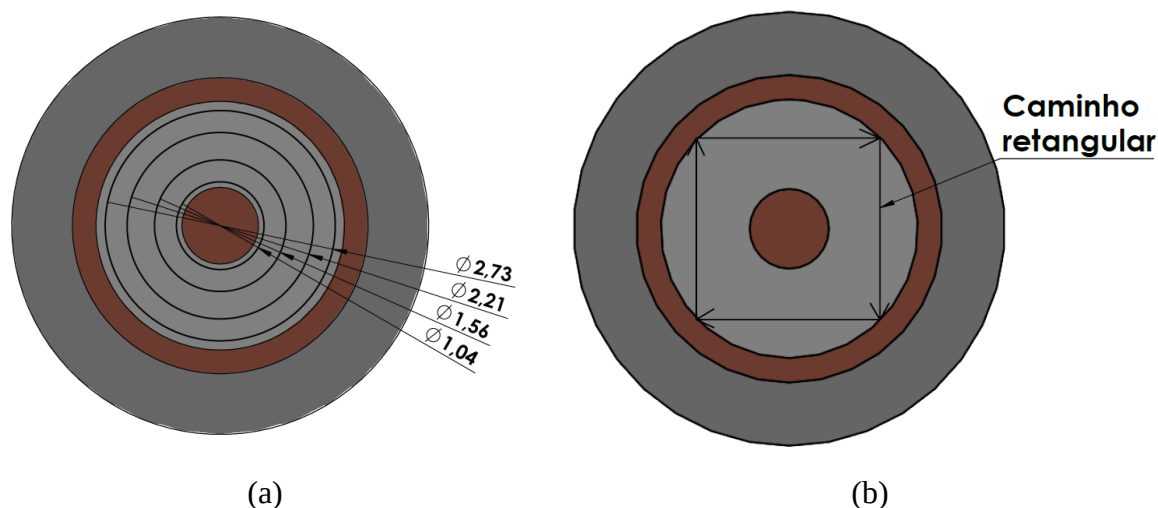


Figura 4-18 –(a) Raios analisados e (b) caminho retangular do cálculo de corrente.

4.4.1 Resultados

Na Tabela 4-7 são apresentados os valores máximos e as normas dos vetores encontrados como resultado do cálculo da corrente pelo caminho seguindo um caminho circular e pelo caminho retangular.

Tabela 4-7 – Valores máximos e normas dos resultados do cálculo da corrente pelo caminho circular.

Raio (mm)	Valor Máximo			Norma		
	Caminho Circular	Caminho Retangular	Diferença	Caminho Circular	Caminho Retangular	Diferença
0,52	0,0210	0,0054	74,35%	0,5510	0,1413	74,35%
0,78	0,0210	0,0211	0,66%	0,5508	0,5542	0,63%
1,11	0,0210	0,0211	0,46%	0,5506	0,5530	0,44%
1,37	0,0210	0,0210	0,03%	0,5507	0,5505	0,02%

Na Figura 4-19 (a) é apresentado o resultado do cálculo da corrente para o raio de 0,52 mm, que apresentou maior divergência de resultado e na Figura 4-19 (b) o detalhe do pico do resultado para o raio de 1,37 mm, que teve menor divergência.

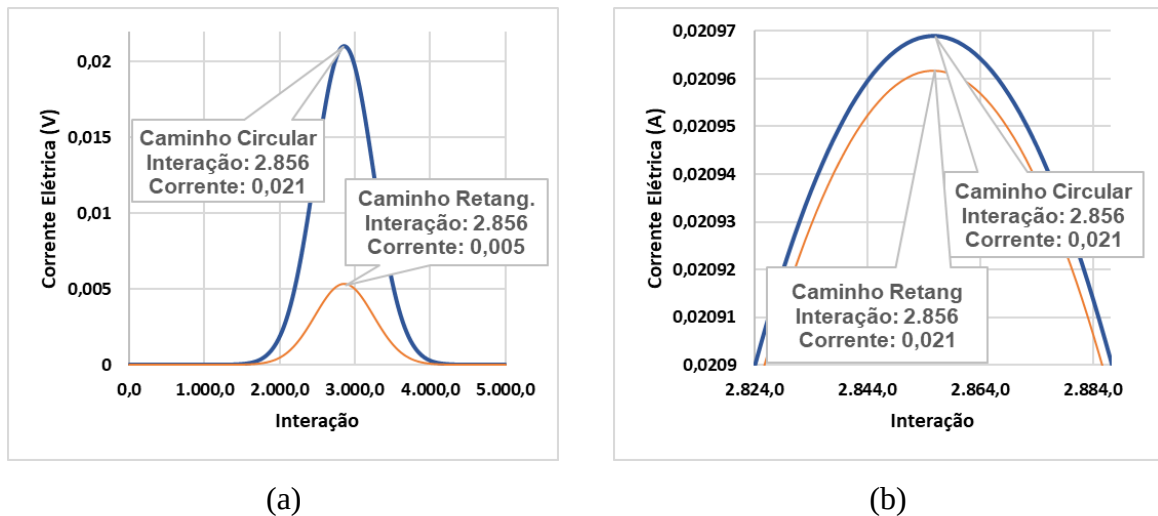


Figura 4-19 – Resultado da corrente elétrica para: (a) o raio de 0,52 mm e (b) detalhe do pico da corrente elétrica para o raio 1,37 mm.

4.4.2 Análises

Pela Tabela 4-7 nota-se que para o caminho circular, os valores de corrente tiveram uma variação pequena na norma e os máximos apresentaram o mesmo valor até a quarta casa decimal. Ao comparar os resultados entre os dois caminhos adotados, tem-se uma divergência maior quanto menor for o raio definido, variando entre 0,02% e 74,35% de diferença nas normas.

Analisando-se os resultados para o raio de maior valor, nota-se uma proximidade na norma e no valor máximo para as duas simulações, com diferença de 0,02% e 0,03%, respectivamente.

A queda na diferença dos resultados entre os dois caminhos com o aumento do raio é devido ao comportamento do campo magnético. Quanto mais próximo do condutor central, maior é o valor e uma maior irregularidade devido à má conformação da geometria circular do mesmo.

Na Figura 4-20 (a) é apresentado o campo magnético em todo o dielétrico. Por essa figura, pode-se observar o decaimento com o aumento da distância do condutor central. Na Figura 4-20 (b) é apresentado o detalhe em torno do condutor interno. Por essa figura consegue-se observar uma concentração do campo magnético em alguns pontos de forma não homogênea devido à má conformação da geometria.

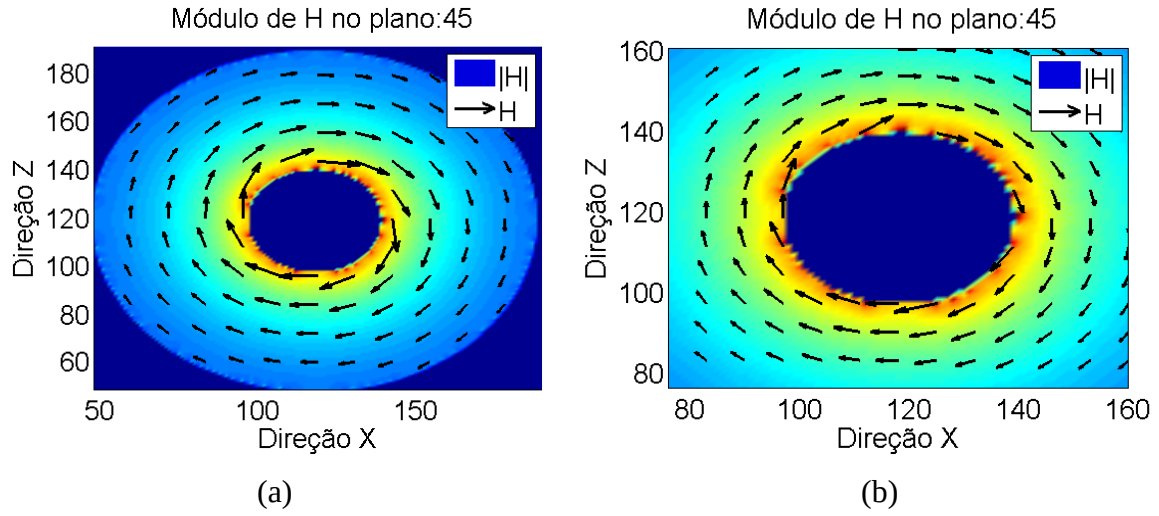


Figura 4-20 – Detalhe da concentração de campo para as componentes nas direções (a) x e (b) z do campo Elétrico no plano 45.

4.5 Cálculo da impedância

Para o cálculo da impedância, considerou-se os resultados encontrados no subseção 4.3.1 e no subseção 4.4.1. Utilizou-se os potenciais calculados pelo caminho 1 (em escada) para a simulação 1 (com células menores) e a corrente calculada a partir do caminho circular.

A impedância característica (Z_0) do cabo é dada pela razão entre a onda de tensão e a onda de corrente, que se propagam no sentido positivo em qualquer ponto do cabo [20]. Considerando apenas os modos TEM da onda no cabo, o potencial pode ser dado pela equação (4.1) e a corrente pela equação (4.2):

$$V_0 = E_\rho \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right), \quad (4.1)$$

$$I_0 = 2\pi H_\phi, \quad (4.2)$$

em que E_ρ é o campo elétrico na direção ρ , r_2 o raio do condutor externo, r_1 raio do condutor interno e H_ϕ o campo magnético na direção ϕ . Assim, a impedância característica do modo TEM pode ser dado pela equação (4.3):

$$Z_0 = \left(\frac{E_\rho}{H_\phi}\right) \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi}. \quad (4.3)$$

A razão do campo elétrico pelo campo magnético no modo TEM define a impedância de onda (η), conforme apresentado na equação (4.4):

$$\eta = \frac{E_\rho}{H_\phi}. \quad (4.4)$$

No caso do modo TEM, a impedância intrínseca é igual à impedância de onda, sendo a intrínseca dada pelos parâmetros do meio, conforme apresentado na (4.5):

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}. \quad (4.5)$$

A impedância característica pode ser calculada pela equação (4.6):

$$Z_0 = \left(\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \right) \frac{\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)}{2\pi}. \quad (4.6)$$

A equação (4.6) apresenta a forma analítica do cálculo da impedância do cabo coaxial considerando apenas o modo TEM. Essa equação serve de referência para comparação dos resultados do cálculo feito a partir dos resultados da simulação utilizando o método FDTD.

