



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA - PPGE

**INCLUSÃO DE QUADRIPÓLOS CONCENTRADOS EM SIMULAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA POR ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO
TEMPO**

Mestrando: Ismael Chiamenti

Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

CURITIBA
MARÇO 2008

ISMAEL CHIAMENTI

**INCLUSÃO DE QUADRIPOLOS CONCENTRADOS EM SIMULAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA POR DOS ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO
TEMPO**

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

Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

**CURITIBA
MARÇO 2008**

*“Mesmo as trevas não são trevas para Ti.
A noite reluz qual o dia, pois para Ti
luz e trevas são o mesmo”*

Salmos 139:12

AGRADECIMENTOS

Ao D'us de Abraão, Isaac e Jacó pela sua misericórdia.

Ao Professor Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior pela orientação e ensino, os quais não deixarei restritos ao desenvolvimento desse trabalho.

Ao meu pai Vilson e minha mãe Marta pelo amor e apoio.

Ao meu irmão Moisés pela amizade e paciência.

A minha tia Edite pelo papel assumido de mãe.

Aos Professores Dr. Marcus Vinícius Lamar, Dr. Eduardo Parente Ribeiro e Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho pelas correções e sugestões feitas à este trabalho.

A todas as outras pessoas que direta e indiretamente colaboraram durante este período da minha vida.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	vi
LISTA DE TABELAS.....	vii
LISTA DE SIGLAS.....	ix
LISTA DE SÍMBOLOS.....	x
RESUMO.....	xiii
ABSTRACT.....	xiv
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	3
1.2 OBJETIVO.....	4
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	5
2 MÉTODO DE ANÁLISE ELETROMAGNÉTICA POR ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	7
2.1 INTRODUÇÃO.....	7
2.2 DEFINIÇÕES GEOMÉTRICAS.....	7
2.3 DISCRETIZAÇÃO ESPACIAL.....	11
2.4 EQUAÇÃO MATRICIAL DA ONDA.....	14
2.5 DISCRETIZAÇÃO TEMPORAL.....	15
2.6 PARÂMETROS DE DISCRETIZAÇÃO.....	19
3 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM MESFET.....	20
3.1 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO MESFET PARA O MÉTODO FETD..	21
3.1.2 Aproximação da Matriz de Admitâncias por Frações Parciais.....	23
3.2 INCLUSÃO DO MODELO LINEAR DO MESFET NO MÉTODO FETD.....	26
3.2.1 Discretização Temporal.....	27
4 MODELO DE GRANDES SINAIS DO MESFET PARA O MÉTODO FETD.	31
4.1 ADEQUAÇÃO DO MODELO LINEAR.....	31
4.2 INCLUSÃO DO MODELO NÃO LINEAR NO MÉTODO FETD.....	33
5 MESFET OPERANDO EM UMA LINHA MICROSTRIP.....	35

5.1 DETERMINAÇÃO DAS SÉRIES DE FRAÇÕES PARCIAIS.....	36
5.2 TREINAMENTO DA REDE NEURAL.....	41
5.2.1 Verificação do Treinamento da Rede Neural Artificial.....	44
5.3 ESTRUTURA FÍSICA VIRTUAL DO MESFET OPERANDO EM UMA LINHA <i>MICROSTRIP</i>	47
5.4 MEDIDA DOS PARÂMETROS <i>S</i>	48
5.4.1 Resposta Linear.....	50
5.4.1.1 Estimação das capacitâncias e indutâncias parasitas.....	53
5.5 RESPOSTA NÃO LINEAR.....	55
6 RESULTADOS DO MESFET EM AMPLIFICADOR.....	58
6.1 RESPOSTA LINEAR.....	59
6.2 RESPOSTA NÃO-LINEAR.....	60
7 CONCLUSÃO.....	62
7.1 TRABALHOS FUTUROS.....	63
REFERÊNCIAS.....	64

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – Etapas da construção de MMIC[1].....	1
FIGURA 2.1 (a) Princípios de domínio e contorno e (b) da malha de discretização espacial.....	8
FIGURA 2.2 – Estrutura tri - dimensional discretizada espacialmente.....	9
FIGURA 2.3 – Elemento tetraédrico vetorial.....	9
FIGURA 2.4 – Coordenadas locais do elemento de discretização.....	10
FIGURA 2.5 – Dinâmica do cálculo das variáveis das equações (2.32) à (2.34).....	18
FIGURA 3.1 (a) - Circuito equivalente sobreposto à uma estrutura do MESFET.....	20
FIGURA 3.1 (b) - Circuito equivalente de um MESFET.....	20
FIGURA 3.2 – Circuito equivalente do MESFET operando em linha de transmissão.....	22
FIGURA 3.3 – Dinâmica do cálculo das variáveis das equações (3.33) à (3.36).....	30
FIGURA 4.1 - Diagrama em blocos do modelo não linear do transistor.....	33
FIGURA 5.1 – Gráfico de I_{ds} polarizada em $V_{GS} = -0,81V$ e $V_{DS} = 6,4V$	36
FIGURA 5.2 – Características do pulso de excitação.....	38
FIGURA 5.3 (a) – Magnitude do espectro de freqüências do pulso de excitação.....	38
FIGURA 5.3 (b) – Fase do espectro de freqüências do pulso de excitação.....	39
FIGURA 5.4 – Senóide modulada por janela de <i>Hanning</i>	43
FIGURA 5.5 – Grupo de sinais de verificação do aprendizado da rede neural apresentando as correntes obtidas mediante aplicação de tensão na entrada da rede neural, sendo (a) corrente senoidal de 3GHz modulada por Janela de e <i>Hanning</i> na porta #1 e (b) na porta #2. (c) pulso de corrente com o mesmo dt usado no grupo de treinamento da rede neural observado na porta #1 e (d) na porta #2. (e) pulso de corrente com dt diferente do usado no treinamento, na porta #1 e (f) na porta # 2.(g) resposta ao pulso de tensão aplicado na porta #2 e (h) na porta #1. (i) resposta do sinal senoidal aplicado na porta #1 e (j) porta #2.....	45

FIGURA 5.6 – Meia estrutura simulada com o FETD do MESFET em uma linha de transmissão.....	47
FIGURA 5.7 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{11} e S_{21}	50
FIGURA 5.7 (b) – Fase dos parâmetros S_{11} e S_{21}	51
FIGURA 5.8 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{12} e S_{22}	51
FIGURA 5.8 (b) – Fase dos parâmetros S_{12} e S_{22}	52
FIGURA 5.9 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{11} e S_{21}	53
FIGURA 5.9 (b) – Fase dos parâmetros S_{11} e S_{21}	54
FIGURA 5.10 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{12} e S_{22}	54
FIGURA 5.10 (b) – Fase dos parâmetros S_{12} e S_{22}	55
FIGURA 5.11 – Forma da onda senoidal usada na verificação da resposta não linear medidas nas portas #3 e # 4 da meia estrutura mostrada na FIGURA 5.6.....	56
FIGURA 5.12 – Análise da resposta não linear: v_{DS} x v_{GS} , para a frequência de 6GHz.....	56
FIGURA 6.1 – Meia estrutura simulada com o FETD do MESFET em um amplificador de microondas.....	58
FIGURA 6.2 – Resposta de pequenos sinais do amplificador de microondas.....	59
FIGURA 6.3 – Resposta de pequenos sinais do amplificador de microondas.....	60
FIGURA 6.4 – Resposta do modelo não linear do MESFET incluído no método FETD.....	61

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - DIMENSÕES PARA ESTRUTURAS BI E TRI-DIMENSIONAL.....	8
TABELA 2.2 – CONDIÇÕES DE CONTORNO.....	15
TABELA 5.1 – ERRO MÉDIO ABSOLUTO PERCENTUAL DA APROXIMAÇÃO POR FRAÇÕES PARCIAIS.....	39
TABELA 5.2 – COMPARAÇÃO DO ERRO MÉDIO ABSOLUTO PERCENTUAL ENTRE PÓLOS NO SPLD E NO SPLE.....	40
TABELA 5.3 – PÓLOS, RESÍDUOS E CONDUTÂNCIAS DAS FRAÇÕES PARCIAIS.....	41
TABELA 5.4 - AMPLITUDES DOS SINAIS DE TENSÃO USADOS NO GRUPO DE TREINAMENTO DA REDE NEURAL.....	42
TABELA 5.5 – AMPLITUDES DAS SENÓIDES MODULADAS PELA JANELA DE <i>HANNING</i>	42
TABELA 5.6 – PESOS DA REDE NEURAL TREINADA.....	43

LISTA DE SIGLAS

PEC	condutor elétrico perfeito (<i>perfect electric conductor</i>)
PMC	condutor magnético perfeito (<i>perfect magnetic conductor</i>)
ABC	condição de contorno absorvente (<i>absorbing boundary condition</i>)
RBC	condição de contorno resistiva (<i>resistive boundary condition</i>)
MMIC	circuitos integrado de microondas monolítico (<i>monolithic microwave integrated circuit</i>)
FDTD	diferenças finitas no domínio do tempo (<i>difference element time domain</i>)
FETD	elementos finitos no domínio do tempo (<i>finite element time domain</i>)
MESFET	transistor de efeito de campo metal - semiconductor
HP-MDS	sistema de projeto de microondas <i>Hewlett Packard</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ε	permissividade elétrica
σ	condutividade elétrica
μ	permeabilidade magnética
ε_r	permissividade relativa
\vec{E}	vetor campo elétrico
\vec{J}	vetor densidade de corrente elétrica
\vec{H}	vetor campo magnético
Ω	domínio
$\partial\Omega$	contorno do domínio
\vec{L}_{ij}	aresta vetorial
v_{ij}	diferença de potencial entre os pontos i e j
$\lambda_{i,j}$	coordenadas local do elemento de discretização espacial
$\nabla\lambda_{i,j}$	gradiente da coordena local $\lambda_{i,j}$
\vec{W}_m	funções de teste
Ω_C	condição de contorno
\hat{n}	versor normal
v_n	diferença de potencial no instante de tempo discreto $t = n\Delta t$
L_m	tamanho médio da aresta de discretização
Δt	passo do tempo discreto
\bar{s}	passo no tempo normalizado
i_G	corrente elétrica no terminal do <i>gate</i> do transistor
i_D	corrente elétrica no terminal do dreno do transistor
i_S	corrente elétrica no terminal da fonte do transistor
v_{GS}	diferença de potencial entre o <i>gate</i> e a fonte do transistor

v_{DS}	diferença de potencial entre o dreno e a fonte do transistor
I_{ds}	corrente elétrica controlada por tensão
v_d	diferença de potencial sobre a capacitância C_{ds}
v_g	diferença de potencial sobre a capacitância C_{gs}
C_{ds}	capacitância entre o dreno e a fonte do transistor
C_{gs}	capacitância entre o <i>gate</i> e a fonte do transistor
C_{gd}	capacitância entre o <i>gate</i> e o dreno do transistor
R_s	resistência do terminal da fonte
R_d	resistência do terminal do dreno
R_g	resistência do terminal do <i>gate</i>
R_{gs}	resistência entre o terminal do <i>gate</i> e da fonte
L_g	indutância do terminal do <i>gate</i>
L_d	indutância do terminal do dreno
L_s	indutância do terminal da fonte
$\hat{Y}(s)$	matriz de admitâncias
s	frequência complexa
$Y(s_m)$	aproximação da matriz de admitâncias sobre os m pontos da frequência s
V_{GS}	potencial de polarização
V_{DS}	potencial de polarização
$v_{a,b}$	sinal de tensão
\bar{V}_r	matriz de Vandermonde
i_e	vetor de corrente de excitação
i_t	matriz com as correntes dos terminais do transistor
i_p	parcela das correntes do transistor segundo os p pólos
j_p	parcela das correntes do transistor separadas em parte real e imaginária
q_p	p pólos da aproximação

R_p	p resíduos para cada aproximação
LW	pesos da camada escondida da rede neural artificial
IW	pesos da camada de saída da rede neural artificial
$B_{1,2}$	polarização (<i>bias</i>) da rede neural artificial
gm	transcondutância da fonte dependente da tensão
T	período
V_o	amplitude do sinal de excitação usado
$E\%$	erro médio absoluto percentual
S_{ij}	elemento da matriz de espalhamento (parâmetros S)
$a_{1,2}$	amplitudes das ondas eletromagnéticas incidentes
$b_{1,2}$	amplitudes das ondas eletromagnéticas refletidas
$C_{p1,2}$	capacitâncias parasitas
$L_{p1,2}$	indutâncias parasitas

RESUMO

Esta dissertação trata da simulação de um amplificador de microondas através do método numérico de análise eletromagnética por elementos finitos no domínio do tempo. O transistor sobre o qual é construído o amplificador é modelado matematicamente a partir de seu circuito equivalente com parâmetros concentrados. Dois modelos matemáticos do transistor são desenvolvidos e incluídos no método FETD (*Finite Element Time Domain*). O primeiro modelo corresponde à operação do transistor próximo ao seu ponto de polarização e é um modelo linear e seus resultados são analisados através dos parâmetros de pequenos sinais do amplificador de microondas. O segundo modelo emprega os pesos de uma rede neural artificial para incluir no modelo linear o comportamento não linear do transistor, sendo validado através da análise das componentes harmônicas do sinal de saída em função do sinal de entrada. Os resultados são comparados com outros métodos numéricos para fins de validação. Os resultados no modelo linear convergiram para o esperado enquanto que o modelo não linear necessita de aprimoramento.

ABSTRACT

This work concerns with the simulation of a microwave amplifier using the FETD (Finite Element Time Domain) method. The transistor used to construct the amplifier is mathematically modeled based on its lumped element equivalent circuit. Two models were developed and included in FETD method. The first one applies to the linear operation of the transistor near to the bias point. The model is linear and the results are analyzed by means of microwave amplifier small signal parameters. The second model uses an artificial neural network structure to take into account the nonlinear behavior of the transistor. Harmonic components are used to analyze the results by comparison with another numerical method presented in the literature. The linear model presents the expected results but the nonlinear model, however, needs to be improved.

1 INTRODUÇÃO

Os circuitos eletrônicos usados em telefones celulares, comunicações via satélites, sondas espaciais, sensores automotivos e sistemas de posição global tendem a ser cada vez menores, formados por cada vez mais componentes ativos e passivos e de baixo custo.

Todas estas aplicações requerem alta frequência de operação, banda de frequência larga e circuitos ativos de alta qualidade como amplificadores de baixo ruído, misturadores, amplificadores de potência, osciladores e chaves eletrônicas.

Circuitos integrados monolíticos de microondas MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) são um tipo de circuitos integrados que operam em frequências de microondas (300MHz a 300GHz) e atendem as necessidades das aplicações supra citadas. O processo de fabricação de MMIC é composto de diversas etapas, sendo as principais:

- Desenvolvimento de modelos matemáticos dos componentes elementares do circuito;
- Projeto do circuito;
- Projeto da estrutura física (*layout*) do circuito;
- Verificação do comportamento eletromagnético da estrutura física;
- Comparação entre os resultados do projeto do circuito e da estrutura física;
- Otimização da estrutura física;
- Verificação se as regras de fabricação são obedecidas pelo projeto da estrutura física do circuito;
- Projeto da produção em larga escala;
- Fabricação do circuito e encapsulamento;
- Inclusão dos terminais e demais estruturas e;
- Comparação do comportamento do circuito final com o projeto inicial.

A FIGURA1.1 ilustra o fluxograma das etapas de produção de MMIC conforme descrito em [1]. Uma destas etapas é a simulação eletromagnética da estrutura física do circuito e existem algumas razões para essa simulação:

- para entender a física dos elementos interagindo em sistemas complexos;
- para testar novos conceitos e;
- para otimizar o arranjo físico do circuito.

Na etapa de verificação eletromagnética (na FIGURA 1.1 identificada pelo item *EM Verification*) a estrutura física do circuito eletrônico é simulada para observação dos efeitos de possíveis fontes de irradiação eletromagnética, indutâncias e capacitâncias parasitas além das conseqüências do acoplamento eletromagnético entre diferentes componentes ativos e passivos do circuito, bem como o efeito do encapsulamento sobre a operação do circuito e posterior otimização da estrutura do circuito.

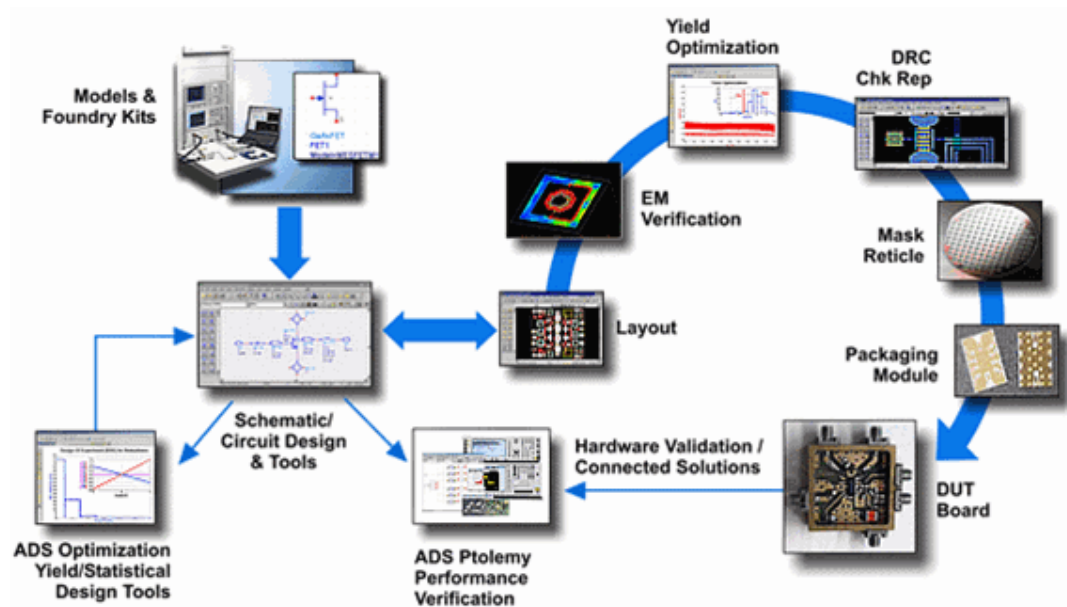


FIGURA 1.1 – Etapas da construção de MMIC[1]

Analiticamente um dado problema eletromagnético é analisado através de uma equação algébrica que possui a facilidade de observação do comportamento da solução em função da variação dos parâmetros do problema além de possuírem a vantagem inerente de serem exatas.

As soluções analíticas são aplicáveis em estruturas simples. Em estruturas complexas, como a de um circuito MMIC, a complexidade das fórmulas teóricas

tornam as soluções analíticas intratáveis. Uma alternativa é o uso de métodos numéricos para equacionar problemas eletromagnéticos.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em 1966 Kane Yee publicou seu trabalho sobre soluções numéricas para problemas envolvendo equações de Maxwell [2]. Este trabalho foi a partida para muitos outros trabalhos realizados desde então sobre métodos numéricos envolvendo as equações de Maxwell. O método apresentado por Yee ficou conhecido como diferenças finitas no domínio do tempo FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*) o qual realiza uma discretização espacial do sistema em estudo por pequenos hexaedros que devido a sua estrutura ortogonal não apresentam uma boa aproximação para estruturas irregulares [3], [4].

Uma alternativa para este problema foi o uso de elementos não estruturados de discretização espacial que ficaram conhecidos como FETD (*Finite-Element Time-Domain*). Um dos elementos geométricos de discretização utilizado é o tetraedro, que inicialmente foi formulado como um método condicionalmente estável [3] – [8]. Mais tarde a instabilidade foi contornada e métodos incondicionalmente estáveis foram desenvolvidos [9], [10], [11] e sua utilização na simulação de circuitos de microondas e de radio frequência vem sendo aplicada com sucesso [9],[12],[13]. O método FETD apresentado em [14] é o utilizado neste trabalho.