4.5.1 Resultados

A partir da equação (4.3), tem-se a impedância do cabo igual à 46,94 Ω . Com os resultados do subseção 4.3.1 e subseção 4.4.1, calculou-se a impedância a partir da transformada de Fourier da potencial e corrente elétricos.

Na Tabela 4-8 são apresentados os valores para a frequência de 1 MHz, em que cada célula equivale a impedância do cabo para um raio de cálculo de corrente (linhas) e cada coluna um ponto de cálculo de potencial (colunas).

Tabela 4-8 – Impedância do cabo a partir do potencial e corrente simulados em 1 MHz.

Raios de cálculo de corrente (mm)	Pontos de cálculo de potencial							
	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
0,52	47,09	47,09	47,09	47,10	46,20	47,10	46,13	47,09
0,78	47,08	47,08	47,09	47,09	46,19	47,09	46,13	47,08
1,11	47,08	47,08	47,09	47,09	46,19	47,09	46,12	47,08
1,37	47,08	47,08	47,09	47,09	46,19	47,09	46,13	47,08

No caso da análise de 1 MHz, a média foi de 46,86 Ω , com desvio padrão relativo de 0,88%. Seguindo a mesma linha, construiu-se o gráfico da Figura 4-21, em que se levantou a média e desvio padrão relativo para os 32 valores de impedância no domínio da frequência.

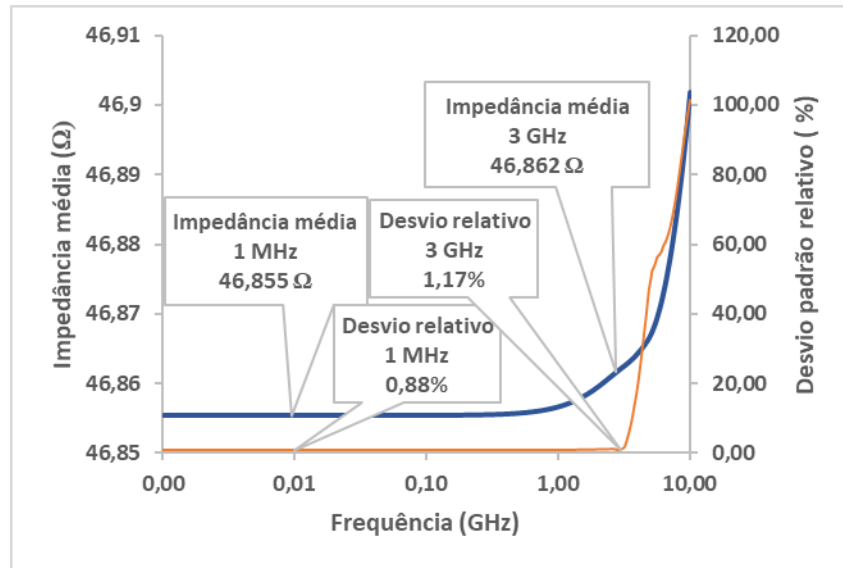


Figura 4-21 – Média e desvio padrão relativo da impedância calculada para frequências de 1 MHz a 10 GHz.

4.5.2 Análises

Na comparação dos resultados da Tabela 4-8, com o valor de referência encontrado pela equação (4.3), nota-se que a maior diferença é de 1,74%, apresentada para a corrente no raio de 1,11 mm e ponto de cálculo de tensão P7, tendo o valor absoluto uma diferença de 0,82 Ω . No gráfico da Figura 4-21, trabalhando com a toda a amostragem de dados coletados, tem-se a impedância média para baixas frequências de 46,86 Ω , uma diferença de 0,08 Ω (0,17%) para a equação analítica. Os valores apresentados indicam que o modo TEM prevaleceu sobre os demais o que representa um baixo valor de modos espúrios na simulação.

Com o aumento da frequência, a impedância aumenta, fato exposto na média da impedância do gráfico da Figura 4-21. A partir de 3 GHz há uma alta taxa de elevação do desvio padrão relativo de toda a amostragem, o que representa uma grande variação dos valores de impedância calculada em torno da média das mesmas.

Assim, para a impedância do cabo apresentado, tem-se uma grande proximidade do valor analítico – diferença máxima de 1,74% para 1 MHz. Ao analisar as altas frequências, nota-se que a partir de 3 GHz ocorre um aumento repentino no desvio padrão relativo dos valores calculados de impedância, o que representa uma divergência entre os valores e a média dos mesmos, ou seja, os valores de impedância começam a ficar mais esparsos e distantes da média.

Capítulo 5

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma forma de excitação em geometrias cilíndricas para o método FDTD, uma estrutura de organização do código do método, montagem das matrizes de materiais de geometrias complexas e os cálculos de corrente e potencial elétricos em geometrias cilíndricas.

A inserção de geometrias complexas na simulação do FDTD foi feita por meio de um algoritmo que trabalha com arquivos de desenhos vetoriais. Essa forma de trabalho resultou em uma ferramenta de alto poder para o método. Conseguiu-se inserir estruturas compostas por partes, essas podendo ser cilindros, paralelepípedos ou esferas, reforçando que esses podem ser transladados ou rotacionados.

As matrizes de material é um dos dados de entrada do método FDTD. A estrutura de utilização do método proposta tem como base a orientação a objeto. Esse tipo de programação traz benefícios que facilitam a versatilidade e manutenção do código quando utilizada de maneira correta, o que permitiu as análises dos resultados apresentados.

A linguagem de programação C++ possui compatibilidade com OpenMP, uma API de implementação de paralelismo. A utilização do OpenMP possibilitou uma redução de 34% do tempo de processamento se comparado com o código sequencial com melhor desempenho, para um computador com dois núcleos. Com uma amostra de simulações que utilizam o código sequencial ou paralelo apresentou uma média de 1,51 para o fator de velocidade.

Utilizando-se esse conjunto de ferramentas, desenvolveu-se uma forma de excitação: a excitação radial. No intuito de consolidar esse tipo de excitação realizou-se a comparação dessa com a excitação constante em todo dielétrico em um cabo coaxial. Pelos resultados, notou-se que no caso da excitação constante a onda propaga em um modo diferente do modo TEM esperado. A utilização da excitação radial apresentou a propagação em todo o cabo como uma onda TEM. As vantagens da utilização da excitação radial são: eliminação dos modos espúrios e redução do espaço de simulação.

Definido a excitação, dá-se a simulação. No presente trabalho analisou-se os resultados de potencial e corrente elétricos, assim como da impedância de um cabo coaxial.

No cálculo do potencial, tem-se a análise dos caminhos de cálculo: em L e em escada. Na simulação com células de dimensão $0,021 \times 0,13 \times 0,021$ mm a divergência entre os caminhos adotados foi de no máximo 0,45%. Na simulação com células de dimensão $0,065 \times 0,13 \times 0,065$ mm a divergência máxima foi de 8,78%. Com tais resultados conclui-se que, além do caminho, a dimensão das células também impacta no cálculo do potencial.

No cálculo de corrente utilizou-se dois caminhos diferentes: caminho seguindo a circunferência e caminho retangular. As análises próximas ao condutor central apresentaram maior divergência das análises realizadas mais distantes desse condutor. Para o caminho que segue a circunferência, o valor da corrente resultou em valores idênticos até a quarta casa decimal. No caminho retangular, os valores variaram entre 0,0054 A e 0,0210 A. Esse fato comprova uma maior eficiência no caminho que segue a circunferência.

Para impedância, considerou-se apenas os resultantes do cálculo do potencial pelo caminho em escada e da corrente para o caminho seguindo a circunferência. Pelos pontos de cálculo de potencial e raios de corrente analisados, tem-se os valores de impedância com desvio padrão de 0,88% e um diferença de 0,17% quando se compara a média analítica com o valor analítico para uma onda TEM, o que indica uma baixa presença de modos espúrios na simulação ao se utilizar a excitação radial.

Verificou-se, a partir do cálculo de impedância, que as formas de cálculo do potencial e corrente elétricos propostos apresentaram uma estabilidade para diferentes pontos e raios. Essa análise só foi possível com a utilização da excitação radial e com a ferramenta computacional desenvolvida.

A partir dos diversos resultados apresentados, nota-se que a ferramenta desenvolvida possui grande versatilidade para diferentes análises com destaque em banda larga. Seguindo a estrutura de programação proposta para o método, com as ferramentas citadas, consegue-se implementar diferentes formas de excitação e cálculos sem a necessidade de se refazer código, apenas inserindo-se novas classes e trabalhando com os conceitos da orientação à objeto.

Como sugestões de temas para trabalhos futuros pode-se sugerir:

- estudo da segunda parte do conector SMA;
- inserção de outras condições absorventes de fronteiras;
- inserção de métodos de otimização no estudo de melhoria de antenas;
- inserção no código e comparação com outras APIs de paralelização;
- inserção no código de outros cálculos, tais como potência, perdas de retorno e ganho;
- elaboração de uma interface gráfica para o código.