Em simulações numéricas onde não linearidades estão presentes é comum o uso do método de Newton-Raphson para a solução da matriz de estados que modelam o comportamento não linear de componentes inseridos no método numérico usado [12],[20],[22].

O uso de redes neurais na simulação de comportamentos não lineares em circuitos de rádio frequência e microondas está presente na literatura técnica e apresenta resultados satisfatórios [23] – [27]. O uso de redes neurais artificiais permite que o circuito elétrico que modela um componente ativo possa ser considerado como

uma caixa preta, uma vez que basta conhecer as características do sinal de entrada e do sinal de saída do sistema para treinar a rede neural artificial que incorporará tais características sem informações detalhadas sobre a constituição do sistema [25].

1.2 OBJETIVO

A proposta deste trabalho é desenvolver o modelo de um quadripólo e incluí-lo no método FETD apresentado em [14], sem causar instabilidade numérica, e posteriormente usar o método FETD com o modelo do quadripólo incluído para simular a operação de um amplificador de microondas.

Duas situações serão consideradas:

- o quadripólo operando próximo da sua região de polarização. Esta consideração permite a sua modelagem através de um modelo linear e;
- o quadripólo operando até sua saturação. Esta característica requer um modelo que inclua a característica não linear da saturação presente no quadripólo.

Assim, dois modelos serão desenvolvidos neste trabalho para um quadripólo. O primeiro irá caracterizá-lo através de uma matriz de admitâncias. Este modelo simulará a operação do quadripólo próximo da sua região de polarização.

O segundo modelo utilizará os pesos de uma rede neural treinada para responder conforme o comportamento do quadripólo em toda sua faixa de operação. Este modelo contempla a característica não linear do quadripólo.

A vantagem de se modelar a característica não linear através de uma rede neural em relação ao método usualmente adotado de Newton-Raphson é que o tempo de simulação é reduzido por dois motivos: primeiramente não é necessário simular a estabilização das tensões de polarização que duram em torno de 1/3 do tempo total usual de simulação [12], [20] e o segundo motivo é que as iterações para a solução do método de Newton-Raphson em cada passo do tempo do método numérico utilizado deixam de ser necessárias.

Além das vantagens citadas, o método possibilita a modelagem de elementos multiportas sem a necessidade de definir os circuitos equivalentes desses, uma vez que basta ter o conhecimento do comportamento das tensões e correntes nos seus terminais de entrada e saída para treinar uma rede neural.

A validação dos modelos será realizada através de um transistor do tipo MESFET (Transistor de Efeito de Campo Metal - Semicondutor), que para fins de comparação será o mesmo que foi usado em [20].

O método FETD aqui adotado [14] usa a plataforma MATLAB para implementar sua rotina de execução. Os modelos apresentados neste trabalho serão funções, também escritas com a linguagem de programação do MATLAB, que serão usadas na rotina do método FETD.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O capítulo 2 trata da formulação do método FETD a partir da equação vetorial da onda eletromagnética para o campo elétrico. São descritas as definições geométricas para a discretização espacial e os métodos usados para a discretização temporal desta equação, transformando-a em um conjunto de equações numéricas recursivas que formam a base do método FETD. Também são analisadas as condições de contorno concernentes ao método adotado.

No capítulo 3 é desenvolvido o modelo linear do quadripólo a partir do seu circuito equivalente com parâmetros concentrados simulados no *software* EWB.

Matematicamente o quadripólo é representado por uma matriz de admitâncias. A matriz de admitâncias é aproximada por séries de frações parciais que são então incluídas no conjunto de equações recursivas obtidas no capítulo 2 e que formam a base do método FETD.

No capítulo 4 o modelo não linear é formado pela adequação do modelo linear para operar em conjunto com os pesos de uma rede neural artificial.

No capítulo 5 são obtidos os valores numéricos das séries de frações parciais do modelo linear e os pesos da rede neural do modelo não linear. Os resultados da simulação com método o FETD do quadripólo operando desde o seu ponto de polarização até a sua saturação são comparados com a simulação no *software* EWB do circuito equivalente do quadripólo operando em uma linha de transmissão do tipo *microstrip* casada.

A estrutura de um amplificador de microondas é apresentada no capítulo 6. Usando o método FETD são realizadas simulações para a análise da resposta de pequenos sinais e da distorção do amplificador.

As conclusões e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 7.

2 MÉTODO DE ANÁLISE ELETROMAGNÉTICA POR ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

2.1 INTRODUÇÃO

A elaboração do método numérico aqui utilizado teve como ponto de partida a equação vetorial da onda (equação de Helmholtz) para o campo elétrico que descreve o comportamento de uma onda eletromagnética em um meio homogêneo, linear e isotrópico

$$\frac{\partial \epsilon \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \int_{-\infty}^t \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) dt = -\vec{J}. \quad (2.1)$$

O meio no qual a onda eletromagnética se propaga é descrito pela permissividade elétrica ϵ , condutividade σ e pela permeabilidade magnética μ . $\vec{J}(x, y, z, t)$ é a densidade de corrente elétrica conhecida e $\vec{E}(x, y, z, t)$ é o campo elétrico à determinar.

A equação (2.1) é função do espaço e do tempo e para transformá-la em uma equação numérica uma discretização espacial e temporal são realizadas organizando, em seguida, um conjunto de equações matriciais recursivas que formam à base do método numérico de simulação da propagação de ondas eletromagnéticas usado neste trabalho [14] que é a seguir descrito resumidamente por conveniência.

2.2 DEFINIÇÕES GEOMÉTRICAS

A FIGURA 2.1 ilustra os princípios de contorno, de domínio e da malha de discretização espacial para uma estrutura bi-dimensional.

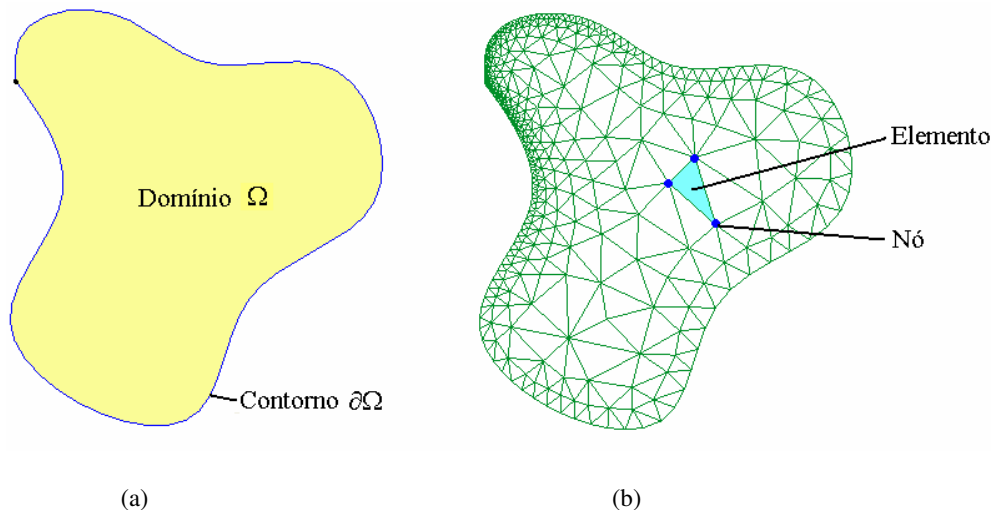


FIGURA 2.6 (a) Princípios de domínio e contorno e (b) da malha de discretização espacial.

A FIGURA 2.1 (a) ilustra um domínio bi-dimensional Ω , que tem seu contorno $\partial\Omega$ delimitado por uma linha. A discretização espacial de um domínio bi-dimensional para a aplicação do método FETD é realizada através da sua divisão por sub-regiões triangulares conforme ilustra a FIGURA 2.1 (b). A TABELA 2.1 mostra as dimensões do domínio e do contorno para estruturas bi e tri-dimensional.

TABELA 2.1 - DIMENSÕES PARA ESTRUTURAS BI E TRI-DIMENSIONAL.

Estrutura / Característica	Bi-dimensional	Tri-dimensional
Contorno $\partial\Omega$	Linha [u.m.*]	Superfície [u.m. ²]
Domínio Ω	Superfície [u.m. ²]	Volume [u.m. ³]

*u.m.: unidade de medida.

A FIGURA 2.2 mostra uma estrutura com domínio tri-dimensional discretizada por tetraedros. As linhas pretas contínuas e as linhas pretas pontilhadas formam as seis faces que constituem o contorno deste domínio.

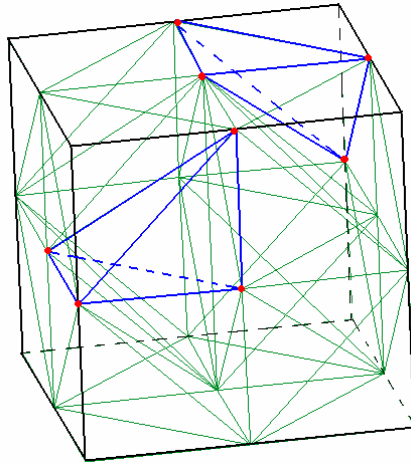


FIGURA 2.7 – Estrutura tri - dimensional discretizada espacialmente.

As linhas azuis destacam dois elementos de discretização tetraédricos, doravante chamados somente de elementos, e os pontos vermelhos são chamados nós e são formados pela intersecção das arestas de cada um destes elementos. A FIGURA 2.3 mostra os detalhes constituintes de um elemento.

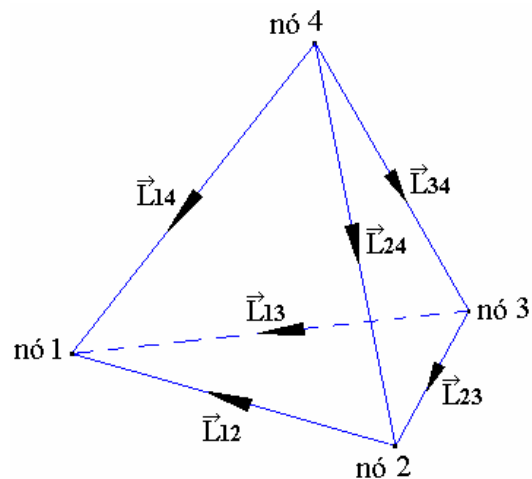


FIGURA 2.8 – Elemento tetraédrico vetorial.

Um elemento é formado por quatro nós e seis arestas. Os índices de cada uma das arestas são formados pelos números dos nós que as definem. Convencionou-se o

sentido das arestas indo do nó que tem a numeração maior ao nó de menor numeração:

\vec{L}_{12} , \vec{L}_{13} , \vec{L}_{14} , \vec{L}_{23} , \vec{L}_{24} e \vec{L}_{34} .

Dentro de um elemento o campo elétrico pode ser aproximado pela seguinte função de aresta vetorial solenoidal e linear [15] que também é chamada de Função de Whitney

$$\vec{E} = -\sum_{ij} v_{ij} (\lambda_i \nabla \lambda_j - \lambda_j \nabla \lambda_i), \quad (2.2)$$

sendo $i, j = 1, \dots, 4$ com $i < j$ e v_{ij} a diferença de potencial ao longo da aresta definida pelos pontos ij . λ_i e λ_j são coordenadas internas do elemento, também chamadas de coordenadas baricêntricas ou locais e relacionam um ponto no interior do elemento às coordenadas cartesianas, que neste contexto são chamadas de coordenadas globais, sobre as quais se constrói virtualmente o objeto de estudo. A FIGURA 2.4 mostra o princípio de funcionamento das coordenadas locais.

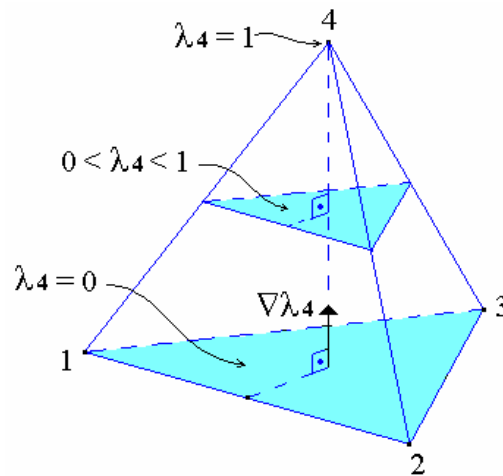


FIGURA 2.9 – Coordenadas locais do elemento de discretização.

A coordenada local λ_i tem seu valor determinado pela distância relativa entre uma superfície paralela a superfície que é normal ao gradiente $\nabla \lambda_i$ e o ponto não pertencente à esta superfície. Observando a FIGURA 2.4 vemos que λ_4 vale 1 quando

a superfície tende ao ponto 4 e zero quando a superfície assume a maior distância possível do ponto 4.

$\nabla\lambda_i$ e $\nabla\lambda_j$ são os gradientes das coordenadas locais λ_i e λ_j , respectivamente, os quais são vetores constantes e perpendiculares às faces do tetraedro opostas aos nós i e j , respectivamente.

2.3 DISCRETIZAÇÃO ESPACIAL

A discretização espacial é realizada através do método de Galerkin [10] que consiste em

- i*) multiplicar a equação a ser discretizada por N funções de teste \vec{W}_m , $m = 1, \dots, N$;
- ii*) integrar sobre o domínio Ω e;
- iii*) aplicar a equação (2.2) para formar um sistema de N equações e N incógnitas.

Aplicando as etapas *i* e *ii* na equação (2.1) obtém-se

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_{\Omega} \epsilon \vec{E} \cdot \vec{W}_m d\Omega + \int_{\Omega} \sigma \vec{E} \cdot \vec{W}_m d\Omega + \int_{-\infty}^t \int_{\Omega} \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) \cdot \vec{W}_m d\Omega dt = - \int_{\Omega} \vec{J} \cdot \vec{W}_m d\Omega. \quad (2.3)$$

Usando-se a primeira identidade vetorial de Green

$$\int_{\Omega} \nabla \times \vec{A} \cdot \vec{B} d\Omega = - \oint_{\partial\Omega} \vec{B} \cdot \vec{A} \times \hat{n} d\partial\Omega + \int_{\Omega} \nabla \times \vec{B} \cdot \vec{A} d\Omega, \quad (2.4)$$

sendo \hat{n} um versor normal ao contorno $\partial\Omega$, é possível reescrever o terceiro termo do lado esquerdo de (2.3), como

$$\int_{\Omega} \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) \cdot \vec{W}_m d\Omega = - \oint_{\partial\Omega} \vec{W}_m \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) \times \hat{n} d\partial\Omega + \int_{\Omega} \nabla \times \vec{W}_m \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) d\Omega. \quad (2.5)$$

A Lei de Faraday

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (2.6)$$

permite expressar o termo que contém uma integral de linha na equação (2.5) como

$$- \oint_{\partial\Omega} \vec{W}_m \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) \times \hat{n} d\partial\Omega = \frac{\partial}{\partial t} \oint_{\partial\Omega} \vec{W}_m \cdot \vec{H} \times \hat{n} d\partial\Omega., \quad (2.7)$$

para então inserir a condição de contorno

$$\vec{H} = \frac{\hat{n} \times \vec{E}}{\Omega_c}, \quad (2.8)$$

e reescrever o integrando do lado direito da equação (2.7), através do produto misto, como

$$\vec{W}_m \cdot \vec{H} \times \hat{n} = \vec{W}_m \cdot \left(\frac{\hat{n} \times \vec{E}}{\Omega_c} \right) \times \hat{n} = \frac{1}{\Omega_c} (\hat{n} \times \vec{E}) \cdot \hat{n} \times \vec{W}_m. \quad (2.9)$$

Com as equações (2.5), (2.7) e (2.9) é possível adequar a equação (2.3) para a aplicação das condições de contorno em função de Ω_c

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \int_{\Omega} \varepsilon \vec{E} \cdot \vec{W}_m d\Omega + \int_{\Omega} \sigma \vec{E} \cdot \vec{W}_m d\Omega + \oint_{\partial\Omega} \frac{1}{\Omega_C} (\hat{n} \times \vec{E}) \cdot (\hat{n} \times \vec{W}_m) d\partial\Omega + \\ + \int_{-\infty}^t \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \cdot \nabla \times \vec{W}_m d\Omega dt = - \int_{\Omega} \vec{J} \cdot \vec{W}_m d\Omega. \end{aligned} \quad (2.10)$$

O campo elétrico \vec{E} na equação (2.10) é então aproximado pela combinação linear de funções iguais às funções de teste

$$\vec{E} = - \sum_{n=1}^N v_n \vec{W}_n, \quad (2.11)$$

sendo

$$\vec{W}_n = \lambda_i \nabla \lambda_j - \lambda_j \nabla \lambda_i, \quad (2.12)$$

onde n é um índice que corresponde a uma numeração global de todas as N arestas da malha de discretização espacial do domínio. A etapa *iii* do método de Galerkin aplica a equação (2.11) na equação (2.10) para formar o seguinte sistema de N equações e N incógnitas

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \int_{\Omega} \varepsilon v_n \vec{W}_n \cdot \vec{W}_m d\Omega + \int_{\Omega} \sigma v_n \vec{W}_n \cdot \vec{W}_m d\Omega + \oint_{\partial\Omega} \frac{1}{\Omega_C} (\hat{n} \times v_n \vec{W}_n) \cdot (\hat{n} \times \vec{W}_m) d\partial\Omega + \\ + \int_{-\infty}^t \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} \nabla \times v_n \vec{W}_n \cdot \nabla \times \vec{W}_m d\Omega dt = - \int_{\Omega} \vec{J} \cdot \vec{W}_m d\Omega. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Sendo que as funções de teste \vec{W}_m , $m = 1, \dots, N$ geram N equações e $v_n \vec{W}_n$, $n = 1, \dots, N$ correspondem as N incógnitas do sistema.

2.4 EQUAÇÃO MATRICIAL DA ONDA

A equação matricial (2.13) é escrita sucintamente como

$$\frac{d}{dt}Cv + Gv + \int_{-\infty}^t Kvd t = i. \quad (2.14)$$

A equação (2.14) representa a equação (2.1) discretizada no espaço. A derivada do primeiro termo da equação (2.1) deixa de ser parcial na equação (2.14) uma vez que v é uma função apenas do tempo. Por simplicidade os índices n na equação (2.14) foram ocultados. C , G e K são matrizes expressas por

$$C = \int_{\Omega} \epsilon \bar{W}_n \cdot \bar{W}_m d\Omega, \quad (2.15)$$

$$G = \int_{\Omega} \sigma \bar{W}_n \cdot \bar{W}_m d\Omega + \oint_{\partial\Omega} \frac{1}{\Omega_C} (\hat{n} \times \bar{W}_n) \cdot (\hat{n} \times \bar{W}_m) d\partial\Omega \text{ e} \quad (2.16)$$

$$K = \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{W}_n \cdot \nabla \times \bar{W}_m d\Omega. \quad (2.17)$$

As matrizes C , G e K possuem dimensões de capacitância, condutância e relutância magnética, respectivamente. A equação global da onda eletromagnética é formada pela superposição dos elementos de cada uma destas matrizes que possuem todas as arestas da malha de discretização submetidas a um procedimento de enumeração global [16].

A TABELA 2.2 demonstra os valores de Ω_C para diferentes condições de contorno aplicadas aos materiais constituintes da estrutura simulada.

TABELA 2.2 – CONDIÇÕES DE CONTORNO

Material Condição	PEC (Perfect Electric Conductor)	PMC (Perfect Magnetic Conductor)	ABC (Absorbing Boundary Condition)	RBC (Resistive Boundary Condition)
Ω_c	0	∞	$\sqrt{\mu/\epsilon}$	R_s

Na condição de contorno resistiva Ω_c é a resistência superficial R_s do contorno para um domínio tri-dimensional e é a resistência linear para um domínio bi-dimensional.

2.5 DISCRETIZAÇÃO TEMPORAL

A discretização temporal é obtida em três etapas. Primeiramente a equação (2.14) é reescrita no domínio da frequência complexa s . Posteriormente utiliza-se a transformação bi-linear passando-a para o domínio z . Finalmente, através da propriedade do deslocamento obtém-se a transformada z inversa que resulta na equação no domínio do tempo discreto.

No domínio da frequência complexa s , considerando que as condições iniciais são nulas, a equação (2.14) assume a seguinte forma

$$sCv + Gv + \frac{1}{s}Kv = i. \quad (2.18)$$

A fim de eliminar respostas espúrias de baixa frequência admitidas por (2.18) utiliza-se a mudança de variável

$$v = sw, \quad (2.19)$$

como demonstrado em [14], obtendo-se a equação

$$s^2 Cw + sGw + Kw = i. \quad (2.20)$$

A transformação bi-linear [17]

$$s = \frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.21)$$

faz o mapeamento do domínio s para o domínio z , sendo Δt o passo do tempo discreto.

A aplicação da equação (2.21) na equação (2.20) resulta em

$$\left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)^2 Cw + \left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) Gw + Kw = i. \quad (2.22)$$

A vantagem de se aplicar a transformação bi-linear consiste no fato de que a estabilidade do sistema fica inalterada, ou seja, se (2.20) é estável então (2.22) também será [17]. Além disso, este resultado é equivalente à aplicação do método de Newmark – Beta com $\beta = 1/4$ que tem a característica de ser incondicionalmente estável [10], porém válido apenas para equações diferenciais temporais de segunda ordem. Reorganizando (2.22) em função das variáveis dependentes do tempo w e i obtém-se

$$C(4w - 8wz^{-1} + 4wz^{-2}) + G(2\Delta tw - 2\Delta twz^{-2}) + K(\Delta t^2 w + 2\Delta t^2 wz^{-1} + \Delta t^2 wz^{-2}) = i\Delta t^2 + 2\Delta t^2 iz^{-1} + \Delta t^2 iz^{-2}, \quad (2.23)$$

que, por sua vez, permite encontrar a transformada z inversa através da propriedade do deslocamento [17]

$$z^{-p} w \Leftrightarrow w^{n-p+1}, \quad (2.24)$$

sendo $-p$ o expoente da variável z e o índice $n-p+1$ o instante de tempo $t = (n-p+1) \Delta t$.

O termo +1 no índice foi acrescentado para trabalhar apenas com os índices $n+1$, n e $n-1$ nas equações que seguem. A equação no domínio do tempo discreto é

$$\begin{aligned} \frac{C}{\Delta t^2} (w^{n+1} - 2w^n + w^{n-1}) + \frac{G}{2\Delta t} (w^{n+1} - w^{n-1}) + \\ + \frac{K}{4} (w^{n+1} + 2w^n + w^{n-1}) = \frac{1}{4} (i^{n+1} + 2i^n + i^{n-1}). \end{aligned} \quad (2.25)$$

A equação (2.25) pode ser simplificada através das variáveis auxiliares

$$v = sw \quad \text{e} \quad (2.26)$$

$$u = sv, \quad (2.27)$$

que, no domínio do tempo discreto assumem a forma

$$v^{n+1/2} = \frac{w^{n+1} - w^n}{\Delta t} \quad \text{e} \quad (2.28)$$

$$u^n = \frac{v^{n+1/2} - v^{n-1/2}}{\Delta t}. \quad (2.29)$$

Assim é possível reescrever a equação (2.25) como:

$$Cu^n + G \left(\frac{\Delta t}{2} u^n + v^{n-1/2} \right) + K \left(w^n + \frac{\Delta t^2}{4} u^n \right) = \frac{1}{4} (i^{n+1} + 2i^n + i^{n-1}). \quad (2.30)$$

Como a corrente de excitação é conhecida e varia suavemente com o tempo a aproximação abaixo foi realizada por simplicidade na equação (2.30).

$$\frac{1}{4} (i^{n+1} + 2i^n + i^{n-1}) \approx i^n, \quad (2.31)$$

Finalmente o seguinte conjunto de equações recursivas é obtido agrupando os termos que multiplicam a variável u^n na equação (2.30) e juntando-a as equações (2.28) e (2.29) que juntas formam o conjunto de equações numéricas recursivas que descrevem a propagação eletromagnética no método FETD proposto em [14]

$$\left(C + \frac{\Delta t}{2} G + \frac{\Delta t^2}{4} K \right) u^n = i^n - G v^{n-1/2} - K w^n, \quad (2.32)$$

$$v^{n+1/2} = v^{n-1/2} + \Delta t u^n \text{ e} \quad (2.33)$$

$$w^{n+1} = w^n + \Delta t v^{n+1/2}. \quad (2.34)$$

A FIGURA 2.5 ilustra a forma de funcionamento das equações (2.32), (2.33) e (2.34).

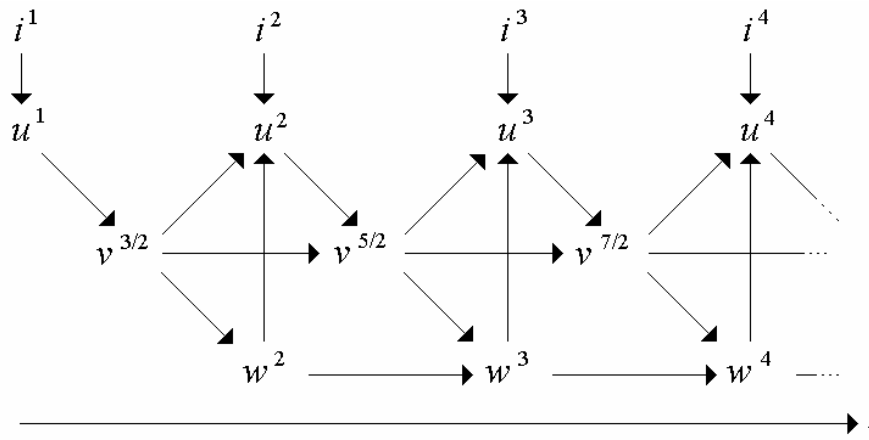


FIGURA 2.10 – Dinâmica do cálculo das variáveis das equações (2.32), (2.33) e (2.34)

Os valores iniciais das variáveis $v^{n-1/2}$ e w^n são nulos e i^n é o vetor coluna corrente de excitação conhecido. A variável u^n é calculada usando o método do gradiente conjugado com pré-condicionador diagonal [18] para resolver a equação (2.32) a cada passo no tempo e obter o valor da variável u^n . Com u^n obtém-se o valor

de $v^{n+1/2}$ através da equação (2.33), e com este resultado calcula-se w^{n+1} através da equação (2.34), retornando para a equação (2.32) e repetindo o processo.

A resposta à corrente de excitação são as diferenças de potencial v ao longo das arestas dos elementos de discretização calculadas e atualizadas pela equação (2.33).

2.6 PARÂMETROS DE DISCRETIZAÇÃO

Na formação da malha de discretização espacial por tetraedros são respeitados os critérios de dispersão e estabilidade numérica do método descrito em [19]. O princípio básico na determinação das dimensões do tetraedro é que ele seja bem menor do que o menor comprimento de onda eletromagnética sob observação. Os resultados numéricos de [19] estabelecem um critério para se respeitar o limite de dispersão numérica que obedece a seguinte equação

$$L_m = \frac{c}{10 \cdot f_{m\acute{a}x} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.35)$$

onde $f_{m\acute{a}x}$ é a frequência máxima do sinal de excitação, o L_m é o tamanho médio das arestas da malha de discretização e c a velocidade da luz no vácuo. O passo no tempo foi normalizado de acordo com [14] por

$$\bar{s} = \frac{\Delta t}{L_{\min} \sqrt{\mu \epsilon}}, \quad (2.36)$$

sendo L_{\min} o comprimento da menor aresta da malha de discretização espacial.

3 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM MESFET

O quadripólo sobre o qual foram desenvolvidos os modelos matemáticos apresentados neste trabalho, para inclusão no método FETD, é um transistor do tipo MESFET. A FIGURA 3.2 mostra a estrutura física idealizada de um MESFET e seu circuito equivalente para operações em rádio frequências [28]

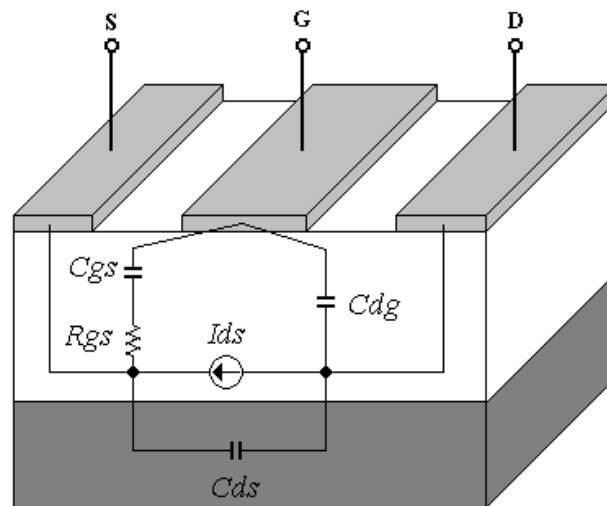


FIGURA 3.1 (a) - Circuito equivalente sobreposto à uma estrutura do MESFET.

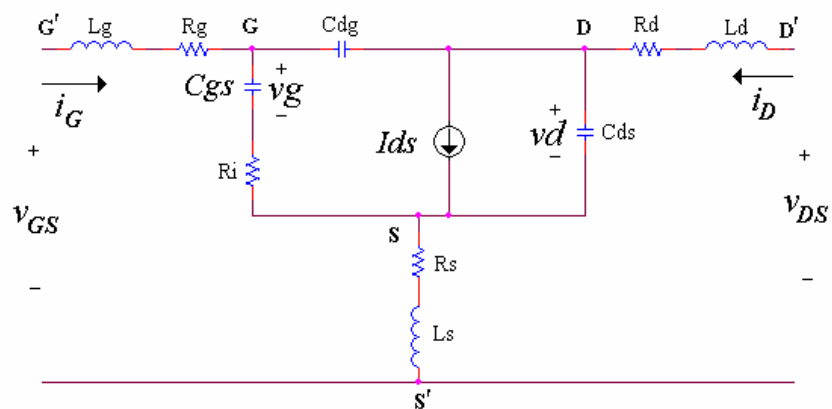


FIGURA 3.1 (b) - Circuito equivalente de um MESFET

sendo v_{GS} a diferença de potencial presente entre os terminais do circuito equivalente do *gate* e da fonte e i_G a corrente no *gate*. v_{DS} é a diferença de potencial presente entre

os terminais do dreno e da fonte e i_D é corrente do dreno. R_g , R_d , R_s e L_g , L_d , L_s representam as resistências e as indutâncias, respectivamente, dos condutores internos que conectam os terminais S, G e D do MESFET da FIGURA 3.1(a) aos bornes externos do encapsulamento representados por S', G' e D'. C_{gs} é a capacitância entre os terminais do *gate* e da fonte, C_{dg} a capacitância entre os terminais do *gate* e do dreno e C_{ds} a capacitância entre os terminais do dreno e da fonte. $R_{gs} = R_i$ é a resistência entre os terminais do *gate* e do dreno do MESFET e I_{ds} é uma fonte de corrente controlada por tensão.

3.1 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO MESFET PARA O MÉTODO FETD

A modelagem aqui apresentada para um MESFET funcionando próximo do seu ponto de operação foi realizada por uma matriz de admitâncias, ou matriz de parâmetros Y , no domínio da frequência complexa $s = j2\pi f$ dada por

$$\hat{Y}(s) = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{11}(s) & \hat{Y}_{12}(s) \\ \hat{Y}_{21}(s) & \hat{Y}_{22}(s) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

que relaciona as correntes i_G e i_D às diferenças de potencial v_{GS} e v_{DS} presentes nos terminais do circuito equivalente do MESFET mostrado na FIGURA 3.1 (b) por

$$\begin{bmatrix} i_G(s) \\ i_D(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{11}(s) & \hat{Y}_{12}(s) \\ \hat{Y}_{21}(s) & \hat{Y}_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GS}(s) \\ v_{DS}(s) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Para obter as correntes e tensões presentes na equação (3.2) foi considerado o funcionamento do MESFET em uma linha de transmissão casada e com impedância característica de 50Ω . A FIGURA 3.2 ilustra o circuito equivalente do MESFET com seus terminais conectados nas linhas de transmissão nas condições citadas.

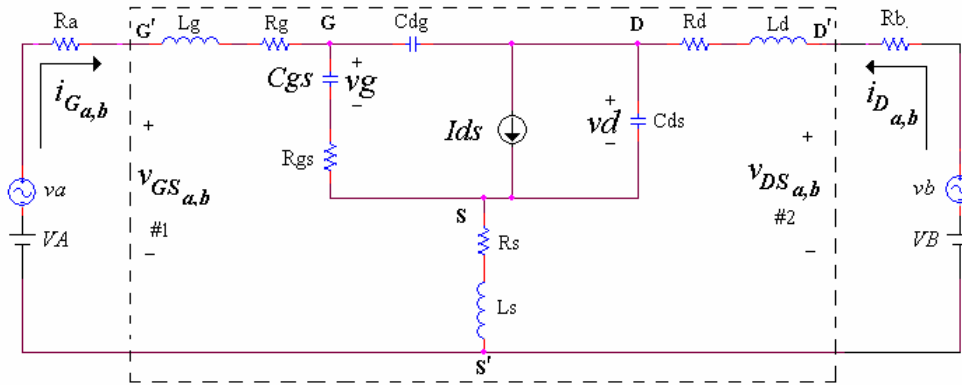


FIGURA 3.2 – Circuito equivalente do MESFET operando em linha de transmissão.

R_a e R_b são as resistências que representam a linha de transmissão casada. V_A e V_B são fontes de tensão contínuas usadas na polarização do circuito equivalente do MESFET, destacado pela linha pontilhada na FIGURA 3.2. As correntes i_{G_a} e i_{D_a} e as diferenças de potencial v_{GS_a} e v_{DS_a} são observadas quando o sinal de excitação aplicado é v_a , com $v_b = 0$ e as correntes i_{G_b} e i_{D_b} e as diferenças de potencial v_{GS_b} e v_{DS_b} são observadas quando o sinal de excitação aplicado é v_b , com $v_a = 0$. No domínio do tempo essas correntes são calculadas por

$$i_{G_a} = \frac{v_A - v_{GS_a}}{R_a} \Big|_{v_b=0}, \quad (3.3)$$

$$i_{D_a} = \frac{-v_{DS_a}}{R_b} \Big|_{v_b=0}, \quad (3.4)$$

$$i_{G_b} = \frac{-v_{GS_b}}{R_a} \Big|_{v_a=0} \quad \text{e} \quad (3.5)$$

$$i_{D_b} = \frac{v_B - v_{DS_b}}{R_b} \Big|_{v_a=0}. \quad (3.6)$$

Sendo $v_{A,B} = v_{a,b} + V_{A,B}$ o sinal de excitação mais a diferença de potencias das fontes de polarização do MESFET.

Usando a transformada de Laplace passam-se as correntes i_{Ga} , i_{Da} , i_{Gb} e i_{Db} e as diferenças de potencial v_{GSa} , v_{DSa} , v_{GSb} e v_{DSb} para o domínio da frequência complexa s que, como na equação (3.2), são relacionadas pela matriz de admitâncias conforme

$$\begin{bmatrix} i_{Ga}(s) & i_{Gb}(s) \\ i_{Da}(s) & i_{Db}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{11}(s) & \hat{Y}_{12}(s) \\ \hat{Y}_{21}(s) & \hat{Y}_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GSa}(s) & v_{GSb}(s) \\ v_{DSa}(s) & v_{DSb}(s) \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

sendo a matriz de admitâncias calculada através da solução do seguinte sistema

$$\begin{bmatrix} \hat{Y}_{11}(s) & \hat{Y}_{12}(s) \\ \hat{Y}_{21}(s) & \hat{Y}_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Ga}(s) & i_{Gb}(s) \\ i_{Da}(s) & i_{Db}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GSa}(s) & v_{GSb}(s) \\ v_{DSa}(s) & v_{DSb}(s) \end{bmatrix}^{-1}. \quad (3.8)$$

A matriz de admitâncias obtida faz a modelagem do MESFET trabalhando próximo ao seu ponto de operação.

3.1.2 Aproximação da Matriz de Admitâncias por Frações Parciais

Cada elemento da matriz de admitâncias calculadas pela equação (3.8) pode ser aproximado pelo quociente de dois polinômios de grau N em s conforme

$$\hat{Y}(s_m) \approx Y(s_m) = \frac{b_0 + b_1 s_m^1 + b_2 s_m^2 + \dots + b_N s_m^N}{1 + a_1 s_m^1 + a_2 s_m^2 + \dots + a_N s_m^N}, \quad (3.9)$$

sendo $m = 1, \dots, M$, os M pontos de frequência observados na banda de frequência de operação do MESFET.

Este modo de aproximação dos elementos da matriz de admitâncias insere redundâncias no sistema computacional, uma vez que cada elemento desta matriz está relacionado aos outros três elementos. Tais redundâncias são eliminadas usando quatro

funções racionais com um denominador comum [21] para realizar a aproximação dos elementos da matriz de admitâncias por

$$\hat{Y}_{11}(s_m) \approx Y_{11}(s_m) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k^{11} s_m^k}{1 + \sum_{k=1}^N a_k s_m^k}, \quad (3.10)$$

$$\hat{Y}_{12}(s_m) \approx Y_{12}(s_m) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k^{12} s_m^k}{1 + \sum_{k=1}^N a_k s_m^k}, \quad (3.11)$$

$$\hat{Y}_{21}(s_m) \approx Y_{21}(s_m) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k^{21} s_m^k}{1 + \sum_{k=1}^N a_k s_m^k}, \quad (3.12)$$

$$\hat{Y}_{22}(s_m) \approx Y_{22}(s_m) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k^{22} s_m^k}{1 + \sum_{k=1}^N a_k s_m^k}, \quad (3.13)$$

sendo a_k , b_k^{11} , b_k^{12} , b_k^{21} e b_k^{22} os coeficientes dos polinômios de grau $N < M$.

As equações (3.10) à (3.13) podem ser escritas resumidamente na forma

$$Y_{ij}(s_m) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k^{ij} s_m^k}{1 + \sum_{k=1}^N a_k s_m^k}, \quad (3.14)$$

sendo $ij = 11, 12, 21$ e 22 . A partir da equação (3.14) é possível escrever o seguinte sistema de equações

$$\begin{aligned}
Y_{ij}(s_1) &= \sum_{k=0}^N b_k^{ij} s_1^k - Y_{ij}(s_1) \sum_{k=1}^N a_k s_1^k \\
&\vdots \\
Y_{ij}(s_m) &= \sum_{k=0}^N b_k^{ij} s_m^k - Y_{ij}(s_m) \sum_{k=1}^N a_k s_m^k \\
&\vdots \\
Y_{ij}(s_M) &= \sum_{k=0}^N b_k^{ij} s_M^k - Y_{ij}(s_M) \sum_{k=1}^N a_k s_M^k,
\end{aligned} \tag{3.15}$$

que pode ser escrito na forma matricial

$$\begin{bmatrix} \bar{Y}_{11}(s_m) \\ \bar{Y}_{12}(s_m) \\ \bar{Y}_{21}(s_m) \\ \bar{Y}_{22}(s_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_r & \bar{0} & \bar{0} & \bar{0} & -\bar{Y}_{11}(s_m)\bar{H} \\ \bar{0} & \bar{V}_r & \bar{0} & \bar{0} & -\bar{Y}_{12}(s_m)\bar{H} \\ \bar{0} & \bar{0} & \bar{V}_r & \bar{0} & -\bar{Y}_{21}(s_m)\bar{H} \\ \bar{0} & \bar{0} & \bar{0} & \bar{V}_r & -\bar{Y}_{22}(s_m)\bar{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{b}^{11} \\ \bar{b}^{12} \\ \bar{b}^{21} \\ \bar{b}^{22} \\ \bar{a} \end{bmatrix}, \tag{3.16}$$

sendo $\bar{H} = \sum_{k=1}^N s_m^k$, $\bar{b}^{ij} = [b_0^{ij} \ b_1^{ij} \ \dots \ b_N^{ij}]^T$, $\bar{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]^T$ e

$\bar{Y}_{ij}(s_m) = [Y_{ij}(s_1) \ \dots \ Y_{ij}(s_M)]^T$. \bar{V}_r é uma matriz do tipo Vandermonde definida como

$$\bar{V}_r = \begin{bmatrix} 1 & s_1 & s_1^2 & \dots & s_1^N \\ 1 & s_2 & s_2^2 & \dots & s_2^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & s_M & s_M^2 & \dots & s_M^N \end{bmatrix}. \tag{3.17}$$

O cálculo dos coeficientes \bar{b}_k^{ij} e \bar{a}_k foram obtidos a partir da solução do sistema de equações (3.16). A fim de obter coeficientes puramente reais, cada linha da equação (3.16) é convertida em duas ao igualar as partes reais e as partes imaginárias separadamente.