-
- [1] K. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 302-307, Vol. 14, No. 5 Maio 1996.
- [2] G. B. Thomas, *Cálculo Volume 2*, 10ed, São Paulo: Pearson, 2007.
- [3] J. Paleček, M. Vestenický, P. Vestenický e J. Spalek, "Examination of SMA Connector Parameters," *IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, pp. 259-263, Junho 2012.
- [4] M. Magerl, T. Mandic e A. Baric, "Broadband Characterization of SMA Connectors by Measurements," *37th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, pp. 104-109, Julho 2014.
- [5] T. Mandic, M. Magerl e A. Baric, "Sequential Buildup of Broadband Equivalent Circuit Model for Low-Cost SMA Connectors," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, nº 1, pp. 242-250, Fevereiro 2019.
- [6] S. Muller e A. Diewald, "Methods of Connector S-Parameter Extraction Depending on Broadband Measurements of Symmetrical Structures," *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Novembro 2015.
- [7] M. B. Guimarães, "análises de precisão, estabilidade e dispersão numérica nos métodos implícitos de diferenças finitas no domínio do tempo," Dissertação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ, Belo Horizonte, MG/Brasil, 2017.
- [8] K. S. Kunz e R. J. Luebbers, *The FiniteDifference TimeDomain MethodforElectromagnetics*, BocaRaton, Florida/U.S.: CRC Press LLC, 1993.
- [9] M. Yu, R. Mittra, T. Su, Y. Liu e X. Yang, *Parallel Finite-Difference Time Domain Method*, Norwood, MA/U.S.: Artech House, 2006.
- [10] A. Hajiaboli e M. Popovic, "FDTD Subcell Modeling of the Inner Conductor of the Coaxial Feed: Accuracy and Convergence Analysis," *IEEE Transactions On Magnetics*, vol. 43, nº 4, pp. 1361-1364, 2007.

- [11] J.-Q. He e Q. H. Liu, "A Nonuniform Cylindrical FDTD Algorithm with Improved PML and Quasi-PML Absorbing Boundary Conditions," *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, vol. 37, nº 2, pp. 1066-1072, 1999.
- [12] F. L. Teixeira e W. C. Chew, "PML-FDTD in Cylindrical and Spherical Grids," *IEEE Microwave And Guided Wave Letters*, vol. 7, nº 9, pp. 285-287, 1997.
- [13] L. R. Milagre, "Projeto De Antenas Impressas Com Técnicas De Otimização E Método Fdtd Para Recepção De Energia Sem Fio," Dissertação do Pograma de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ, Belo Horizonte, MG/Brasil, 2018.
- [14] W. C. Soares, "Estudo De Diferentes Tipos De Excitação De Antenas De Microfita Utilizando O Método Das Diferenças Finitas No Domínio Do Tempo," Dissertação do Pograma de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ, Belo Horizonte, MG/Brasil, 2017.
- [15] J. Components, *SMA - 50 Ohm Connectors - Specifications*.
- [16] A. RF, *SMA Connectors*, 800-627-7100.
- [17] K. Gammeltoft, "Eclipsepedia," Eclipse Foundation, 23 06 2016. [Online]. Available: https://wiki.eclipse.org/IGES_file_Specification#What_is_IGES. [Acesso em 26 02 2018].
- [18] O. I. d. N. (ISO), "ISO 10303-21:2016 - Industrial automation systems and integration: Product data representation and exchange. Part 21: Implementation methods: Clear text encoding of the exchange structure," ISO, 2016.
- [19] C. K. Jr, S. D. Umans e A. E. Fitzgerald, *Máquinas Elétricas*, Bookman, 6 ed.
- [20] M. N. O. Sadiku, *Elements de Eletromagnetismo*, Bookman, 5ed.
- [21] J. A. M. Souza, "Efeitos do Uso de Substrato de Alta Permissividade Dielétrica em Diversos Tipos de Antenas de Micro-ondas," *Tese de Doutora pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro*, 2014.
- [22] F. J. F. Gonçalves, "Medição das Propriedades Constitutivas Eletromagnéticas de Materiais na Faixa de 1 a 6 GHz pelo Método do Espaço Livre," *Dissertação de Mestrado pela Universidade Federal de Minas Gerais*, 2012.

- [23] E. Pomin, “Efeito do tratamento a plasma do politetrafluoroetileno (PTFE) nas suas propriedades eletrostáticas e superficiais,” *Universidade Estadual Paulista Júlio De Mesquita Filho*, nº 2011.
- [24] A. Taflove e S. C. Hagness, *Computacional Electrodynamics: The Time-Difference Time-Domain Method*, Norwood, MA / U.S.: Artech House, 2000.
- [25] D. M. Sullivan, *Electromagnetic Simulation Using The FDTD Method*, New York / U.S.: IEEE Press, 2000.
- [26] “O Sistema Operacional GNU,” Free Software Foundation, 26 12 2018. [Online]. Available: <https://www.gnu.org/licenses/licenses.pt-br.html>. [Acesso em 08 01 2019].
- [27] N. A. Solter e S. J. Kleper, *Professional C++*, Indianapolis, IN / U.S.: Wiley Publishing Inc., 2005.
- [28] C. Aniszczyk e D. Gallardo, “Introdução à Plataforma Eclipse,” IBM, 06 02 2012. [Online]. Available: <https://www.ibm.com/developerworks/br/library/os-eclipse-platform/index.html>. [Acesso em 08 01 2019].
- [29] S. Chacon e B. Straub, *Pro Git: Everything you need to know about git*, Apress, 2014.
- [30] “OpenMP 5.0 API Syntax Reference Guide,” OpenMP Architecture Review Board, 2018. [Online]. Available: <https://www.openmp.org/wp-content/uploads/OpenMPRef-5.0-111802-web.pdf>. [Acesso em 08 01 2019].
- [31] P. Pacheco, *An Introduction to Parallel Programming*, Burlington, MA/U.S.: Elsevier Inc., 2011.
- [32] C. Breshears, *The Art of Concurrency: A Thread Monkey's to Writing Parallel Applications*, Gravenstein Highway North, Sebastopol, CA: O'Reilly Media Inc., 2009.
- [33] “OpenMP Application Programming Interface Version 4.5,” OpenMP Architecture Review Board, 2015.
- [34] B. Wikinson e M. Allen, *Parallel Programming: Techniques and Applications Using Networked Workstations and Parallel Computers*, Upper Saddle River, New Jersey / U.S.: Pearson Prentice Hall, 2005.

- [35] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Arizona State University: John Wiley & Sons, 1989.
- [36] F. F. Campos, *Algoritmos Numéricos*, Rio de Janeiro, RJ: LTC Editora, 2001.
- [37] C. Jieru, L. Feng, X. Ling, S. Tingting e C. Stuart, “An Improved Cylindrical FDTD Algorithm and Its Application to Field-Tissue Interaction Study in MRI,” *IEEE Transactions On Magnetcs*, vol. 47, nº 2, pp. 466 - 470, fevereiro de 2011.
- [38] Y. Chen, R. Mittra e P. Harms, “Finite-Difference Time-Domain Algorithm for Solving Maxwell’s Equations in Rotationally Symmetric Geometries,” *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 44, nº 6, pp. 832-839, 1996.
- [39] T. C. Fonseca, “Aperfeiçoamento do Modelo de Fios Finos Curvos na Malha FDTD através da Correção das Cargas nas Bordas da Geometria em Escada,” Dissertação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ, Belo Horizonte, MG/Brasil, 2017.

Apêndice A

A. ENTIDADES DO ARQUIVO DE DESENHO VETORIAL E CÁLCULOS DE LOCALIZAÇÃO DE PONTOS

Nesse apêndice são detalhadas as entidades geométricas utilizadas na construção do arquivo de desenho vetorial e o cálculo da localização de pontos da simulação.

A-1 Entidade Ponto

No desenho vetorial, um ponto é definido pelas suas coordenadas espaciais. Para o arquivo de desenho, um exemplo de definição de ponto é:

$$\#356 = \text{CARTESIAN_POINT} (15.12, 32.00, 6.17) ;$$

Assim, o parâmetro 356 do arquivo representa um ponto cartesiano que está localizado nas coordenadas: $x=15,12$; $y=32,00$; $z=6,17$.

A-2 Entidade Direção

Para a construção definida, uma direção é definida como um vetor de módulo unitário. Um exemplo é:

$$\#524 = \text{DIRECTION} (1.0000, 0, 0) ;$$

O exemplo apresentado tem-se uma direção definida na entidade 524 com sua orientação dada na direção x .

A-3 Entidade Posição

Uma posição representa a localização espacial de um determinado parâmetro, esse podendo ser uma borda, uma face ou uma casca fechada. Além disso, como a posição é uma entidade definida por um ponto e duas direções ortogonais, pode-se utilizar essa entidade quando desejar-se simplificar a definição de alguma outra entidade. Considerando as seguintes entidades:

$$\#1 = \text{CARTESIAN_POINT} (0.20, 0.84634, 0.71495) ;$$

$\#2 = DIRECTION (1.0000, 0, 0) ;$

$\#3 = DIRECTION (0, 0.859567, -0.511022) ;$

Uma posição pode ser definida a partir dessas entidades como:

$\#4 = POSITION (\#1, \#2, \#3) ;$

Nota-se que para essa entidade, apenas é necessário referenciar as outras três entidades que são utilizadas na construção dessa. Uma representação espacial é apresentada na Figura A-1.

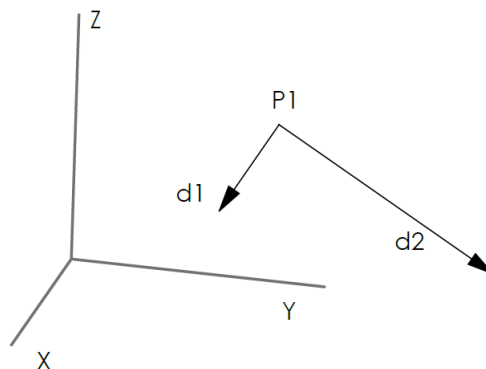


Figura A-1 – Ilustração da entidade **Posição** no arquivo de desenho vetorial.

A-4 Entidade Borda

Uma borda pode ser uma linha, uma circunferência, uma função, uma elipse, dentre outros. No presente trabalho foram consideradas apenas a linha e a circunferência. Para a definição de uma borda, necessita-se identificar o tipo de borda (linha ou circunferência), ponto inicial, ponto final, posição e o raio.

A entidade borda é definida da forma apresentada na Figura A-2.

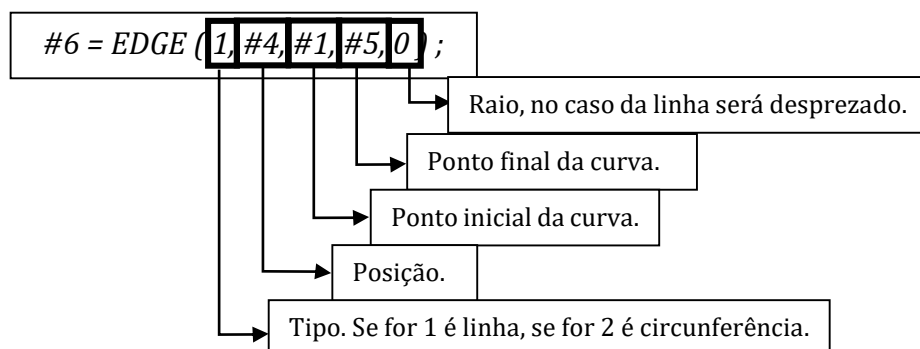


Figura A-2 – Definição da entidade do tipo **Borda** no arquivo de desenho vetorial.

A-4.1 Entidade Borda do tipo linha

Considerando as entidades apresentadas nos itens anteriores mais a seguinte entidade:

$$\#5 = \text{CARTESIAN_POINT} (2.00, 0.84634, 0.71495) ;$$

Uma linha pode ser definida como:

$$\#6 = \text{EDGE} (1, \#4, \#1, \#5, 0) ;$$

Uma ilustração é apresentada na Figura A-3.

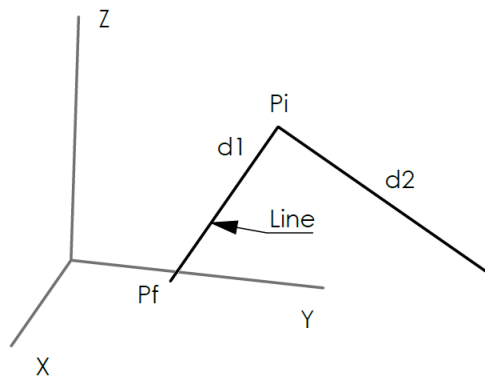


Figura A-3 – Ilustração da entidade do tipo **Linha**.

Nota-se que para a real construção da linha, utilizou-se apenas o ponto e a direção 1 da posição, o ponto inicial e o ponto final. Os demais valores são utilizados para os outros tipos de bordas.

Para essa entidade consegue-se definir a posição relativa de um ponto em relação à entidade. Considerando uma linha ou reta definida entre os pontos $P_i (x_i, y_i, z_i)$ e $P_f (x_f, y_f, z_f)$, com seu ponto de referência dada por $P_r (x_o, y_o, z_o)$ e o seu vetor por $\mathbf{v}_r (v_x, v_y, v_z)$ dado pela primeira direção da entidade posição, sua equação paramétrica da reta é dada pela Equação [2]:

$$\text{reta}(t) = P_r + t\vec{v}_r = (x_o + tv_x, y_o + tv_y, z_o + tv_z), \quad -\infty < t < \infty, \quad (\text{A.1})$$

em que t é a variável da função da reta parametrizada.

Para encontrar a distância ($|\vec{d}|$) de um ponto $P (x, y, z)$ qualquer à reta parametrizada pode-se utilizar a Equação [2]:

$$|\vec{d}| = \frac{|(\overrightarrow{P_r P}) \cdot \vec{v}_r|}{|\vec{v}_r|}, \quad \text{sendo } \overrightarrow{P_r P} = (x - x_o, y - y_o, z - z_o), \quad (\text{A.2})$$

em que $\overrightarrow{P_r P}$ é o vetor da reta ao ponto P .

Caso essa distância seja zero, o ponto P estará em cima da reta. Caso contrário estará fora. No caso dessa distância ser zero, faz-se uma análise para verificar se o ponto está dentro dos limites iniciais e finais da reta.

Para a definição da posição relativa, deve-se encontrar o ponto $P_t (x_t, y_t, z_t)$ da reta que é mais próximo do ponto em questão. Para isso, o objetivo se concentra em encontrar o parâmetro t que corresponde a esse ponto da reta como apresentado na Equação (A.3):

$$\vec{d} = \overrightarrow{P_t P} = (x - x_o - t v_x, y - y_o - t v_y, z - z_o - t v_z), \quad (\text{A.3})$$

substituindo as diferenças como apresentado na Equação (A.4):

$$\vec{d} = (d_x - t v_x, d_y - t v_y, d_z - t v_z), \quad (\text{A.4})$$

como o módulo de $\vec{d}$ já foi calculado anteriormente, tem-se a Equação (A.5):

$$|\vec{d}| = \sqrt{(d_x - t v_x)^2 + (d_y - t v_y)^2 + (d_z - t v_z)^2}, \quad (\text{A.5})$$

realizando as manipulações matemáticas, tem-se como resultado as Equações (A.6) e (A.7):

$$t^2(v_x^2 + v_y^2 + v_z^2) - 2t(d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z) + (d_x^2 + d_y^2 + d_z^2) - |\vec{d}|^2 = 0, \quad (\text{A.6})$$

$$t^2 a - 2t b + c = 0. \quad (\text{A.7})$$

Resolvendo-se a equação de segundo grau da Equação (A.7), tem-se o parâmetro t dado pela Equação (A.8):

$$t = \frac{a + \sqrt{b^2 - ac}}{a}. \quad (\text{A.8})$$

Substituindo o parâmetro t na Equação (A.3), define-se o vetor distância da reta ao ponto. A Figura A-4 apresenta uma ilustração da situação.

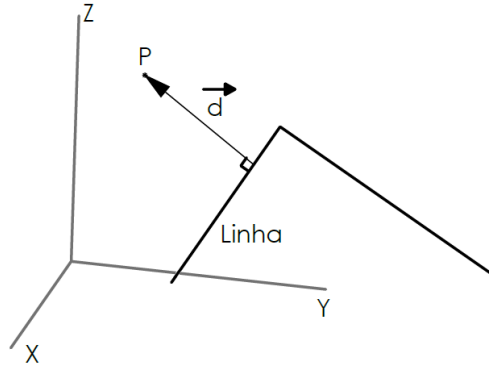


Figura A-4 – Vetor direção (d) da linha ao ponto.

Com o vetor $\vec{d}$ definido, consegue-se criar o vetor de posição relativa em relação à reta, que será dada pelos sinais desse vetor conforme apresentado na Equação (A.9):

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{bmatrix} \rightarrow L = \begin{bmatrix} sinal(d_x) \\ sinal(d_y) \\ sinal(d_z) \end{bmatrix}, \quad (A.9)$$

em que a função *sinal* é definida pela Equação (A.10):

$$sinal(x) = \begin{cases} +1, & \text{se } x > 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \end{cases}, \quad (A.10)$$

O fluxograma da Figura A-5 ilustra como o programa trata as condições de forma mais detalhada.