Os coeficientes obtidos são então aplicados nas equações (3.10) à (3.13) para reduzi-las a séries de frações parciais, resultando na forma

$$Y_{ij}(s_m) = G^{ij} + \sum_{p=1}^N \frac{R_p^{ij}}{s_m - q_p}, \quad (3.18)$$

onde R_p^{ij} e q_p são os resíduos e os pólos, respectivamente e G^{ij} um termo constante, equivalente a uma condutância pura, independente da frequência complexa s .

A separação da equação (3.16) em partes reais e imaginárias tem como consequência a obtenção de pólos e resíduos puramente reais ou pares complexos conjugados.

3.2 INCLUSÃO DO MODELO LINEAR DO MESFET NO MÉTODO FETD

A inclusão do modelo matemático do MESFET no método FETD é feita a partir da equação discretizada no espaço (2.18), com a adição das correntes presentes nas portas do MESFET

$$\left(sC + G + \frac{1}{s}K \right) v + i_t = i_e, \quad (3.19)$$

onde i_e é a corrente de excitação e i_t são as correntes i_G e i_D do circuito equivalente do MESFET. O modelo matemático do MESFET, equação (3.18), é inserido diretamente na equação (3.19), resultando em

$$\left(sC + G + Y + \frac{1}{s}K \right) v = i_e, \quad (3.20)$$

uma vez que o MESFET é modelado pela relação linear $i_t = Yv$. A condutância G^{ij} da equação (3.18) é adicionada à matriz G da equação (3.19) e as frações parciais que contém os pólos e resíduos da equação (3.18) são consideradas como variáveis auxiliares que assumem a forma de

$$(s - q_p) i_p = R_p v \quad (3.21)$$

sendo i_p as correntes sobre a influência dos N pólos e resíduos do modelo do MESFET.

Com esta nova equação auxiliar a equação (3.20) é reescrita como um novo sistema de equações

$$(s^2 C + sG + K + R)w = i_e - \sum_{p=1}^N i_p + R w \quad (3.22)$$

$$(s - q_p) i_p = s R_p w \quad (3.23)$$

sendo $R = \sum_{p=1}^N R_p$.

3.2.1 Discretização Temporal

A discretização temporal é realizada conforme o procedimento descrito na seção 2.6. A aplicação da transformada bi-linear, equação (2.21), na equação (3.23) resulta em

$$\left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} - q_p \right) i_p = \frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} R_p w \quad (3.24)$$

que tem seus termos reorganizados em função das variáveis dependentes do tempo w e i_p

$$2i_p - 2i_p z^{-1} - \Delta t q_p i_p - \Delta t q_p i_p z^{-1} = 2R_p w - 2R_p w z^{-1}. \quad (3.25)$$

A transformada z inversa é obtida através da propriedade do deslocamento, equação (2.24), que fornece

$$2i_p^{n+1} - 2i_p^n - \Delta t q_p i_p^{n+1} - \Delta t q_p i_p^n = 2R_p w^{n+1} - 2R_p w^n. \quad (3.26)$$

O termo i_p^{n+1} é isolado para obter sua equação de atualização

$$i_p^{n+1} = \frac{2 + \Delta t q_p}{2 - \Delta t q_p} i_p^n + \frac{2R_p}{2 - \Delta t q_p} (w^{n+1} - w^n). \quad (3.27)$$

O termo $(w^{n+1} - w^n)$ é substituído, segundo a equação (2.28), por $\Delta t v^{n+1/2}$, obtendo

$$i_p^{n+1} = \frac{2 + \Delta t q_p}{2 - \Delta t q_p} i_p^n + \frac{2}{2 - \Delta t q_p} R_p \Delta t v^{n+1/2}. \quad (3.28)$$

A equação acima representa a corrente elétrica i_p^{n+1} em função dos pólos e resíduos do modelo linear do MESFET. A discretização da equação (3.22) segue os mesmos princípios de discretização temporal da equação (3.23), que ao aplicar a transformação bi-linear resulta em

$$\left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)^2 Cw + \left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) Gw + (K + R)w = i_e - \sum_{p=1}^N i_p + Rw \quad (3.29)$$

O mesmo tipo de aproximação usado na equação (2.30) foi aplicada aos termos do membro direito da equação (3.29) conforme

$$\frac{1}{4} (i_e^{n+1} + 2i_e^n + i_e^{n-1}) \approx i_e^n, \quad (3.30)$$

$$\frac{1}{4} \left(\sum_{p=1}^N i_p^{n+1} + 2 \sum_{p=1}^N i_p^n + \sum_{p=1}^N i_p^{n-1} \right) \approx \sum_{p=1}^N i_p^n \quad e \quad (3.31)$$

$$\frac{1}{4}(w^{n+1} + 2w^n + w^{n-1}) \approx w^n. \quad (3.32)$$

A aproximação da equação (3.30) é realizada por simplicidade. Já a aproximação da equação (3.31) permite o desacoplamento entre as equações (3.28) e (3.29) enquanto a simplificação realizada pela equação (3.32) permite o desacoplamento entre as equações (3.29) e (2.29). Com as aproximações acima, aplicando a transformada inversa z na equação (3.29) e agrupando à ela as equações (2.28), (2.29) e (3.29) forma-se o seguinte conjunto de equações recursivas

$$\left[C + \frac{\Delta t}{2}G + \frac{\Delta t^2}{4}(K + R) \right] u^n = i_e^n - \sum_{p=1}^N i_p^n - Gv^{n-1/2} - Kw^n, \quad (3.33)$$

$$v^{n+1/2} = v^{n-1/2} + \Delta t u^n, \quad (3.34)$$

$$w^{n+1} = w^n + \Delta t v^{n+1/2} \text{ e} \quad (3.35)$$

$$i_p^{n+1} = \frac{2 + \Delta t q_p}{2 - \Delta t q_p} i_p^n + \frac{2}{2 - \Delta t q_p} R_p \Delta t v^{n+1/2}. \quad (3.36)$$

Este conjunto de equações corresponde à inclusão do modelo linear do MESFET, equação (3.18), no método FETD expresso pelo conjunto de equações recursivas (2.32), (2.33) e (2.34). Os valores iniciais das variáveis $v^{n-1/2}$, w^n e i_p^n , na equação (3.33), são considerados nulos. Aqui também usa-se o método do gradiente conjugado com pré-condicionador diagonal [18] para resolver a equação (3.33) a cada passo no tempo e obter o valor da variável u^n . Com u^n obtém-se o valor de $v^{n+1/2}$ através da equação (3.34), e com este resultado calcula-se w^{n+1} e i_p^{n+1} , através das equações (3.35) e (3.36), respectivamente, retornando para a equação (3.33) e reiniciando o processo.

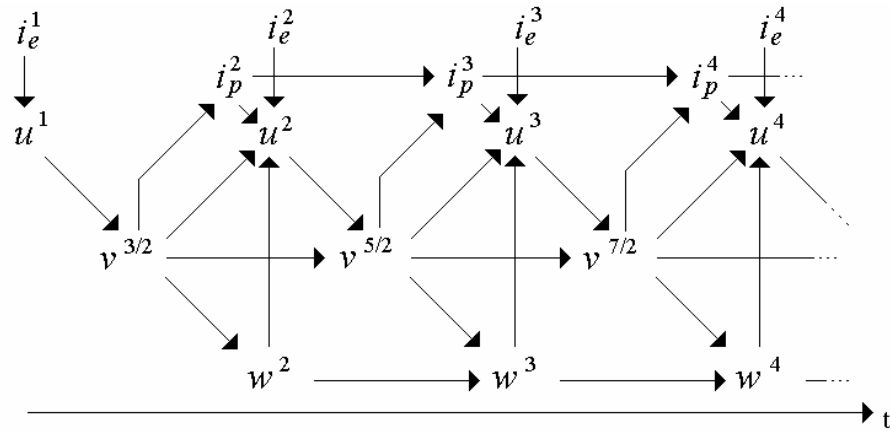


FIGURA 3.3 – Dinâmica do cálculo das variáveis das equações (3.33) à (3.36).

A resposta à corrente elétrica de excitação i_e e às correntes devido ao modelo linear do MESFET i_p são as diferenças de potencial v ao longo das arestas da malha de discretização calculadas e atualizadas pela equação (3.34). A FIGURA 3.3 ilustra a dinâmica de funcionamento das equações (3.33), (3.34), (3.35) e (3.36).

4 MODELO DE GRANDES SINAIS DO MESFET PARA O MÉTODO FETD

Inicialmente tentou-se modelar o comportamento não linear do MESFET através de uma rede neural artificial com realimentação devido a sua capacidade de aprender a resposta dinâmica de circuitos não lineares de microondas [27]. A rede neural usada foi a de Elman [29], porém esta rede apresentou instabilidade dependente do passo do tempo discreto ao incluir-se seus pesos no método FETD e foi descartada como ferramenta para a criação do modelo matemático do MESFET.

O modelo matemático não linear do MESFET proposto neste trabalho usa uma rede neural artificial do tipo *feedforward* [29] e foi desenvolvido em conjunto com o modelo apresentado no capítulo anterior que tem sua saída conectada aos pesos dessa rede neural treinada para simular a característica não linear do MESFET.

4.1 ADEQUAÇÃO DO MODELO LINEAR

Como os pesos da rede neural artificial utilizada são números reais, foi necessário separar os termos da equação (3.36) em partes reais e imaginárias resultando na forma

$$j_p^{n+1} = \Theta j_p^n + \Delta t(\Theta + \Phi)\Gamma v^{n+1/2} \quad (4.1)$$

onde j_p são as componentes de correntes elétricas geradas pelos pólos e resíduos separados em parte real e imaginária. Φ é uma matriz identidade $2N \times 2N$ e as matrizes Θ e Γ possuem os seguintes elementos

$$\Theta = \begin{bmatrix} \text{Re}(\alpha_1) & -\text{Im}(\alpha_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \text{Im}(\alpha_1) & \text{Re}(\alpha_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \text{Re}(\alpha_3) & -\text{Im}(\alpha_3) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \text{Im}(\alpha_3) & \text{Re}(\alpha_3) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Re}(\alpha_1) & -\text{Im}(\alpha_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Im}(\alpha_1) & \text{Re}(\alpha_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Re}(\alpha_3) & -\text{Im}(\alpha_3) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Im}(\alpha_3) & \text{Re}(\alpha_3) \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \text{Re}(R_1^{11}) & \text{Re}(R_1^{12}) \\ \text{Im}(R_1^{11}) & \text{Im}(R_1^{12}) \\ \text{Re}(R_3^{11}) & \text{Re}(R_3^{12}) \\ \text{Im}(R_3^{11}) & \text{Im}(R_3^{12}) \\ \text{Re}(R_1^{21}) & \text{Re}(R_1^{22}) \\ \text{Im}(R_1^{21}) & \text{Im}(R_1^{22}) \\ \text{Re}(R_3^{21}) & \text{Re}(R_3^{22}) \\ \text{Im}(R_3^{21}) & \text{Im}(R_3^{22}) \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

e, na equação (4.2)

$$\alpha_{1,3} = \frac{2 + p_{1,3}\Delta t}{2 - p_{1,3}\Delta t}, \quad (4.4)$$

sendo $p_{1,3}$ o primeiro e terceiro pólo da aproximação por frações parciais. O segundo e o quarto pólos são os complexos conjugados desses, respectivamente. R_1 e R_3 são os primeiro e terceiro resíduos das frações parciais, sendo o segundo e o quarto resíduos seus complexos conjugados.

Os dados usados para formar o conjunto de treinamento da rede neural artificial foram obtidos a partir de simulações com o *software* EWB do circuito equivalente do MESFET operando em uma linha de transmissão casada, mostrado na FIGURA 3.2. Nestas simulações aplicaram-se diferentes valores de v_a e v_b e foram observados os valores das diferenças de potencial $v_{GS} = v_{\#1}$ e $v_{DS} = v_{\#2}$ nas portas #1 e #2,

respectivamente, que foram usados para calcular as componentes de correntes j_p através da equação (4.1). Estas componentes formam os dados de entrada para o treinamento da rede neural artificial e as correntes i_{GS} e i_{DS} , observadas da simulação o *software* EWB, formam a saída usada no treinamento e correspondem as correntes $i_{\#1}$ e $i_{\#2}$, respectivamente. A figura abaixo ilustra por diagrama em blocos o funcionamento do modelo não linear proposto.

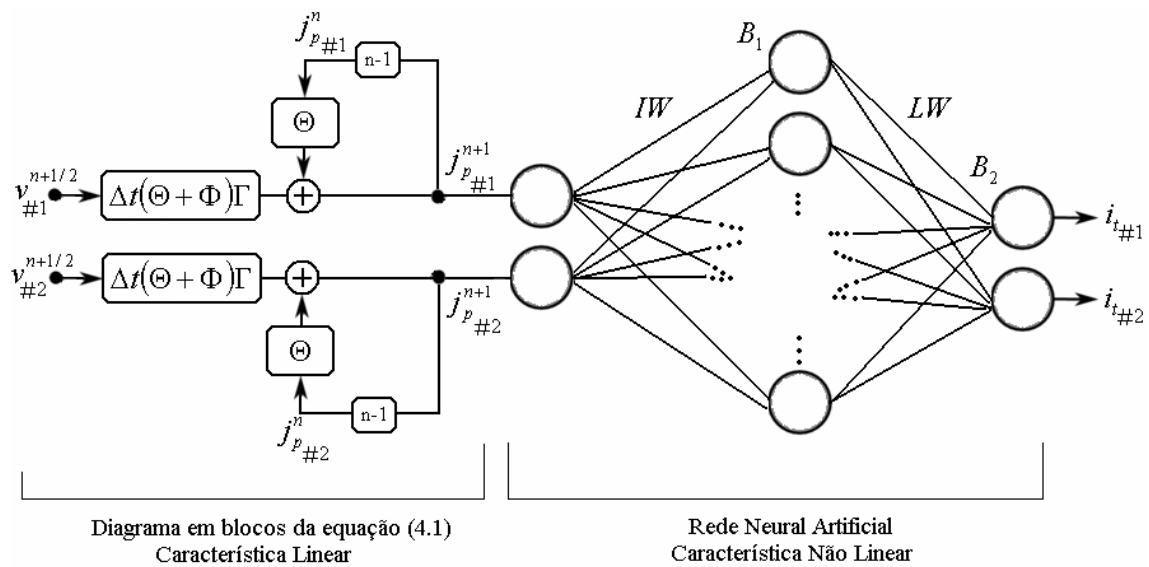


FIGURA 4.1 - Diagrama em blocos do modelo não linear do transistor

Assim, o modelo não linear atua sobre a resposta do modelo linear representada pela corrente j_p , resultando numa resposta com a característica não linear incluída, representada pela corrente i_t .

4.2 INCLUSÃO DO MODELO NÃO LINEAR NO MÉTODO FETD

A rede neural utilizada possui uma camada de neurônios de entrada, uma camada escondida e uma camada de saída, caracterizadas pela seguinte função de transferência

$$i_t = LW \tanh(IWj_p + B_1) + B_2, \quad (4.5)$$

sendo IW a matriz de pesos e B_1 o vetor de polarização da primeira camada de neurônios que possui uma função de transferência do tipo tangente hiperbólica responsável pelo comportamento não linear do modelo e LW a matriz de pesos e B_2 o vetor de polarização da segunda camada de neurônios.

Considerando-se a adequação realizada pela equação (4.1) e incluindo a equação (4.5) no conjunto de equações recursivas que representa a inclusão do modelo linear no método FETD, equações (3.33) à (3.36), obtém-se um novo conjunto de equações recursivas

$$\left[C + \frac{\Delta t}{2}G + \frac{\Delta t^2}{4}(K + R) \right] u^n = i_e^n - i_t^n - Gv^{n-1/2} - Kw^n, \quad (4.6)$$

$$v^{n+1/2} = v^{n-1/2} + \Delta t u^n, \quad (4.7)$$

$$w^{n+1} = w^n + \Delta t v^{n+1/2}, \quad (4.8)$$

$$j_p^{n+1} = \Theta j_p^n + \Delta t (\Theta + \Phi) \Gamma v^{n+1/2} e \quad (4.9)$$

$$i_t^{n+1} = LW \tanh(IWj_p^{n+1} + B_1) + B_2. \quad (4.10)$$

As equações (4.6) à (4.10) possuem uma dinâmica semelhante ao conjunto de equações que representa o modelo linear incluído no método FETD com a diferença que neste conjunto existe a equação (4.10) que corresponde a não linearidade do modelo.

5 MESFET OPERANDO EM UMA LINHA *MICROSTRIP*

Para validar os modelos matemáticos linear e não linear do MESFET incluídos no método FETD considerou-se a operação do MESFET em uma linha de transmissão do tipo *microstrip*. Fez-se então uma comparação entre o resultado da simulação usando o *software* EWB com o resultado da simulação usando o método FETD.

Com o objetivo de posteriormente validar os resultados da simulação de um amplificador de microondas usando os modelos do MESFET aqui desenvolvidos os valores dos elementos do circuito equivalente do MESFET mostrado na FIGURA 3.1 (b) foram iguais aos usados em [20]. Estes valores foram usados no circuito equivalente operando em uma linha *microstrip*, mostrado na FIGURA 3.2 e valem

$$\begin{array}{llll} R_a = 50 \, \Omega & R_s = 0,7 \, \Omega & L_g = 0,05 \, \text{nH} & C_{ds} = 0,6 \, \text{pF} \\ R_b = 50 \, \Omega & R_i = 1,0 \, \Omega & L_d = 0,05 \, \text{nH} & C_{dg} = 0,2 \, \text{pF} \\ R_g = 0,5 \, \Omega & R_d = 0,5 \, \Omega & L_s = 0,1 \, \text{nH} & \end{array}$$

Dois elementos são não lineares no circuito equivalente: a fonte de corrente dependente da tensão I_{DS} e a capacitância C_{gs} , sendo I_{DS} expressa por

$$I_{DS} = (A_0 + A_1 v_{GS} + A_2 v_{GS}^2 + A_3 v_{GS}^3) \tanh(vd), \quad (5.1)$$

onde $A_0 = 0,5304$, $A_1 = 0,2595$, $A_2 = -0,0542$ e $A_3 = -0,0305$ e a capacitância C_{gs} é expressa, conforme [20], por

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - vg/V_0}}, \quad (5.2)$$

sendo $C_{gs0} = 3\text{pF}$ e $V_0 = 0,7\text{V}$. As tensões de polarização são $V_{GS} = -0,81\text{V}$ e $V_{DS} = 6,4\text{V}$ [20]. A variação da capacitância C_{gs} em função de vg é desprezada e o valor adotado é calculado pela equação (5.2) considerando $vg = V_{GS}$ resultando em uma

capacitância constante de 2,076 pF. A FIGURA 5.1 mostra a curva de I_{DS} polarizada por V_{GS} e V_{DS} em função de v_{GS} , conforme realizado em [20].