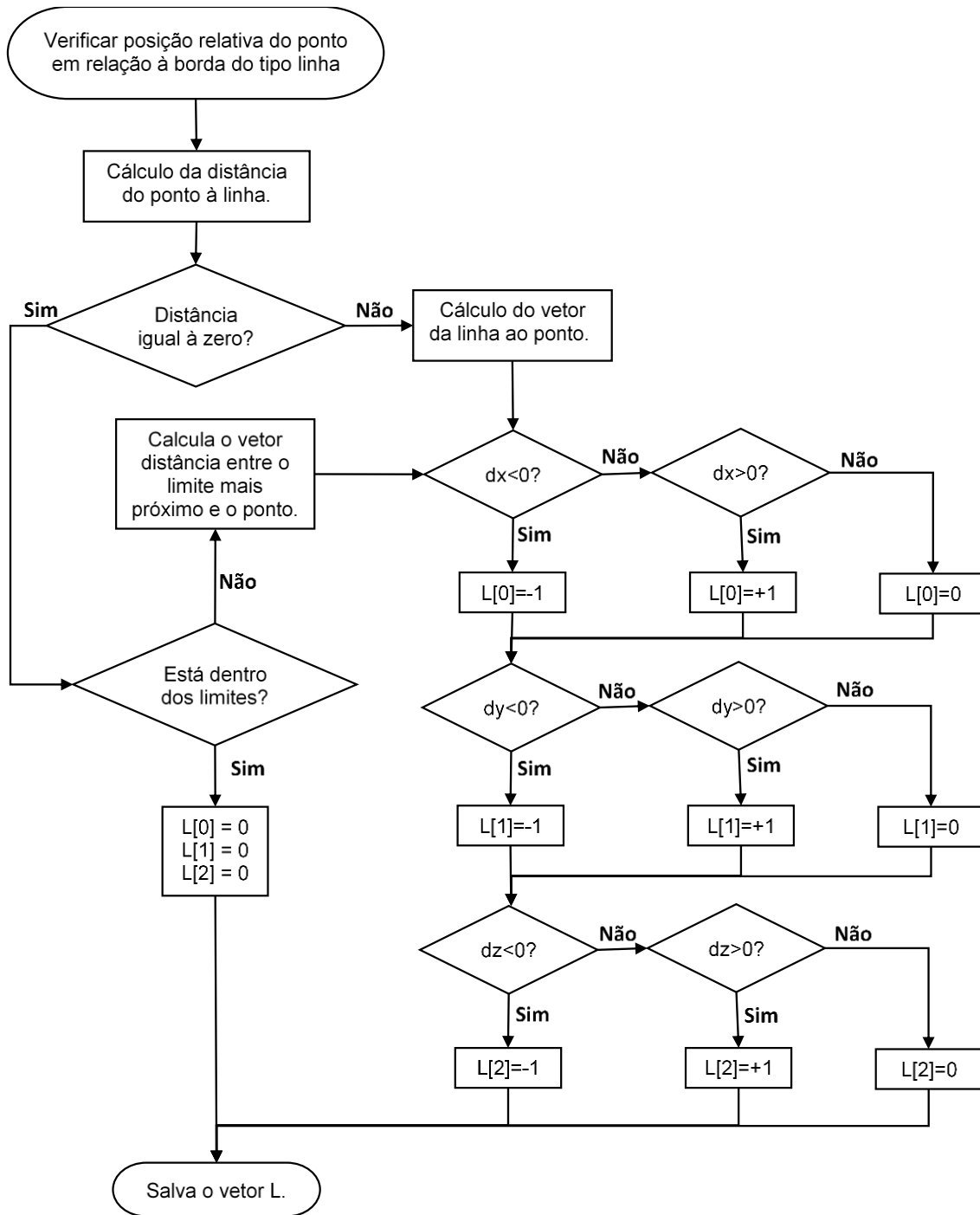


Figura A-5 – Fluxograma de definição da posição relativa do ponto à linha.

A-4.2 Entidade Borda do tipo circunferência

Uma circunferência pode ser definida como:

$\#6 = \text{EDGE} (2, \#4, \#1, \#5, 0.75) ;$

Uma ilustração é apresentada na Figura 2-9.

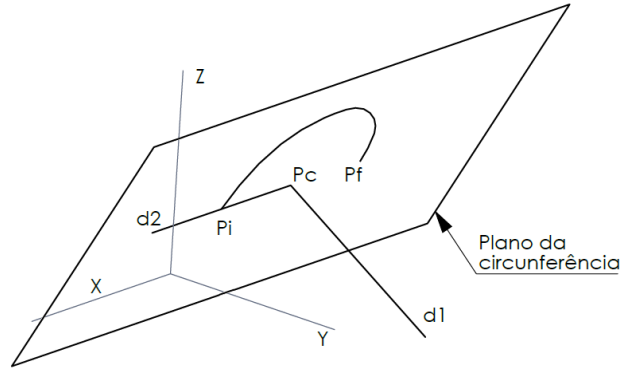


Figura A-6 – Definição da circunferência

No estudo do arquivo no formato *STEP*, observou-se que as circunferências nunca eram construídas como fechadas. Quando a circunferência for fechada, cria-se duas bordas, uma com ponto inicial e final e outra com esses pontos trocados.

Geometricamente, uma circunferência pode ser definida como apresentado na Equação (A.11):

$$C(t) = P_c + R(\vec{V}_1 \cos(t) + \vec{V}_3 \sin(t)), \quad 0 \leq t \leq 2\pi. \quad (A.11)$$

em que P_c é o ponto central da circunferência dada pelo ponto na entidade posição, R é o raio da circunferência, $\vec{v}_1$ é o vetor normal ao plano onde a circunferência está definida, sendo dado pela direção 1 da entidade posição, o outro vetor $\vec{V}_2$ dessa entidade é coincidente ao plano da circunferência e o vetor $\vec{V}_3$ é um vetor normal à $\vec{V}_1$ e $\vec{V}_2$ e coincidente com o plano da circunferência conforme apresentado na Equação (A.12)

$$\vec{V}_3 = \vec{V}_1 \times \vec{V}_2 \quad (A.12)$$

A partir desses parâmetros, consegue-se definir uma circunferência no espaço. Para encontrar uma posição relativa de um ponto à uma borda do tipo circunferência desloca-se o ponto de análise (P) até o plano onde a circunferência se encontra, a partir desse novo ponto (S), calcula-se a distância do centro da circunferência (P_c) até esse novo ponto, caso essa distância seja superior ao raio da circunferência, o ponto está fora da circunferência, caso contrário está dentro. A Figura A-7 ilustra a situação.

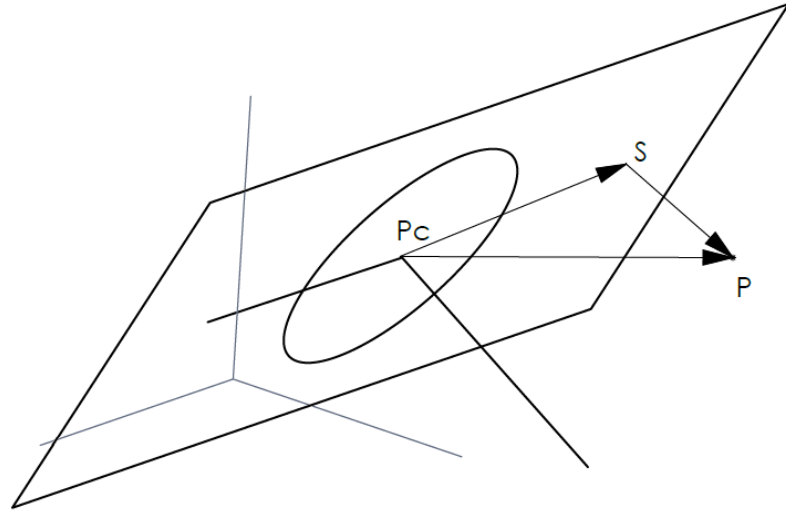


Figura A-7 – Definição dos vetores do ponto à circunferência.

A Figura A-8 traz a ilustração bidimensional para o plano P_CSP .

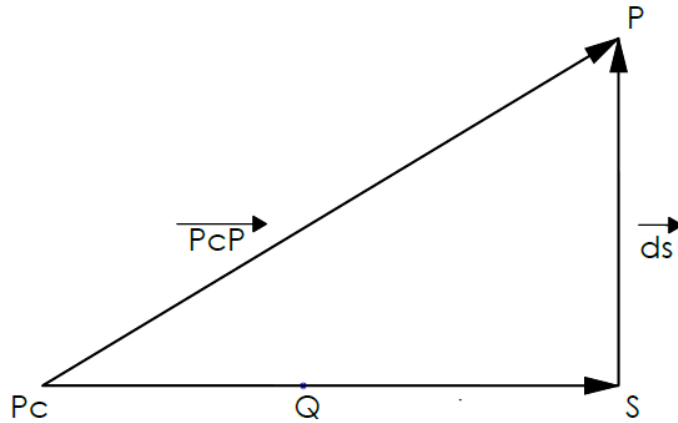


Figura A-8 – Triângulo dos vetores do ponto à circunferência.

Para encontrar o ponto S utiliza-se a Equação (A.13) [2]:

$$S = P - \vec{d}_s, \quad \vec{d}_s = \left(\frac{\overrightarrow{P_C P} \cdot \vec{v}_1}{|\vec{v}_1|^2} \right) \vec{v}_1. \quad (\text{A.13})$$

Com o ponto S , calcula o vetor $\overrightarrow{P_C S}$, caso o modulo desse vetor seja maior que o raio, o ponto está fora da circunferência, caso contrário está dentro.

A-5 Entidade Loop de bordas

Uma vez definidas as bordas, consegue definir formas bidimensionais fechadas, são os *loops* de bordas. Essas entidades possuem o objetivo de delimitar, em um plano, a região que será considerada na montagem das faces.

A construção de um loop de borda é dada por uma sequência de bordas, conforme o exemplo:

$$\#256 = \text{EDGE_LOOP} ((\#1494, \#2582, \#683, \#2768)) ;$$

Em que #1494, #2582, #683 e #2768 são linhas que delimitam um retângulo. Ou, ainda:

$$\#321 = \text{EDGE_LOOP} ((\#57, \#1987)) ;$$

em que #57 e #1987 são duas semicircunferências, as duas juntas delimitam uma circunferência completa.

Para saber se um determinado ponto está dentro de um *loop* de borda, deve-se seguir o fluxograma da Figura A-9, o retorno da função é um *boolean* que se verdadeiro, representará que o ponto está dentro do loop, caso contrário, está fora.

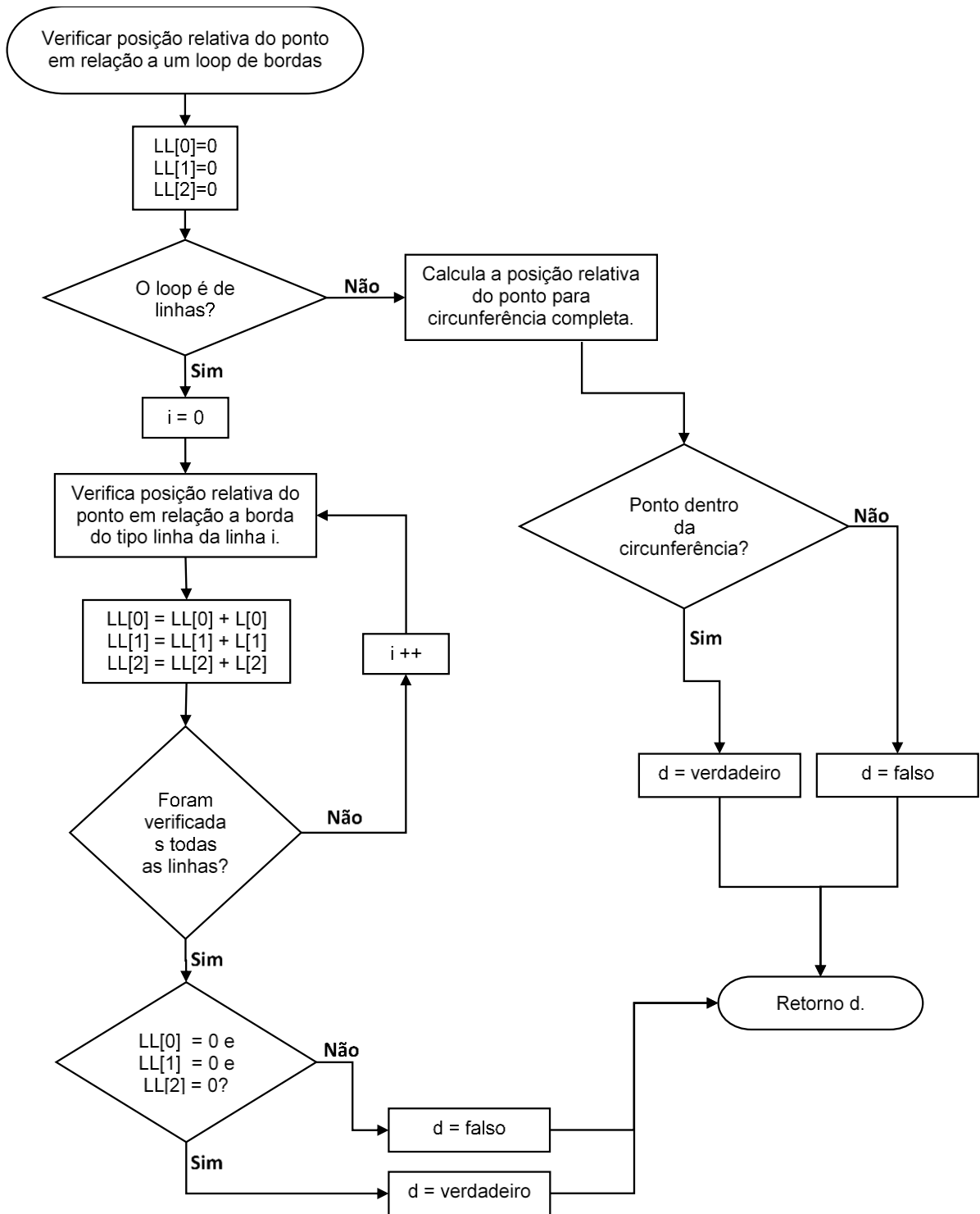


Figura A-9 – Fluxograma da posição relativa entre o *loop* de bordas e um ponto.

A-6 Entidade Faces

As faces são superfícies definidas por um conjunto de *loop* de bordas e uma posição, como as faces podem ser planas, cilíndricas ou esféricas, adiciona-se um parâmetro para definir o tipo. A estrutura de uma face exemplo é apresentada na Figura A-10.

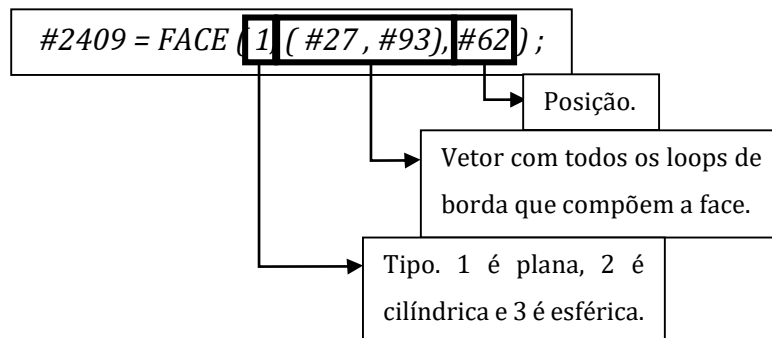


Figura A-10 – Definição da entidade face.

A-6.1 Entidade Face do tipo plana

Um plano é definido por um ponto e um vetor normal. Para construção dessa entidade utilizou-se o ponto, a direção 1 da entidade posição e o *loop* de borda define os limites desse plano. Um exemplo é apresentado abaixo:

#398 = FACE (1, (#256), #73) ;

Sendo o parâmetro #256 é um loop de borda com 4 linhas e #73 é uma entidade do tipo posição. Uma possível representação é mostrada na Figura A-11.

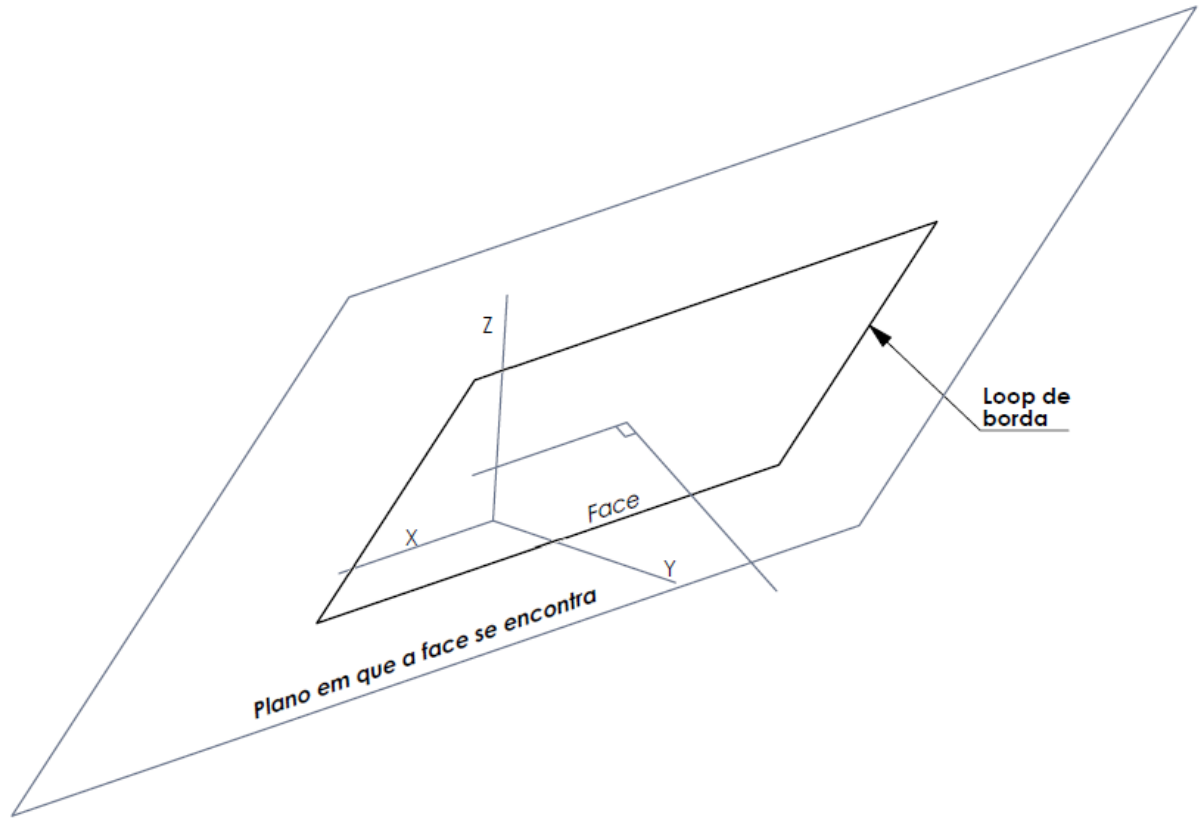


Figura A-11 – Visualização da entidade face.

Para checagem da posição relativa de um determinado ponto para uma face, deve-se encontrar o vetor normal ao plano que passa pelo ponto em análise. Utiliza-se a mesma equação utilizada na borda do tipo circunferência apresentada na Equação (A.14):

$$\vec{d}_s = \left(\frac{\overrightarrow{P_p P} \cdot \vec{v}_1}{|\vec{v}_1|^2} \right) \vec{v}_1, \quad (\text{A.14})$$

em que P_p é o ponto no plano mais próximo de P . Com esse vetor, cria-se um outro vetor, semelhante ao apresentado na borda do tipo linha, repetido na Equação (A.15):

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{bmatrix} \rightarrow L = \begin{bmatrix} \text{senal}(d_x) \\ \text{senal}(d_y) \\ \text{senal}(d_z) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.15})$$

O fluxograma para análise da posição relativa de um ponto em relação ao plano é apresentado na Figura A-12.