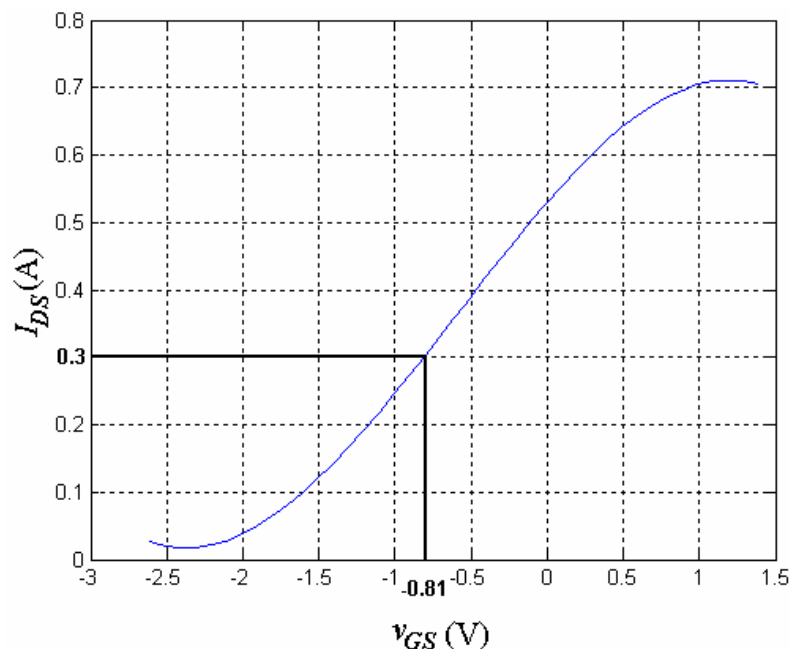


FIGURA 5.1 – Gráfico de I_{DS} polarizada em $V_{GS} = -0,81V$ e $V_{DS} = 6,4V$.

Os valores de I_{DS} , mostrado no gráfico da FIGURA 5.1, foram assumidos como tendo uma relação linear com v_{GS} próximos de $v_{GS} = V_{GS} = -0,81V$. Para valores de v_{GS} menores do que $-1,5V$ e maiores que $0,25V$ a curva de $I_{DS} \times v_{GS}$ apresenta uma acentuação na sua não linearidade.

5.1 DETERMINAÇÃO DAS SÉRIES DE FRAÇÕES PARCIAIS

Na determinação dos valores numéricos dos pólos e resíduos que compõem o modelo matemático do MESFET conforme a equação (3.18) o circuito equivalente do MESFET operando em uma linha *microstrip*, mostrado na FIGURA 3.2 e simulado com o software *EWB*, foi excitado com pulsos de tal forma que a diferença de potencial v_{GS} manteve-se próxima do ponto de polarização logo, a fonte de corrente

polinomial I_{ds} pode ser considerada como uma fonte linear de corrente dependente da tensão e foi caracterizada por uma transcondutância constante calculada por

$$gm = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} . \quad (5.3)$$

As variações de v_{GS} e vd , na equação (5.1) foram consideradas desprezíveis e seus valores assumidos como constantes e iguais às tensões de polarização V_{GS} e V_{DS} , respectivamente, sendo o valor da transcondutância calculado $gm = 0,2873 \text{ A/V}$.

Dois pulsos de tensão foram aplicados, primeiramente em va e posteriormente em vb , na simulação com o *software* EWB e são descritos por

$$v_{a,b}(u) = A \frac{\cos\left(\frac{u\pi}{2}\right) \text{sen}(u\pi)}{u\pi(1-u^2)}, \quad (5.4)$$

com $u = [(6t/T) - 3]$, onde $t = n\Delta t$ é a variável independente tempo, $\Delta t = 0,75\text{ps}$ o passo do tempo discreto, $T = 0,15\text{ns}$ é o tempo de duração dos pulsos e A é a amplitude máxima dos pulsos aplicados. A FIGURA 5.2 mostra o pulso de excitação aplicado em va e em vb em função do tempo do tipo co-seno levantado, com $\alpha = 1/2$. Uma das características do pulso descrito pela equação (5.4) é possuir uma boa planicidade da magnitude no espectro de frequências dentro de uma determinada faixa de frequência, que para fins de comparação foi considerada a mesma que em [20]: 2 à 10 GHz. A FIGURA 5.3 (a) mostra a magnitude do espectro de frequências para os pulsos de tensão utilizados. Com os pulsos aplicados registraram-se as diferenças de potencial $v_{GSa,b}$ e $v_{DSa,b}$ necessárias para o cálculo das correntes elétricas através das equações (3.3) à (3.6). Com as diferenças de potencial observadas e as correntes elétricas calculadas e transformadas para o domínio da frequência através da Transformada de Laplace, determinou-se o modelo matemático do MESFET como uma matriz de

admitâncias, obtida com a solução do sistema matricial (3.8) que então foi aproximada por séries de frações parciais, conforme a equação (3.18).

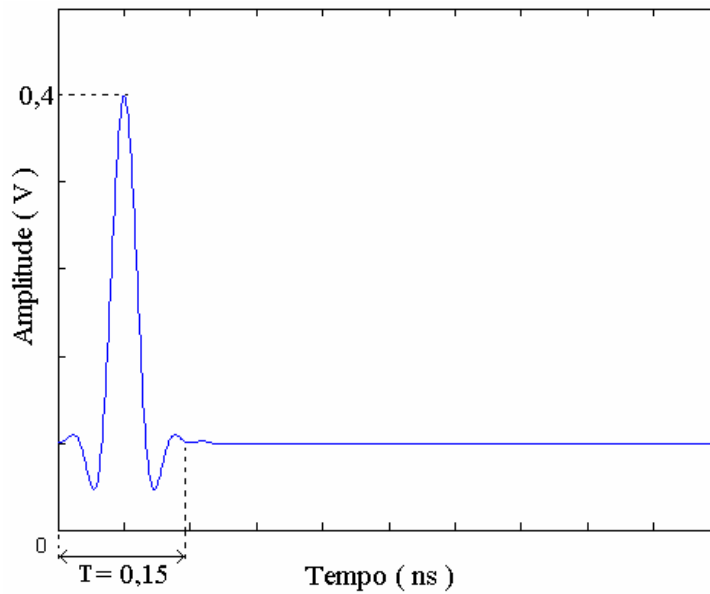


FIGURA 5.2 – Características do pulso de excitação.

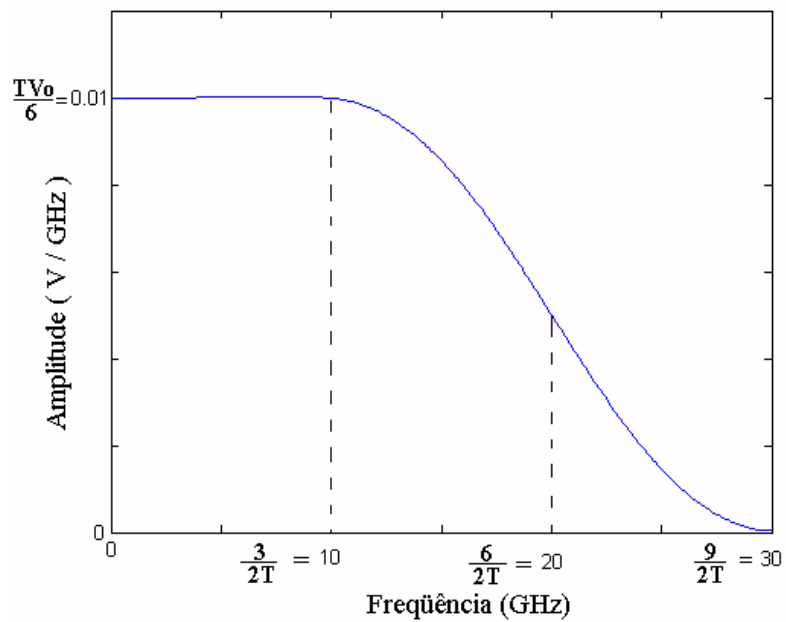


FIGURA 5.3 (a) - Magnitude do espectro de frequências do pulso de excitação.

A FIGURA 5.3 (b) mostra a fase do espectro de frequências do pulso de excitação da magnitude. Esta fase tem a característica de ser linear sobre a faixa de frequência observada.

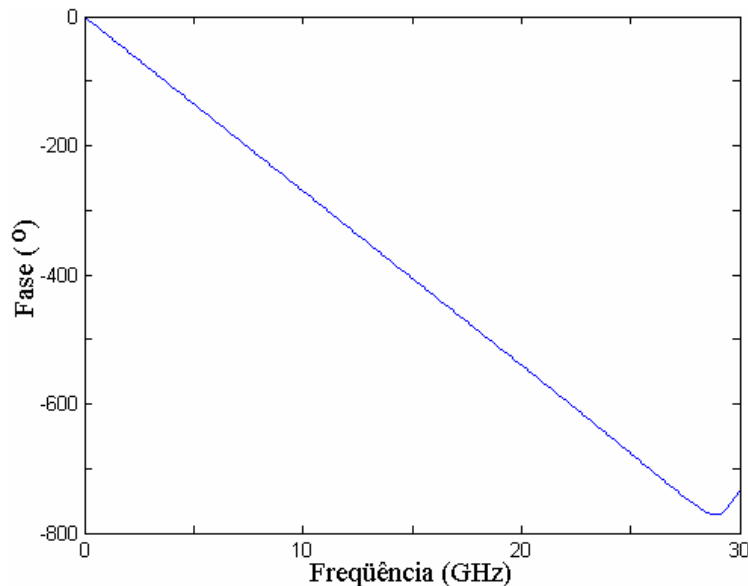


FIGURA 5.3 (b) - Fase do espectro de frequências do pulso de excitação.

A TABELA 5.1 mostra o erro médio absoluto percentual da aproximação por frações parciais dos parâmetros Y com 3, 4, 5 e 6 pólos. O erro foi calculado por

$$E\% = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{|Y_m \text{ aproximado} - Y_m \text{ calculado}|}{Y_m \text{ calculado}} 100\% \quad (5.5)$$

TABELA 5.1 – ERRO MÉDIO ABSOLUTO PERCENTUAL DA APROXIMAÇÃO POR FRAÇÕES PARCIAIS

Erros com:		Admitâncias			
		3 pólos	4 pólos	5 pólos	6 pólos
Magnitude [%]	Y_{11}	0,674	0,019	0,005	0,002
	Y_{12}	5,019	0,090	0,009	0,013
	Y_{21}	0,205	0,006	0,001	0,001
	Y_{22}	2,324	0,101	0,023	0,023
Fase [%]	Y_{11}	0,728	0,017	0,006	0,003
	Y_{12}	2,708	0,051	0,012	0,003
	Y_{21}	0,237	0,005	0,002	0,002
	Y_{22}	1,062	0,029	0,007	0,005

Todas as aproximações por séries de frações parciais apresentaram pólos complexos com a parte real positiva e isto acarreta instabilidade em sistemas causais, como o aqui analisado. Para contornar esta instabilidade usou-se o seguinte artifício:

i) aumentou-se a faixa de frequência sobre a qual foi simulado o circuito elétrico da FIGURA 3.2, inicialmente de 2 a 10 GHz para 1 a 13GHz;

ii) diminuiu-se o valor da magnitude da tensão v_{DS} no domínio s observada no último ponto de frequência da nova faixa considerada, de $1,4072 \times 10^{-11} \text{V}$ para $1,385 \times 10^{-11} \text{V}$ ou seja, uma variação de 1,57% que gerou um deslocamento dos pólos para o SPLE (Semi-Plano Lateral Esquerdo) do plano s e;

iii) calculou-se o erro médio absoluto percentual dentro da faixa de frequência de interesse: 2 a 10 GHz.

A TABELA 5.2 mostra o erro médio absoluto percentual da aproximação que contém os pólos no SPLD (Semi-Plano Lateral Direito) e o erro médio absoluto percentual da aproximação que possui somente pólos no SPLE, sobre a faixa de frequência de interesse. A aproximação que gerou todos os pólos negativos com a menor variação do erro foi a com quatro pólos. As outras aproximações apresentaram um aumento significativo do erro médio absoluto percentual ao tentar-se obter pólos negativos.

TABELA 5.2 – COMPARAÇÃO DO ERRO MÉDIO ABSOLUTO PERCENTUAL ENTRE PÓLOS NO SPLD E NO SPLE

Erros com: Admitâncias		Pólos SPLD	Pólos SPLE
		Magnitude [%]	Y_{11}
Y_{12}	0,090		0,135
Y_{21}	0,006		0,024
Y_{22}	0,101		0,172
Fase [%]	Y_{11}	0,017	0,041
	Y_{12}	0,051	0,133
	Y_{21}	0,005	0,036
	Y_{22}	0,029	0,098

Observa-se que houve aumento do erro médio absoluto percentual na aproximação com pólos no SPLE, mas é um aumento aceitável frente à instabilidade presente na aproximação que contém pólos SPLD.

A TABELA 5.3 contém os pólos, resíduos e condutâncias obtidos na aproximação e usados no modelo linear do transistor.

TABELA 5.3 – PÓLOS, RESÍDUOS E CONDUTÂNCIAS DAS FRAÇÕES PARCIAIS

Resíduos [S rad / s]				Pólos [rad / s]
Y_{11}	$3,775 + 0,641i$	Y_{12}	$-3,426 - 1,433i$	$-0,604 + 140,61i$
Y_{21}	$-5,386 - 0,516i$	Y_{22}	$4,905 + 1,629i$	
Y_{11}	$3,775 - 0,641i$	Y_{12}	$-3,426 + 1,433i$	$-0,604 - 140,61i$
Y_{21}	$-5,386 + 0,516i$	Y_{22}	$4,905 - 1,629i$	
Y_{11}	$1,877 + 2,127i$	Y_{12}	$-0,278 + 0,149i$	$-37,079 + 33,06i$
Y_{21}	$1,660 - 6,881i$	Y_{22}	$0,702 + 0,364i$	
Y_{11}	$1,877 - 2,127i$	Y_{12}	$-0,278 - 0,149i$	$-37,079 - 33,06i$
Y_{21}	$1,660 + 6,881i$	Y_{22}	$0,702 - 0,364i$	
Condutâncias [S]				
Y_{11}	0,00928	Y_{12}	-0,00783	
Y_{21}	-0,00930	Y_{22}	0,0114	

Os valores numéricos dos pólos e resíduos mostrados na TABELA 5.3 foram aplicados na equação (3.36) e os valores numéricos das condutâncias somados ao termo G da equação (3.33). Foram observados 120 pontos de frequência dentro da faixa de interesse de 2 à 10 GHz.

5.2 TREINAMENTO DA REDE NEURAL

A camada de entrada possui 16 neurônios que são conectados às 16 parcelas das correntes j_p , calculadas pela equação (4.1). Por tentativa e erro determinou-se o uso de 16 neurônios na camada escondida da rede neural artificial com função de transferência do tipo tangente hiperbólica. A camada de saída possui 2 neurônios e função de transferência linear. Os dados para o treinamento da rede neural foram

obtidos a partir da simulação com o software *EWB* do circuito elétrico do MESFET operando em uma linha de transmissão casada conforme mostrado na FIGURA 3.2.

O algoritmo de treinamento atualiza os pesos da rede neural artificial através da otimização de Levenberg-Marquardt [29].

Os pulsos usados para excitar esse circuito equivalente são descritos pela equação (5.4) com diferentes amplitudes, mostradas na TABELA 5.4, que abrangem desde os valores próximos do ponto de polarização do MESFET até a sua saturação.

TABELA 5.4 – AMPLITUDES DOS SINAIS DE TENSÃO USADOS NO GRUPO DE TREINAMENTO DA REDE NEURAL

$v_{a,b}$ [V]	7,0	-7,0	4,0	-4,0	1,3	-1,3	0,5	-0,5
v_{gsa} [V]	1,35	-1,35	0,77	-0,77	0,25	-0,25	0,096	-0,096
v_{dsb} [V]	0,91	-0,91	0,52	-0,52	0,17	-0,17	0,065	-0,065

O circuito também foi excitado por pulsos senoidais de 6GHz modulados por uma janela de *Hanning* [17], contendo 13 períodos das ondas senoidais moduladas. As amplitudes máximas dessas senóides moduladas são mostradas na TABELA 5.5.

TABELA 5.5 – AMPLITUDES DAS SENÓIDES MODULADAS PELA JANELA DE *HANNING*

$v_{a,b}$ [V]	5,25	1,16
v_{gsa} [V]	1,38	1,25
v_{dsb} [V]	0,3	0,28

A FIGURA 5.4 mostra a forma geral de uma onda senoidal de tensão modulada pela janela de *Hanning*.

Os dados observados na simulação com o *software* *EWB* foram adequados através da equação (4.1) para serem usados no treinamento da rede neural. Esses pulsos de excitação, bem como as senóides moduladas pela janela de *Hanning*, e as correntes geradas por esses formam o grupo de treinamento da rede neural. A rede foi treinada em 500 épocas. O erro médio quadrático foi de $8,9 \times 10^{-8}$ em relação à resposta alvo da rede neural.

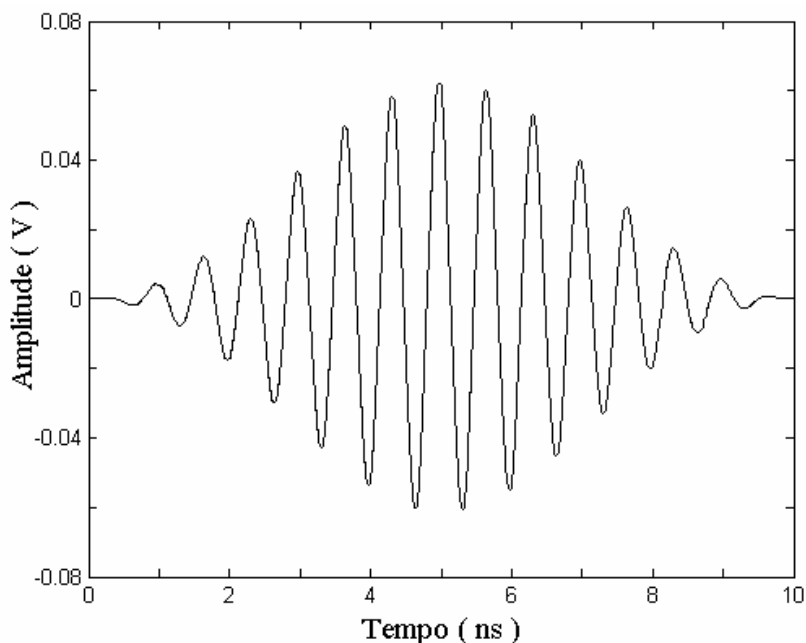


FIGURA 5.4 – Senóide modulada por janela de *Hanning*.

A TABELA 5.6 mostra os pesos obtidos no treinamento da rede neural. Os valores mostrados nessa tabela foram aplicados nas componentes IW , LW , B_1 e B_2 da equação (4.10).