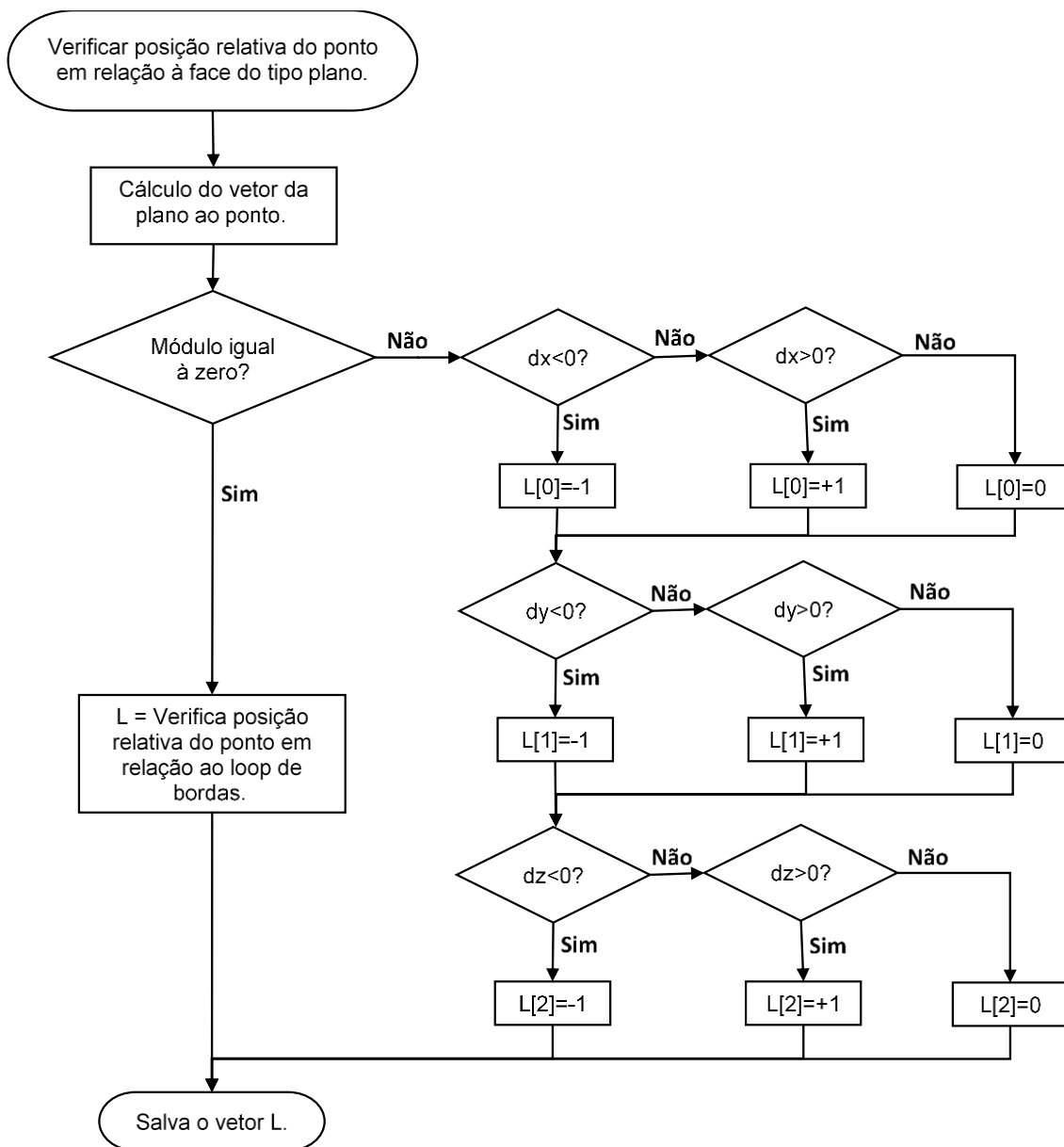


Figura A-12 – Fluxograma da posição relativa da face à um ponto.

A-6.2 Entidade Face do tipo cilíndrica

Conforme definido por Thomas [2]: “Um cilindro é a superfície composta de todas retas que são paralelas a uma reta dada no espaço e passam por uma curva plana dada. A curva é uma curva geradora do cilindro.” No presente trabalho foram considerados apenas os cilindros circulares, ou seja, sua curva geradora é definida por uma circunferência. Um exemplo é apresentado na Figura A-13.

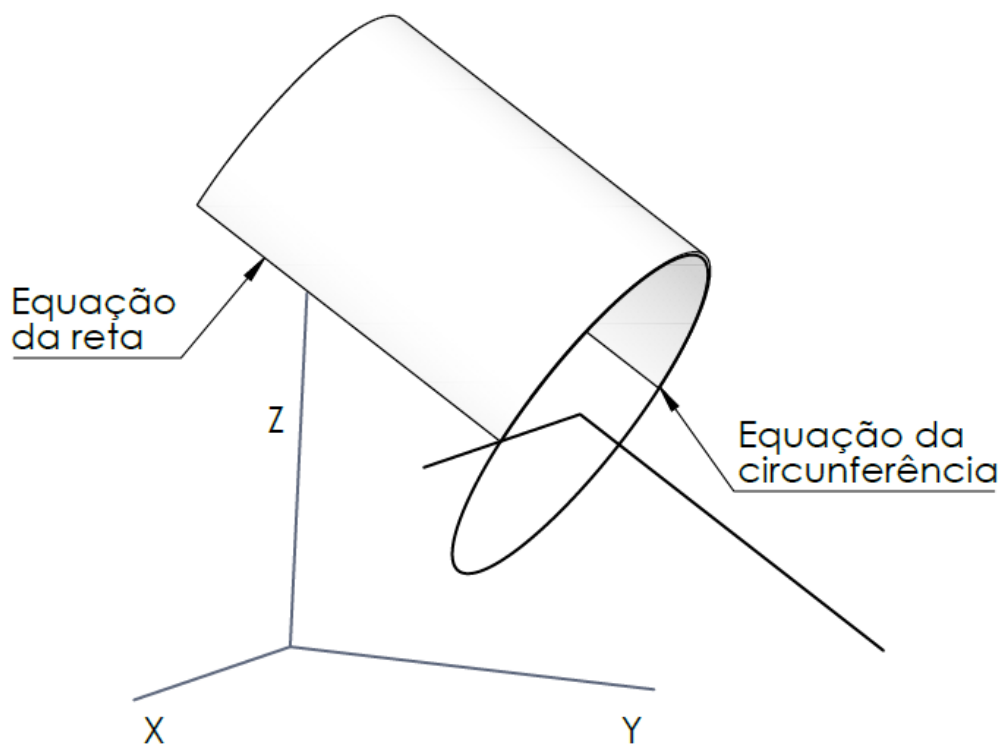


Figura A-13 – Visualização da definição de um cilindro.

O *loop* de borda da face cilíndrica são duas semicircunferências em planos paralelos e duas retas paralelas. Como no presente trabalho foram considerados apenas cilindros circulares, a análise da posição relativa de um determinado ponto em relação à uma face cilíndrica se faz do cilindro completo e fechado, ou seja, analisa-se se o ponto está dentro da circunferência que define o cilindro e se o mesmo está entre os planos que definem as circunferências. A Figura A-14 apresenta o fluxograma do processo.

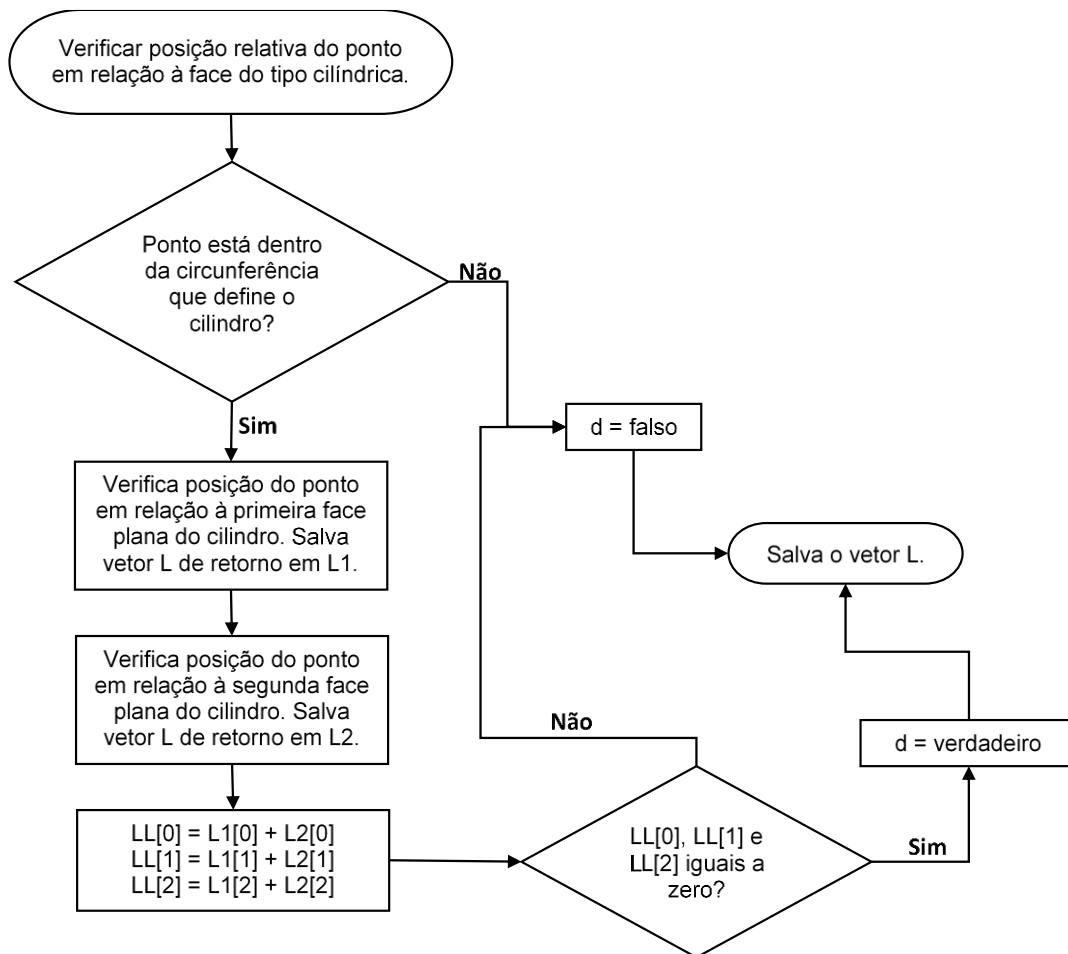


Figura A-14 – Fluxograma da posição relativa de um ponto à um cilindro.

A-7 Entidade Casca fechada

Uma casca fechada é composta por um conjunto de faces e a posição em que se encontra. Atribui-se um novo parâmetro para essa entidade que é o nome, esse é o identificador da casca fechada com valores que definem a prioridade e número de identificação do material, ficando uma estrutura como apresentado na Figura A-15.

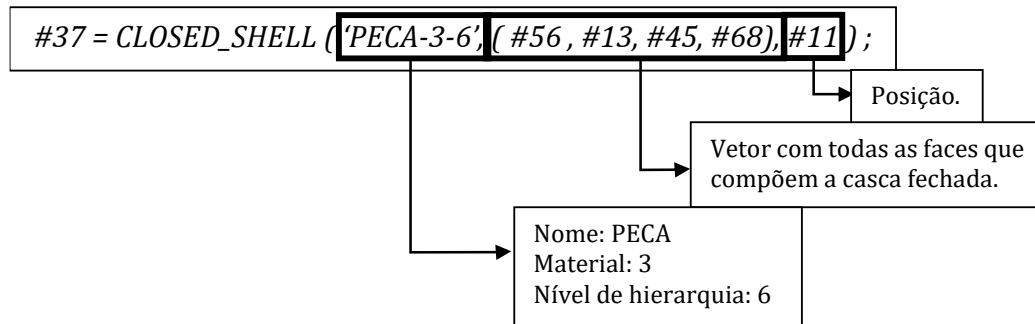


Figura A-15 – Definição da entidade Casca Fechada.

Com as definições feitas, consegue-se formar uma casca fechada representado um sólido. Para saber se um ponto está fora ou dentro dessa casca fechada é conforme o fluxograma da Figura A-16.

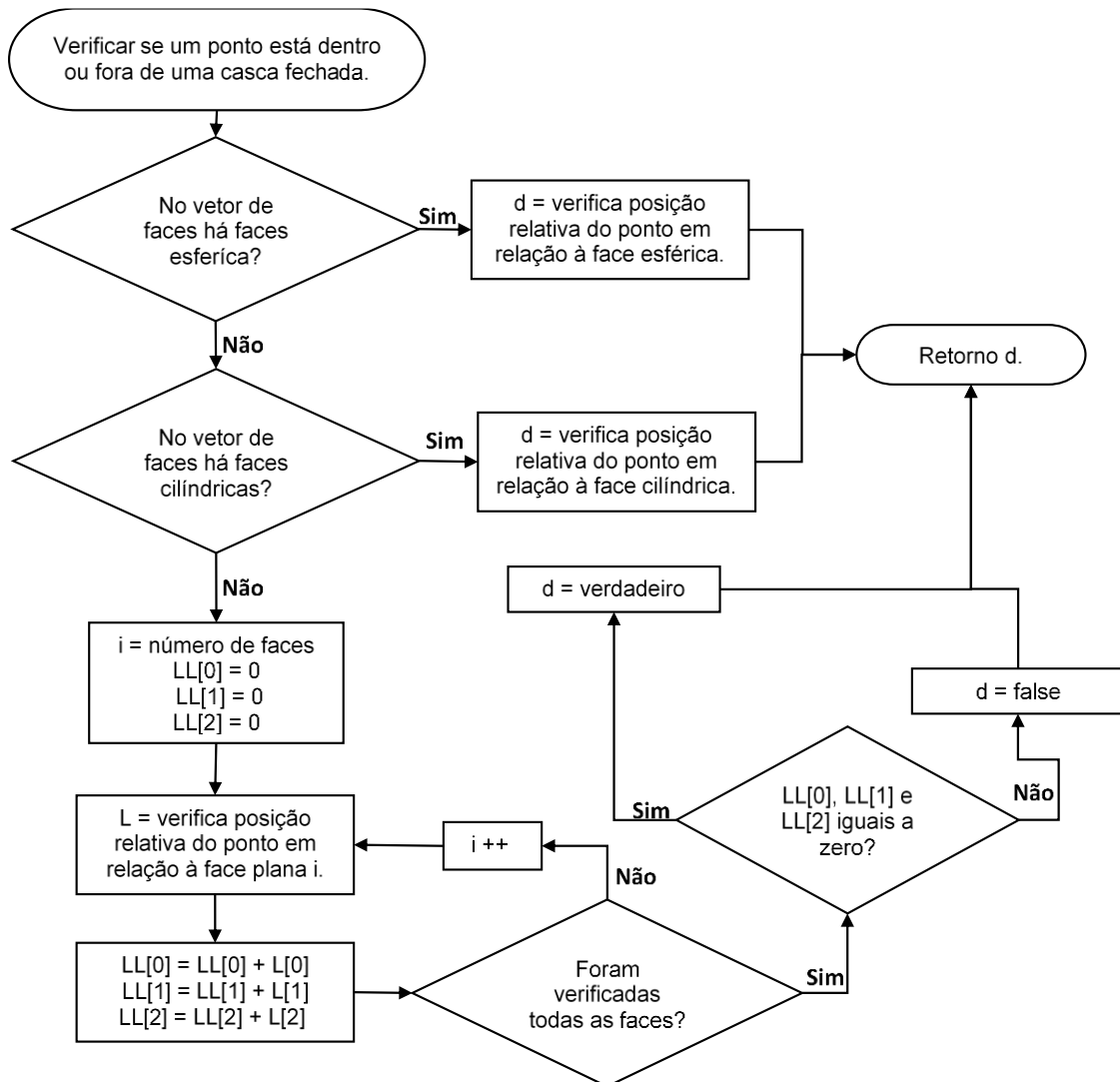


Figura A-16 – Fluxograma da localização relativa de um ponto à casca fechada.

Caso o retorno d seja verdadeiro, significa que o ponto em análise está dentro da casca fechada, caso contrário está fora. Com esse parâmetro, consegue-se saber o nome da peça, o nível de hierarquia e o material em que o ponto se encontra.

A-8 A Montagem

Uma montagem é definida por um nome e um vetor de cascas fechadas. Essas cascas podem ficar uma dentro da outra, não coincidentes e com faces coincidentes.

Na análise de um determinado ponto, o que determinará se um ponto está dentro de uma casca ou de outra, no caso de existirem pontos comuns entre elas como no caso da Figura 2-4, é a hierarquia definida para cada parte. Quanto maior o valor da hierarquia definida, mais a casca fechada em questão se sobrepõe sobre as demais. Para ilustrar, é apresentado o fluxograma da Figura A-17.

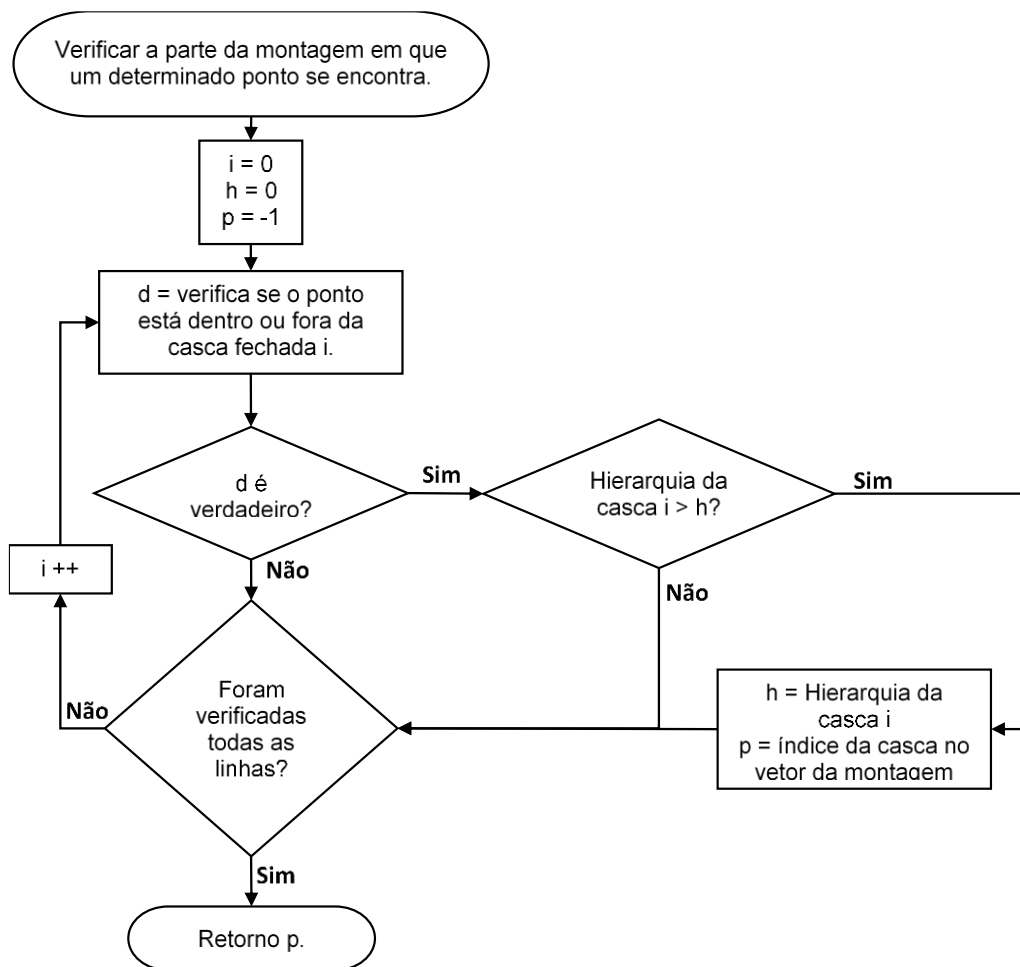


Figura A-17 – Fluxograma da localização relativa de um ponto em uma montagem

Caso o ponto esteja dentro de alguma casca da montagem, a variável p retorna um valor diferente de -1, representando o índice da casca em que o ponto se encontra. Caso o retorno seja -1, o ponto será dado como no espaço livre ou ar, de acordo com o definido nos parâmetros de entrada do programa.