TABELA 5.6 – PESOS DA REDE NEURAL TREINADA

Pesos da primeira camada de neurônios – IW							
7.3632	3.7945	-1.5886	-5.3358	3.9486	0.40058	-5.7619	2.1974
-3.8746	2.4685	14.501	-7.0923	1.672	2.6447	0.74213	-0.048992
2.1616	-0.16105	-1.7084	-11.935	-2.8173	-0.90627	-15.181	-0.82262
-0.44328	2.736	-3.114	5.2303	-2.8448	2.3094	12.855	0.79984
5.772	-2.6542	12.271	-5.078	-1.3911	-2.2884	1.6909	1.7816
5.124	-1.9306	0.84387	1.1695	0.41558	3.8115	-2.0416	-4.097
-1.6113	3.2327	-13.221	-12.084	4.9235	-1.9735	0.47613	0.57329
-6.1955	-3.42	5.3382	4.1857	-4.3079	-0.26711	-3.5008	-2.6797
6.68	-1.8886	12.24	-3.0075	4.1179	0.55326	-1.8108	-0.66287
-3.3614	-3.0688	-17.99	9.9406	3.8964	2.4937	-6.611	-1.3764
1.3566	-1.7014	7.4797	11.021	-1.0796	-3.0368	2.453	2.7408
4.4424	-0.20102	-4.2035	2.0369	3.2001	-0.98718	5.9707	-3.8702
8.2094	-0.21571	12.948	0.56325	-0.056694	-0.0040186	2.1479	1.8262
4.1527	-2.1493	0.2004	10.973	-0.81088	-1.7306	2.6401	4.7827
-4.9499	-2.3857	6.646	7.7566	2.681	-1.8916	-6.5269	3.7542
-2.5185	3.3616	-4.2611	6.7714	2.5766	1.0329	-5.0213	4.3832
Pesos (transposto) da segunda camada de neurônios – LW^T				Biais da primeira camada - B_1 [A]		Biais da segunda camada - B_2 [A]	
-0.23749		0.20865		0.10433		-0.012646	
-0.043458		0.12556		1.1047		0.0035978	

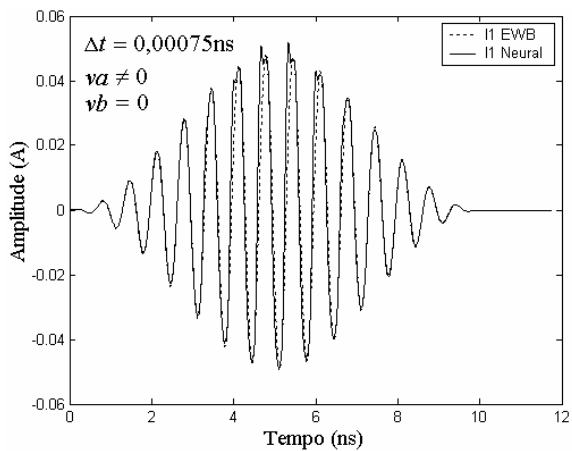
Continuação TABELA 5.6

Pesos (transposto) da segunda camada de neurônios – LW^T		Bias da primeira camada - B_1 [A]	Bias da segunda camada - B_2 [A]
-0.026433	0.0047395	-0.98719	
-0.017415	-0.014776	0.85055	
-0.077512	0.57763	-1.3707	
0.33548	-0.32647	-2.5873	
-0.066476	0.10199	-0.09253	
-0.26094	0.69801	-0.022775	
0.26311	-0.76706	0.0082611	
-0.097392	0.080914	0.13303	
0.36506	-0.8048	0.046715	
-0.45866	0.78584	0.010779	
-0.048165	0.12813	0.26021	
0.59772	-0.67071	1.9878	
0.75338	-0.88539	-2.6831	
-0.50632	0.14364	-2.3551	

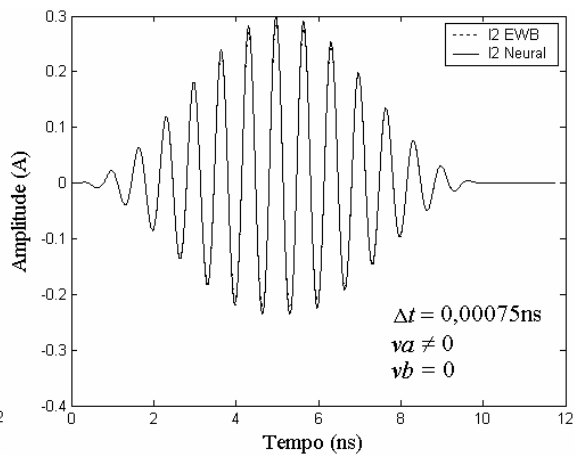
5.2.1 Verificação do Treinamento da Rede Neural Artificial

Para verificar o aprendizado da rede neural foram usados pulsos que excitaram o circuito equivalente do MESFET operando na linha *microstrip* com diferentes amplitudes das mostradas na TABELA 5.5. Também foram usados pulsos com passo no tempo discreto diferente do usado no grupo de treinamento ($\Delta t = 0,0025$ ns) verificando, assim, a independência da rede neural em relação ao passo do tempo discreto. Além disso pulsos com duração diferente dos usados no grupo de treinamento também foram usados na verificação da rede neural. Senóides, modulas pela janela de *Hanning*, com frequência de 3GHz, também foram incluídas no grupo de verificação do aprendizado.

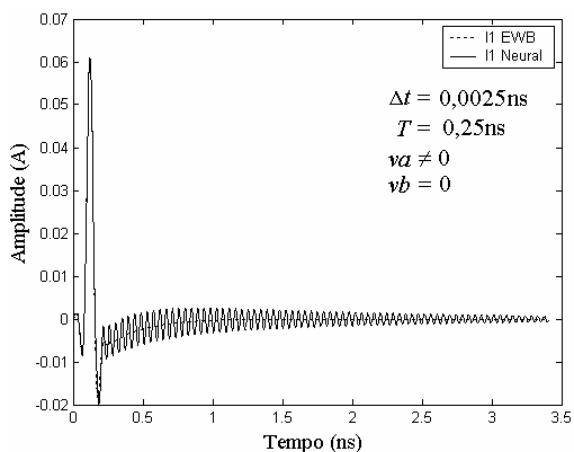
As FIGURAS 5.5 (a) à (j) mostram as respostas da rede neural comparadas com as respostas esperadas obtidas com as simulações no *software* EWB para diferentes valores das amplitudes, duração e passo no tempo dos pulsos que formam o grupo de verificação do aprendizado da rede neural.



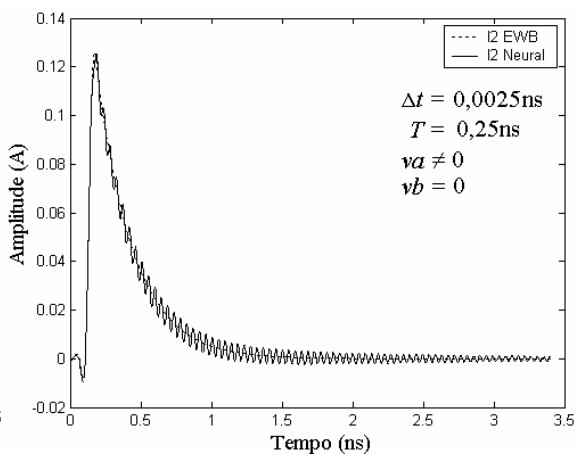
(a)



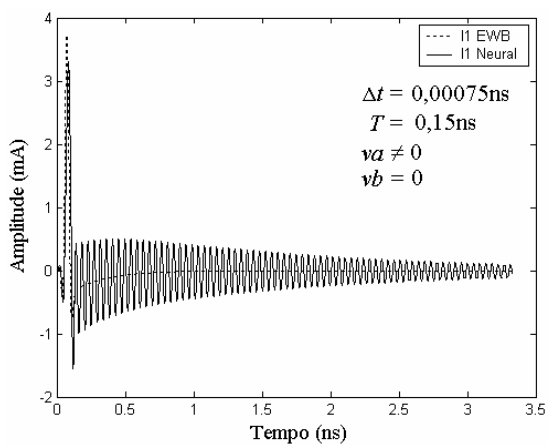
(b)



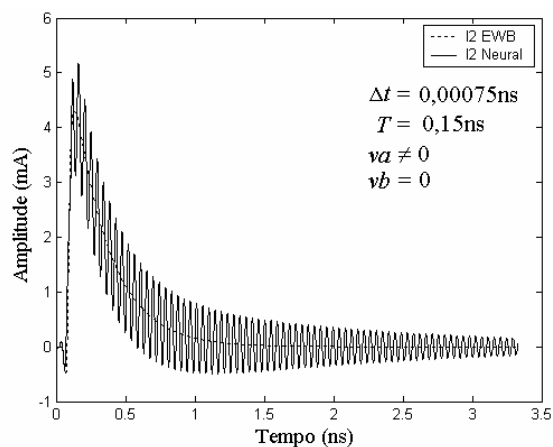
(c)



(d)



(e)



(f)

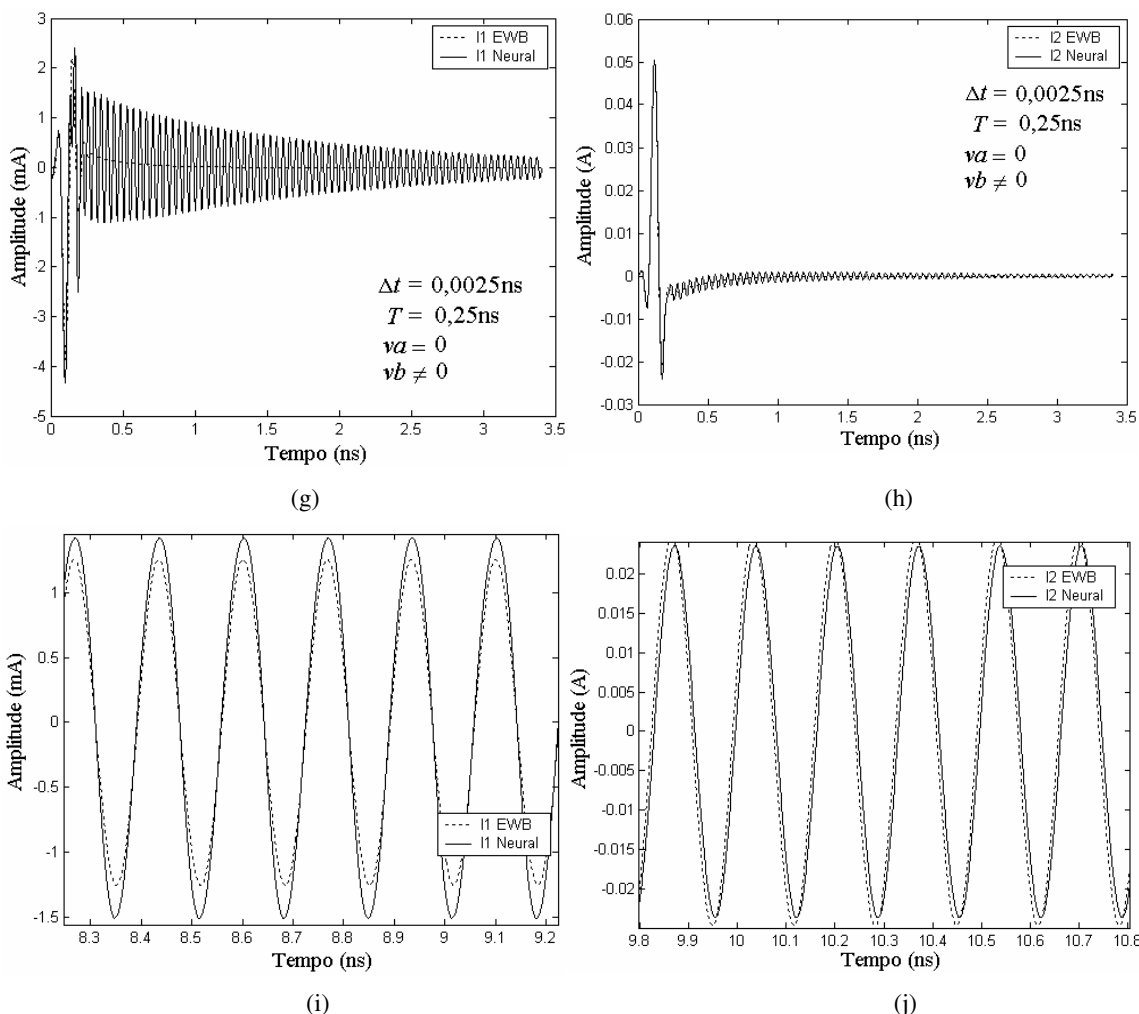


FIGURA 5.5 – Grupo de sinais de verificação do aprendizado da rede neural apresentando as correntes obtidas mediante aplicação de tensão na entrada da rede neural, sendo (a) corrente senoidal de 3GHz modulada por Janela de *Hanning* na porta #1 e (b) na porta #2. (c) pulso de corrente com o mesmo Δt usado no grupo de treinamento da rede neural observado na porta #1 e (d) na porta #2. (e) pulso de corrente com Δt diferente do usado no treinamento, na porta #1 e (f) na porta #2. (g) resposta ao pulso de tensão aplicado na porta #2 e (h) na porta #1. (i) resposta do sinal senoidal de 6 GHz aplicado na porta #1 e (j) porta #2.

Ao aplicar um pulso de tensão com Δt diferente do usado no grupo de treinamento da rede neural, FIGURAS 5.5 (c) e (d), têm-se uma acentuação da oscilação presente na resposta da rede neural, FIGURAS 5.5 (e) e (f). Esta oscilação possui a mesma frequência do pólo da aproximação linear que tem a parte imaginária igual a $\pm i140,61$, ou seja $f \approx 22,4$ GHz. Tais oscilações também são observadas durante o treinamento da rede neural artificial. A aplicação de um sinal senoidal modulado pela Janela de *Hanning* FIGURAS 5.5 (a) e (b), com Δt diferente do usado no grupo de treinamento

da rede neural, não apresenta oscilação na resposta porque suas frequências estão abaixo de 22,4 GHz, assim como também a resposta à aplicação de um sinal senoidal de 6 GHz não apresenta tais oscilações, FIGURAS 5.5 (i) e (j).

5.3 ESTRUTURA FÍSICA VIRTUAL DO MESFET OPERANDO EM UMA LINHA MICROSTRIP

Virtualmente a estrutura física do MESFET operando em uma linha transmissão *microstrip*, com impedância característica de 50Ω , foi construída com o *software* GiD (*Geometry and Data*).

Tal estrutura é equivalente ao circuito elétrico com parâmetros concentrados simulados no *software* EWB. Devido à simetria geométrica e eletromagnética da linha *microstrip* somente metade da estrutura foi simulada resultando em uma redução do tempo de simulação computacional. A FIGURA 5.6 mostra a meia estrutura construída.

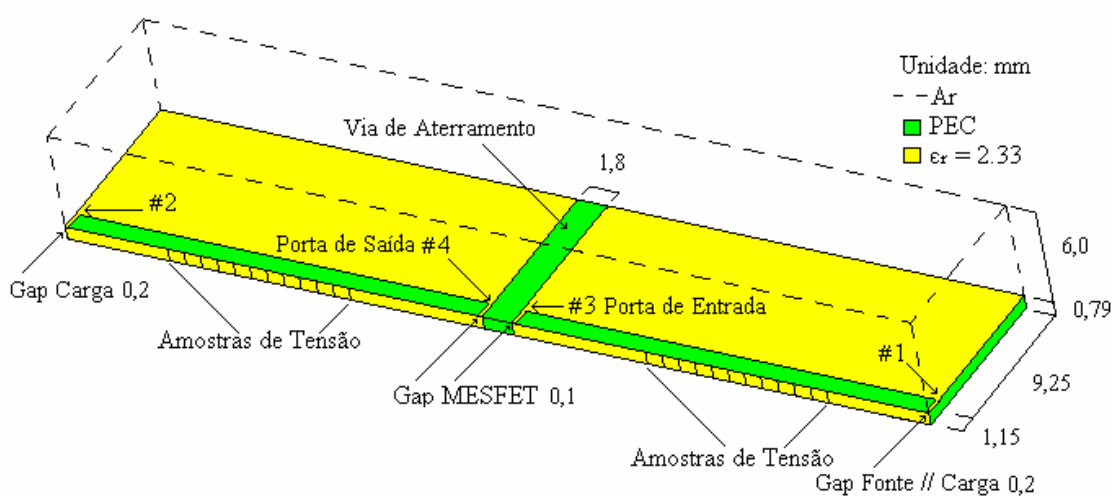


FIGURA 5.6 – Meia estrutura simulada com o FETD do MESFET em uma linha de transmissão.

O material isolante da *microstrip* foi modelado com uma permissividade elétrica relativa de $\epsilon_r = 2,33$, o mesmo usado em [20], e as fitas condutoras como condutores elétricos perfeitos.

A via de aterramento foi modelada como um único bloco condutor elétrico perfeito. Geometricamente as portas de entrada e saída do MESFET são arestas da malha de discretização localizadas nos *Gaps* indicadas por #3 e #4, respectivamente.

Nos *Gaps* indicados por #1 e #2 são conectadas as cargas de casamento, também sendo essas arestas da malha de discretização. Paralela às cargas é conectada a fonte de corrente de excitação que quando localizada no *Gap* #1 aplica a corrente de excitação no *gate* do MESFET e quando conectada no *Gap* #2 aplica a corrente de excitação no dreno do MESFET. São coletadas doze amostras de tensão ao longo de cada uma das linhas de transmissão existentes entre os *Gaps* #1 e #3 e entre #2 e #4. Estas amostras serão usadas na determinação das ondas de tensão incidentes e refletidas nos terminais do MESFET.

5.4 MEDIDA DOS PARÂMETROS S

Os resultados das simulações usando o *software* EWB e o método FETD do MESFET operando em uma linha de transmissão são comparados em termos dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S). Foram realizadas duas simulações com o método FETD para obtenção dos parâmetros S usando a meia estrutura mostrada na FIGURA 5.6 que foi discretizada com 16.520 tetraedros possuindo o tamanho médio das arestas de 1,3mm, $\Delta t = 0,0017\text{ns}$, com tempo virtual de simulação de 3ns, equivalente a aproximadamente 30 minutos de simulação com um microcomputador Pentium IV, com velocidade de 2,8 GHz e com 480 MB de RAM. Na simulação com o método FETD foram usados pulsos de corrente elétrica e não de tensão, como os usados na simulação com o *software* EWB, com duração de $T = 0,15\text{ ns}$. Os pulsos de correntes foram aplicados em paralelo à cargas de $50\ \Omega$ presentes no final das linhas de transmissão, indicadas na FIGURA 5.6. Estas cargas tem o objetivo de realizar o

casamento de impedâncias com a linha de transmissão. Na primeira simulação o pulso de corrente de excitação foi aplicado na porta #1 e na segunda foi aplicado na porta #2. Os pulsos de corrente usados geraram diferenças de potencial nas linhas de transmissão com amplitudes semelhantes às amplitudes observadas em v_{GS} e v_{DS} nas simulações com o *software* EWB.

Os parâmetros S foram então calculados pelas seguintes equações

$$S_{11} = \frac{a_2' b_1' - a_2' b_1'}{a_1' a_2' - a_1' a_2'}, \quad (5.6)$$

$$S_{12} = \frac{a_1' b_1' - a_1' b_1'}{a_1' a_2' - a_1' a_2'}, \quad (5.7)$$

$$S_{21} = \frac{a_2' b_2' - a_2' b_2'}{a_1' a_2' - a_1' a_2'} \text{ e} \quad (5.8)$$

$$S_{22} = \frac{a_1' b_2' - a_1' b_2'}{a_1' a_2' - a_1' a_2'}. \quad (5.9)$$

As equações (5.6) à (5.9) excluem as reflexões das ondas eletromagnéticas causadas pelos *Gaps* da linha de transmissão e pelas cargas de casamento no final das linhas de transmissão [30] que não possuem exatamente a mesma impedância das cargas de casamento. Os termos a_1 e b_1 são as amplitudes complexas das ondas incidentes e refletidas, respectivamente, na porta #1 e os termos a_2 e b_2 são as amplitudes complexas das ondas incidentes e refletidas, respectivamente, na porta #2. Estes quatro termos são conseqüências da aplicação do pulso de excitação na porta #1.

Os termos a_1' , b_1' , a_2' e b_2' são análogos aos anteriores, porém, são conseqüências da aplicação do pulso de excitação na porta #2. Para o cálculo das amplitudes complexas das ondas eletromagnéticas propagadas ao longo da *microstrip*

foram coletadas amostras das diferenças de potencial ao longo das linhas de transmissão durante as simulações. Usando a Transformada Discreta de Fourier converteram-se as amostras de tensões coletadas para o domínio da frequência complexa e usando o método da Matriz Pencil [31] foram calculadas as amplitudes complexas das ondas eletromagnéticas incidentes e refletidas na *microstrip*.

Os parâmetros S obtidos pelas equações (5.6) à (5.9) são comparados com os parâmetros S obtidos a partir da matriz de admitâncias calculada com a simulação no *software* EWB do MESFET operando em uma linha de transmissão.

5.4.1 Resposta Linear

Nas FIGURAS 5.7 e 5.8 são mostrados os parâmetros S calculados das simulações do MESFET no *software* EWB e no método FETD.

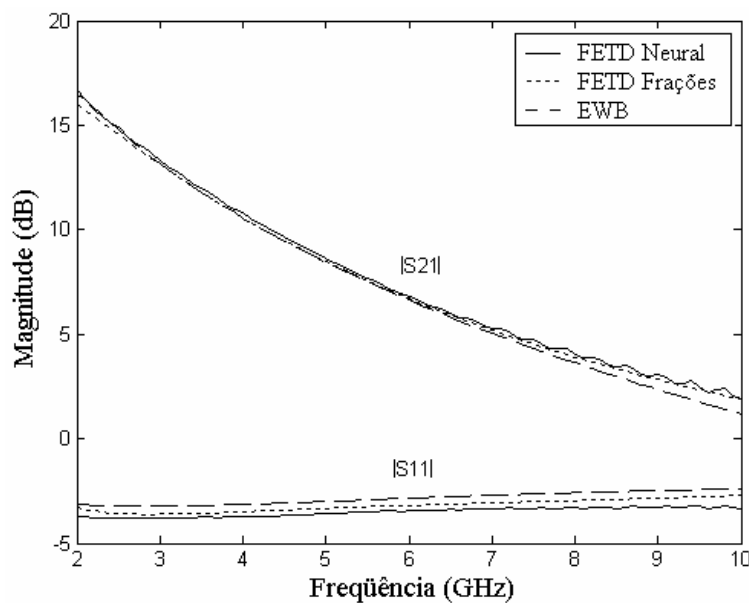


FIGURA 5.7 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{11} e S_{21} .

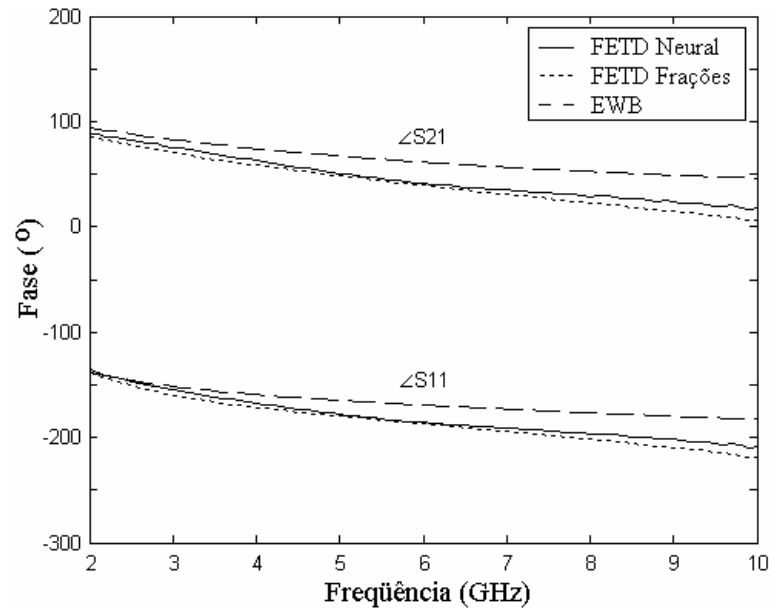


FIGURA 5.7 (b) – Fase dos parâmetros S_{11} e S_{21} .

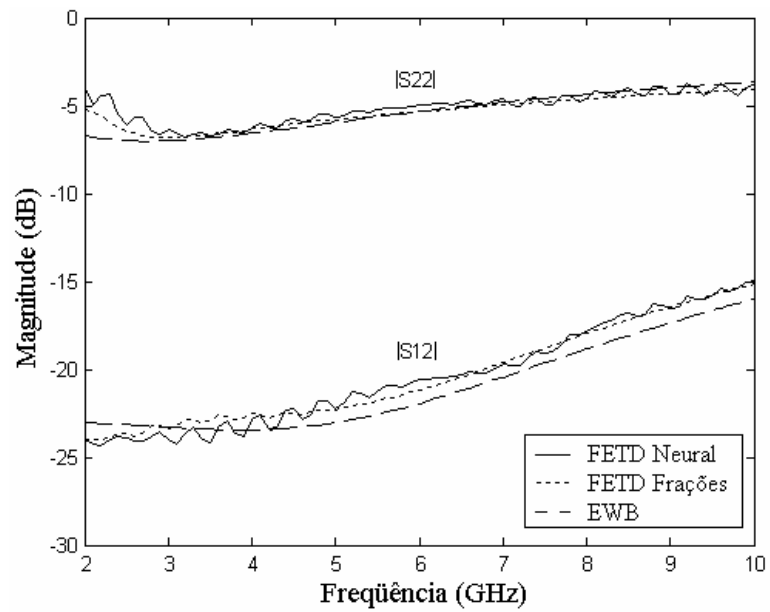


FIGURA 5.8 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{12} e S_{22} .

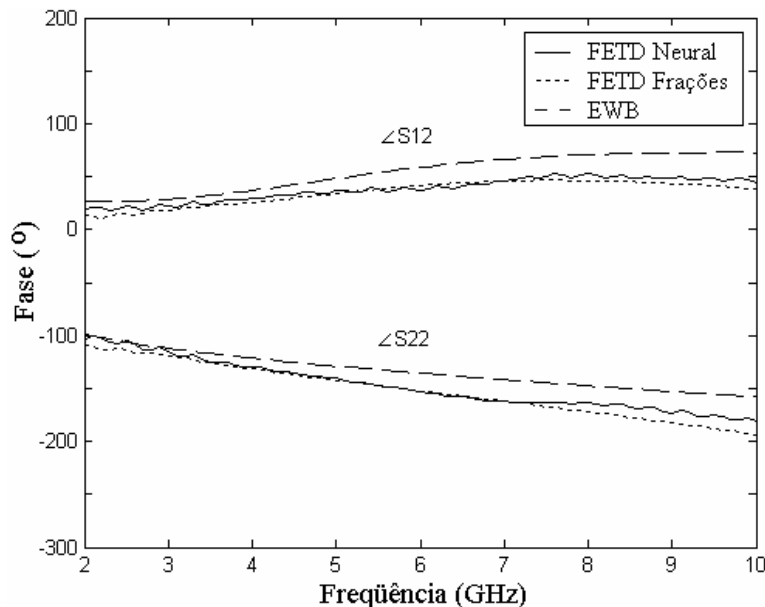


FIGURA 5.8 (b) – Fase dos parâmetros S_{12} e S_{22} .

As FIGURAS 5.7 e 5.8 também mostram os resultados dos dois modelos matemáticos desenvolvidos o linear e o não linear. Estes resultados demonstram a resposta do circuito equivalente do MESFET operando em uma *microstrip*, operando próximo do seu ponto de polarização, sendo seu comportamento considerado linear.

A diferença entre os resultados das fases dos parâmetros S obtidos pelo método FETD e pelo *software* EWB deve-se as capacitâncias e indutâncias parasitas contempladas pelo método FETD e que não são contempladas pela simulação do circuito elétrico equivalente com parâmetros concentrados no *software* EWB. As capacitâncias parasitas estão presentes devido aos *Gaps* da *microstrip* e as indutâncias parasitas devido à mudança no sentido de propagação da corrente elétrica, que percorre as bordas das fitas condutoras, ao chegar na extremidade da linha de transmissão.

5.4.1.1 Estimação das capacitâncias e indutâncias parasitas

As capacitâncias parasitas são estimadas através da inclusão da capacitância C_{p1} entre os terminais da porta #1 e de outra capacitância C_{p2} , com a mesma capacitância de C_{p1} , entre os terminais da porta #2 do circuito equivalente do MESFET mostrado na FIGURA 3.2. As indutâncias parasitas são estimadas somando às indutâncias L_g e L_d os valores das indutâncias parasitas L_{p1} e L_{p2} , ambas com o mesmo valor e somando à indutância L_s a indutância parasita L_{p3} .

Os valores desses elementos parasitas são determinados por tentativa e erro através da variação dos seus valores e obtenção os parâmetros S do circuito simulado com o *software* EWB que são então comparados com os parâmetros S calculados a partir da simulação com o método FETD. As FIGURAS 5.9 e 5.10 mostram as comparações entre os parâmetros S obtidos com o método FETD e com *software* EWB após a inclusão dos elementos parasitas.

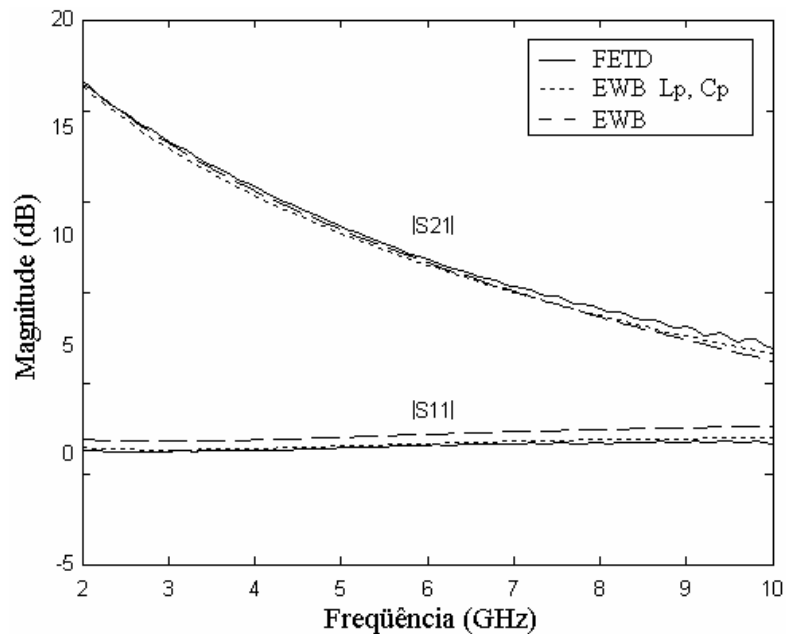


FIGURA 5.9 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{11} e S_{21} .

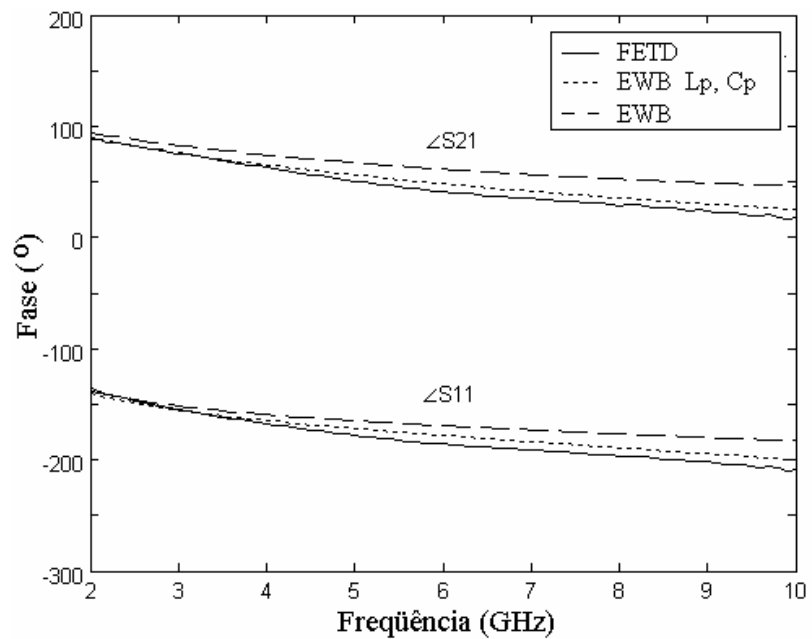


FIGURA 5.9 (b) – Fase dos parâmetros S_{11} e S_{21} .

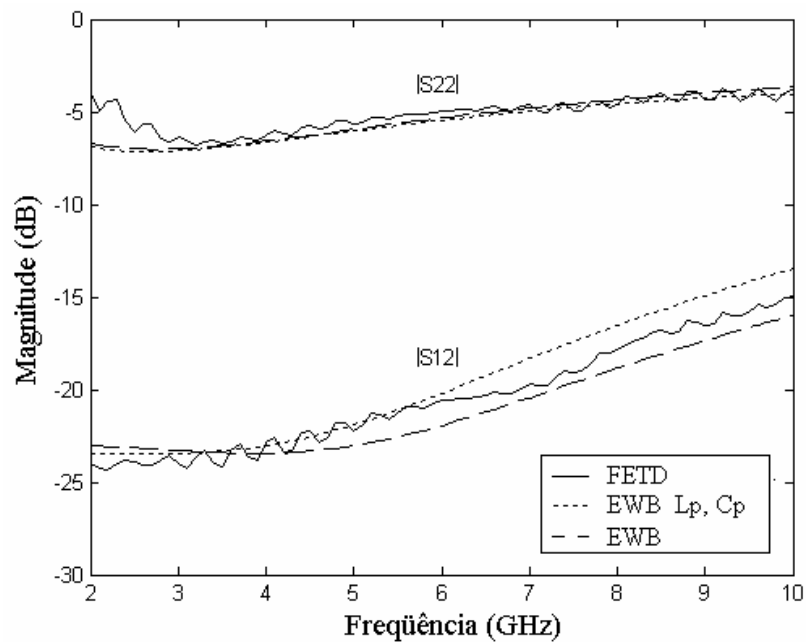


FIGURA 5.10 (a) – Magnitudes dos parâmetros S_{12} e S_{22} .

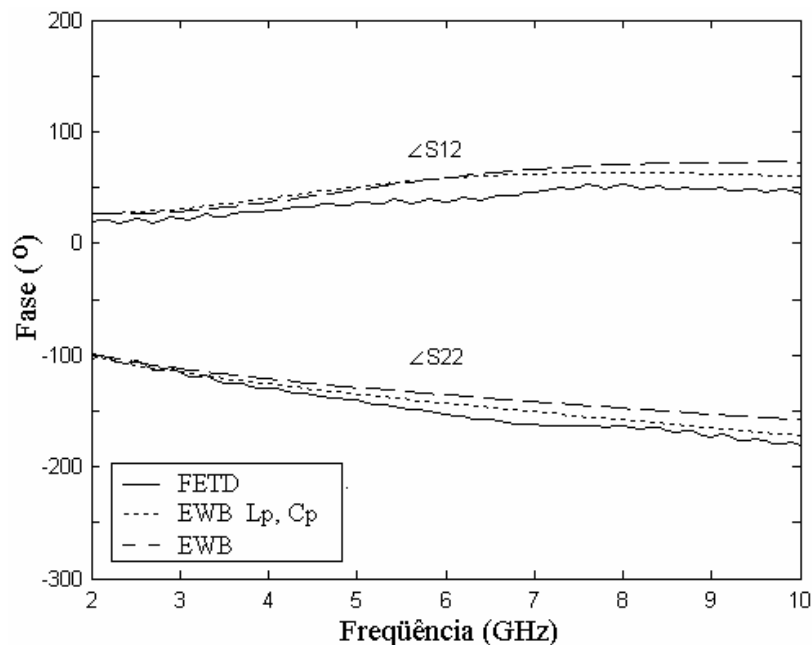


FIGURA 5.10 (b) – Fase dos parâmetros S_{12} e S_{22} .

Para os gráficos mostrados nas FIGURAS 5.9 e 5.10 as indutâncias parasitas valem $L_{p1} = L_{p2} = 0,1 \text{ nH}$ e $L_{p3} = 0,03 \text{ nH}$. E as capacitâncias parasitas valem $C_{p1} = C_{p2} = 90 \text{ fF}$.

5.5 RESPOSTA NÃO LINEAR

A resposta não linear do modelo é verificada através da aplicação de sinais senoidais com diferentes amplitudes, com frequência de 6GHz e que excitam o circuito desde a região próxima da polarização do MESFET até a sua região de saturação. São comparadas as respostas da simulação com o método FETD e com o *software* EWB. A FIGURA 5.11 mostra a forma das ondas senoidais usadas que foram multiplicadas por tangente hiperbólicas deslocadas para obter-se um aumento gradual da amplitude do sinal senoidal evitando, assim, a presença de transitórios. As amplitudes dos sinais senoidais foram observadas sob as portas #3 e #4 da estrutura mostrada na FIGURA 5.6.

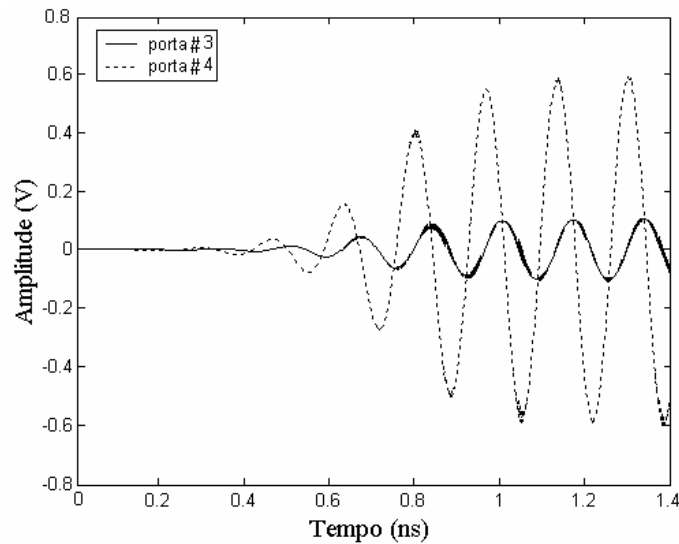


FIGURA 5.11 – Forma da onda senoidal usada na verificação da resposta não linear medidas nas portas #3 e #4 da meia estrutura mostrada na FIGURA 5.6.

A FIGURA 5.12 mostra o gráfico da diferença de potencial v_{DS} em função da diferença de potencial v_{GS} , correspondente as diferentes amplitudes dos sinais senoidais usados.

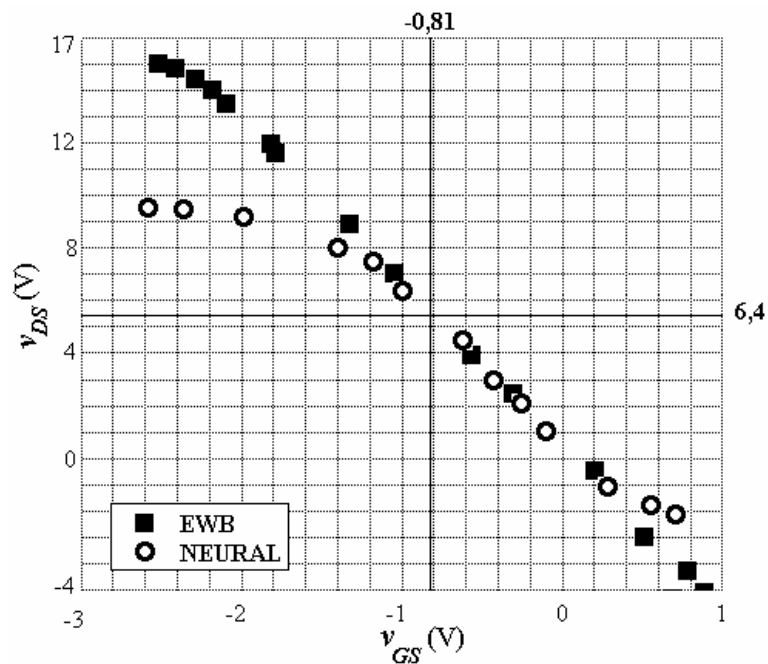


FIGURA 5.12 – Análise da resposta não linear: v_{DS} X v_{GS} , para a frequência de 6 GHz.

Conforme se observa na FIGURA 5.12 a modelagem do MESFET através dos pesos da rede neural artificial treinada apresentam uma resposta não linear, porém diferente da resposta observada através do *software* EWB. Para os resultados obtidos com o *software* EWB, para os valores de v_{GS} menores de -2 V, os valores de v_{DS} indicam uma saturação coerente com a curva da corrente $I_{DS} \times v_{DS}$, conforme era de se esperar. Os resultados obtidos com o modelo que usa rede neural artificial apresentam uma saturação, porém diferente da observada com os dados gerados a partir do *software* EWB.

Isto se deve ao fato da estrutura do modelo não linear proposto não possuir as condições para treinar uma rede neural artificial de forma genérica, uma vez que a primeira parte do modelo possui somente funções de transferência lineares e uma realimentação responsável pela modelagem do comportamento em frequência. Isso é um limitante para o modelo.

Tal comportamento pode ser observado na FIGURA 5.12, bem como nas FIGURAS 5.5 (i) e (j), onde os sinais senoidais usados possuem a energia concentrada em uma única frequência, no caso 6 GHz, diferentemente dos sinais observados nas FIGURAS 5.5 (a) à (h) onde os sinais não possuem sua energia concentra em uma única frequência, como é o caso dos sinais que formam o conjunto de treinamento da rede neural, apresentando, assim, uma resposta coerente com a esperada apesar de possuírem diferentes durações, frequências e passos do tempo discreto Δt .

6 RESULTADOS DO MESFET EM AMPLIFICADOR

O amplificador foi construído como em [20] com o objetivo de validar os resultados obtidos. Devido à sua simetria geométrica e eletromagnética somente metade da sua estrutura foi simulada. A FIGURA 6.1 mostra a meia estrutura virtual construída para a simulação com o método FETD de um amplificador de microondas, com suas dimensões, materiais constituintes e os tocos de linha de transmissão responsáveis pelo casamento de impedância entre a linha de transmissão e as portas de entrada e saída do MESFET, #3 e #4, respectivamente.

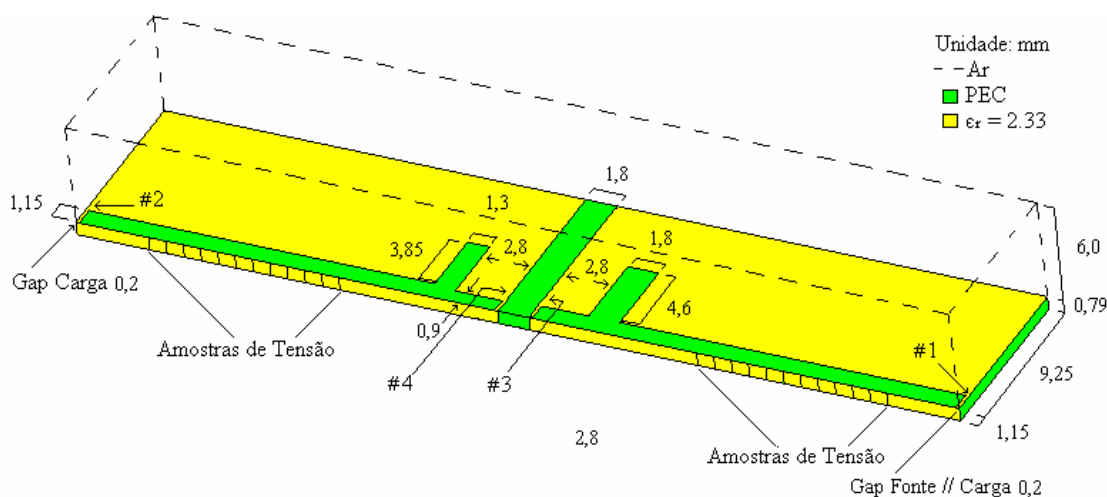


FIGURA 6.1 – Meia estrutura simulada com o FETD do MESFET em um amplificador de microondas.

O material isolante da *microstrip* foi modelado com uma permissividade elétrica relativa de $\epsilon_r = 2,33$ e as fitas condutoras como condutores elétricos perfeitos. A via de aterramento foi modelada como um único bloco condutor elétrico perfeito.

Geometricamente as portas de entrada e saída do MESFET #3 e #4, respectivamente, são arestas da malha de discretização localizadas nos *Gaps* entre as linhas de transmissão que conectam os tocos de casamento e à via de aterramento. Os pulsos de excitação foram aplicados nos *Gaps* #1 e #2 e os parâmetros S calculados conforme descrito na seção 5.4. A meia estrutura do amplificador foi discretizada com 18.282 tetraedros possuindo o tamanho médio das arestas de 1,3mm, $\Delta t = 0,0017$ ns

com tempo virtual de simulação de 3ns, equivalente a aproximadamente 45 minutos de simulação em um microcomputador Pentium IV, com velocidade de 2,8 GHz e com 480 MB de RAM. Tendo os pulsos de tensão uma duração de $T = 0,15$ ns.

6.1 RESPOSTA LINEAR

A FIGURA 6.2 mostra a resposta de pequenos sinais usando o modelo linear no método FETD e também as respostas de pequenos sinais para o método FETD [12] e do simulador HP-MDS apresentados em [20].

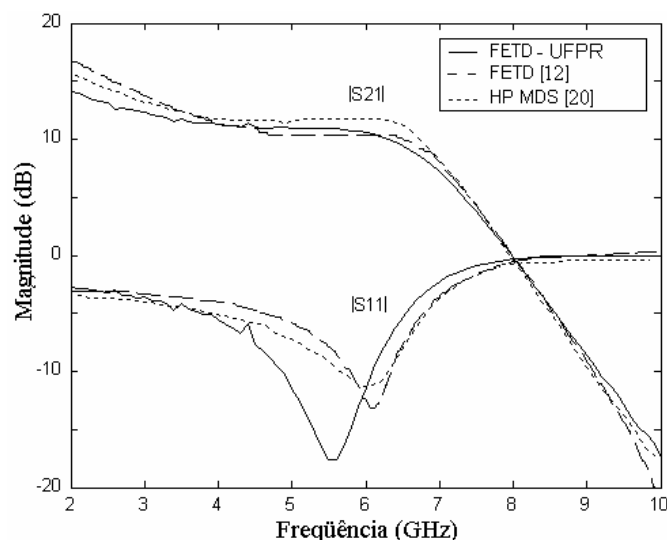


FIGURA 6.2 – Resposta de pequenos sinais do amplificador de microondas.

As diferenças existentes entre as simulações com o método FETD usado neste trabalho e as simulações com o método FETD apresentado em [12] e os resultado usando o simulador HP-MDS apresentados em [20] deve-se à forma de modelagem da via de aterramento do amplificador. Tanto em [12] como em [20] não estão claramente demonstradas as formas de aterramento utilizadas e por isso não foi possível simular exatamente a mesma estrutura.

A FIGURA 6.3 compara os resultados da análise de pequenos sinais obtidos com a modelagem do MESFET com frações parciais (modelo linear) com os

resultados obtidos pela modelagem do MESFET usando os pesos da rede neural artificial.

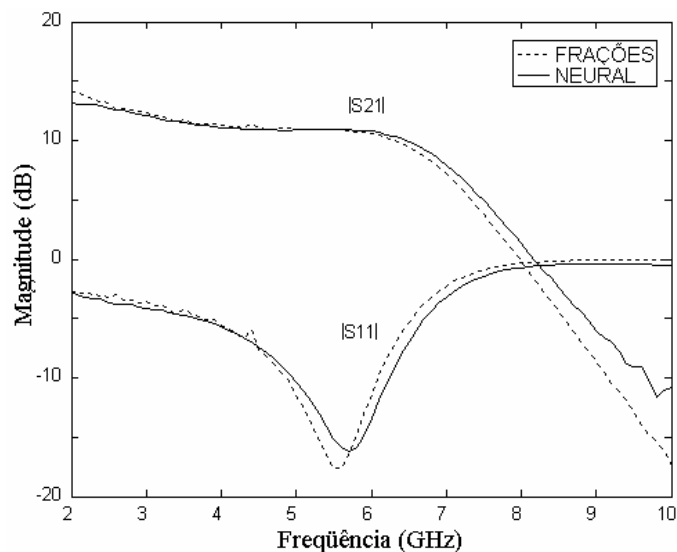


FIGURA 6.3 – Resposta de pequenos sinais do amplificador de microondas.

A resposta do modelo baseado na rede neural para o parâmetro S11 apresenta uma resposta coerente com a do modelo que utiliza frações parciais, porém, para o parâmetro S21 as respostas dos dois modelos são coerentes até aproximadamente a frequência de 7GHz. Nas frequências acima de 7GHz a resposta do modelo neural apresenta uma divergência crescente em relação ao modelo baseado nas séries de frações parciais, demonstrando que os dados usados no treinamento da rede neural não possuem informações suficientes sobre o comportamento do MESFET acima destas frequências.

6.2 RESPOSTA NÃO LINEAR

Na análise da resposta não linear foram aplicados na porta #1 do amplificador sinais senoidais com diferentes amplitudes e frequência de operação de 6GHz. A FIGURA 6.4 mostra a potência de saída P_{out} calculada a partir dos três primeiros

componentes da Série Trigonométrica de Fourier obtidos para a diferença de potencial senoidal observada na linha de transmissão entre a porta #2 e a porta #4, do amplificador em função da potência de entrada P_{in} , calculada de forma similar à P_{out} , do sinal senoidal aplicado na porta #1 do amplificador. Para validar o método proposto neste trabalho é mostrada também a resposta não linear obtida pelo método FDTD usado em [20].

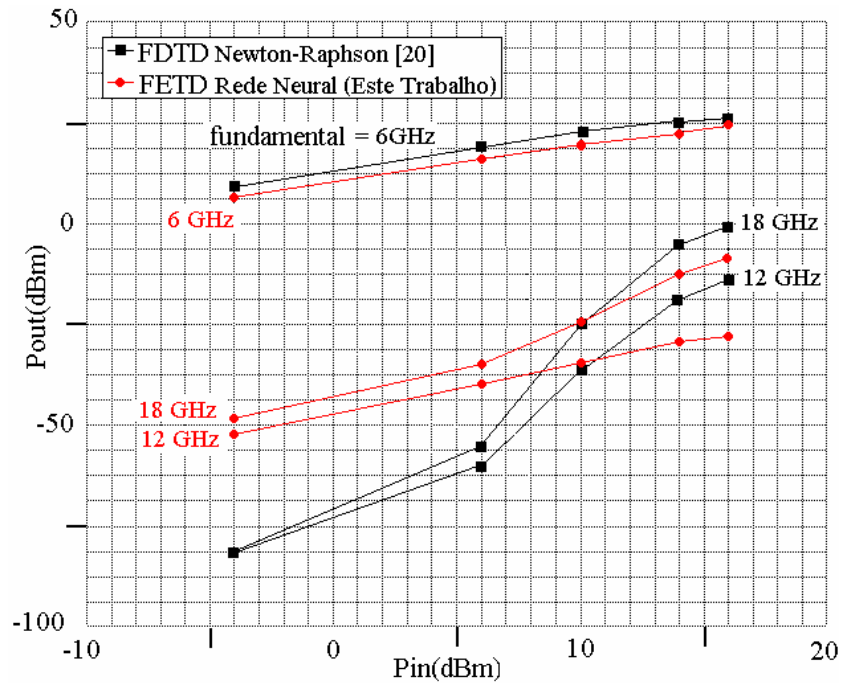


FIGURA 6.4 – Resposta do modelo não linear do MESFET incluído no método FETD

A presença da segunda e da terceira harmônica do sinal observado na porta #4 do amplificador com frequência fundamental de 6 GHz indicam uma distorção desse sinal. Claramente as distorções devido a não linearidade do modelo implementado através da rede neural artificial no método FETD não apresentam a mesma resposta de [20].

7 CONCLUSÃO

Dois modelos matemáticos de um quadripólo, no caso um MESFET, foram desenvolvidos nesta dissertação e incluídos no método numérico de análise eletromagnética FETD [14].

O primeiro modelo correspondendo às características do MESFET operando próximo ao seu ponto de polarização e o segundo modelo contendo as características do MESFET da sua região de saturação.

A instabilidade do modelo linear devido à presença de pólos no SPLD foi contornada sem grandes alterações na aproximação pelas séries de frações parciais.

O modelo linear apresentou uma boa resposta tanto na simulação do MESFET operando em uma linha de transmissão do tipo *microstrip*, quanto na simulação do MESFET operando em um amplificador de microondas, como pode ser observado através das comparações feitas com o circuito equivalente para o MESFET operando em uma linha *microstrip* simulado no *software* EWB e as comparações realizadas com os resultados da simulação do amplificador apresentados em [12] e [20].

O modelo não linear desenvolvido a partir de uma rede neural artificial não obteve resultados semelhantes aos obtidos com a modelagem do MESFET usando o método de Newton-Raphson apresentados em [12] e [20]. Isto se deve ao fato da estrutura do modelo não linear proposto não possuir as condições para treinar uma rede neural artificial de forma genérica, uma vez que a primeira parte do modelo possui somente funções de transferência lineares e uma realimentação responsável pela modelagem do comportamento em frequência. Isso é um limitante para o modelo.

A função de transferência não linear presente na rede neural artificial é responsável pela modelagem do efeito não linear que gera as distorções em amplitude dos sinais. Assim, qualquer sinal com densidade espectral de frequências muito diferente da densidade do espectro de frequências do conjunto de treinamento da rede neural artificial gerará uma resposta não correspondente à esperada, apesar do treinamento da rede neural artificial ter alcançado um bom nível.

Dentro do trabalho inicialmente proposto os resultados foram alcançados. O componente ativo foi modelado com suas características lineares e não lineares e ambos foram incluídos no método FETD sem alterar a estabilidade numérica deste, apesar do modelo não linear necessitar de aprimoramentos.

A sugestão para trabalhos futuros é a reestruturação do modelo não linear de tal forma que uma modelagem genérica possa ser implementada.

REFERÊNCIAS

- [1] http://eesof.tm.agilent.com/products/design_flows/mmic/descriptio.html, consultado em 07/07/2007.
- [2] YEE, K.S.: **“Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell’s Equations in Isotropic Media”**, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [3] MADSEN, N.K.: **“Divergence Preserving Discrete Surface Integral Methods for Maxwell’s Curl Equations Using Non-orthogonal Unstructured Grids”**, Journal of Computational Physics, vol. 119, pp. 34 – 35, 1995.
- [4] GEDNEY, S. D.; LANSING, F. S. and RASCOE, D. L.: **“Full Wave Analysis of Microwave Monolithic Circuit Devices Using Generalized Yee Algorithm Based on Unstructured Grid”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 44, pp. 1393-1400, Aug. 1996.
- [5] LEE, R. L. and MADSEN, N.K.: **“A Mixed Finite Element Formulation for Maxwell’s Equations in the Time Domain”**, Journal of Computational Physics, vol. 88, no. 2, pp. 284 – 304, 1990.
- [6] MONK, P. B.: **“A Mixed Method for Approximating Maxwell’s Equations”**, SIAM J. Numerical Analysis, vol. 28, pp. 1610-1634, Dec. 1991.
- [7] MAHADEVAN, K. and MITRA, R.: **“Radar Cross Section Computation of Inhomogeneous Scatters Using Edge Based Finite Element Methods in Frequency and Time Domain”**, Radio Sci., vol. 28, pp. 1181-1193, Dec. 1993.
- [8] LEE, J. F.: **“WETD - A Finite Element Time Domain Approach for Solving Maxwell’s Equations”**, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 4, pp.11-13, Jan. 1994.
- [9] TSAI, H.; WANG, Y; ITOH, T.: **“An Unconditionally Stable Extend (USE) Finite-Element Time-Domain Solution of Active Nonlinear Microwave Circuits Using Perfectly Matched Layers”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 2226-2232, Oct. 2002.
- [10] GEDNEY, S. D.: **“An Unconditionally Stable Finite-Element Time-Domain Solution of The Vector Wave equation”**, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, no10, pp.332-334, Oct. 1995.
- [11] ARTUZI JR, W. A.: **“An Unconditionally Stable FDTD Method Using Tetrahedralcells”** IMOC/SBMO, 2004.

- [12] CHANG, S. *et al.*: “**A Global Finite-Element Time-Domain Analysis of Active Nonlinear Microwave Circuits**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 2410-2416, Dec. 1999.
- [13] SUN, D. K.; LEE, J. F. and CENDES, Z.: “**The Transfinite Element Time Domain Method**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 2097-2104, Oct. 2003.
- [14] ARTUZI JR, W. A.: “**Improving the Newmark Time Integration Scheme in Finite Element Time Domain Methods**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, pp. 898-900, Nov. 2005.
- [15] WEBB, J. P.: “**Edge Elements and What They Can Do For You**”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, no. 2, March 1993.
- [16] TAFLOVE, A. and BRODWIN, M. E.: “**Numerical Solutions of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell’s equations**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, pp. 623-630, Ago. 1975.
- [17] OPPENHEIM, A. V. and SCHAFER, R. W.: “**Digital Signal Processing**”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1975.
- [18] PETRAVIC, G. K. and PETRAVIC, M.: “**A Program Generator for Incomplete Cholesky Conjugate Gradient (ICCG) Method with a Symmetrizing Preprocessor**”, Comput. Phys. Commun., vol. 22, pp. 33-48, Feb./Mar. 1981.
- [19] KUNZ, K. S. and LUEBBERS, R. J.: “**The Finite Difference time Domain Method for Electromagnetics**”, New York, CRC Press LLC, 1993.
- [20] KUO, C.; HOUSHMAND, B.; ITOH, T.: “**Full-Wave Analysis of Packaged Microwave Circuits With Active and Nonlinear Devices: An FDTD Approach**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, pp. 819-825, May 1997.
- [21] GARCÍA-LAMPÉREZ, A. *et al.*: “**Efficient Electromagnetic Optimization of Microwave Filters and Multiplexers Using Rational Models**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, pp. 508-521, Feb. 2004.
- [22] MA, K. *et al.*: “**Global Time-Domain Full-Wave Analysis of Microwave Circuits Involving Highly Nonlinear Phenomena and EMC Effects**”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 859-866, June 1999.

- [23] GOASGUEN, S.; EL-GHAZALY, S. M.: **“A Practical Large-Signal Global Modeling Simulation of a Microwave Amplifier Using Artificial Neural Network”**, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, pp. 273-275, July 2000.
- [24] XU, J. *et al.*: **“Neural- Based Dynamic Modeling of Nonlinear Microwave Circuits”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 2769-2780, Dec. 2002.
- [25] WOOD, J.; ROOT, D. E.; TUFILLARO, N. B.: **“A Behavioral Modeling Approach to Nonlinear Model-Order Reduction for RF/Microwave ICs and Systems”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, pp. 2274-2283, Sept. 2004.
- [26] BANDLER, J. W. *et al.*: **“Neuromodeling of Microwave Circuits Exploiting Space-Mapping Technology”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 2417-2427, Dec. 1999.
- [27] FANG, Y. *et al.*: **“A New Macromodeling Approach for Nonlinear Microwave Circuits Based on Recurrent Neural Networks”**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 2335-2344, Dec. 2000.
- [28] LUDWIG, R. And BRETCHKO, P.: **RF Circuit Design – Theory and Applications**, Prentice Hall, pp. 382, 2000.
- [29] DEMUTH, H; BEALE, M. and HAGAN, M.: **“Neural Network Toolbox 5 – User’s Guide”**, The MathWorks, 2007.
- [30] ARTUZI JR, W. A.: **“Scattering Parameter Calculation by FDTD Method Using Imperfect Absorbing Boundary Conditions”**. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, pp-35-38, 1996.
- [31] SARKAR, T. K; PEREIRA, O.: **“Using the Matrix Pencil Method to Estimate the Parameters of a Sum of Complex Exponentials”**, IEEE Antennas and Propagat. Magazine, vol. 37, pp. 48-50, Feb. 1995.
- [32] HAMMERSTROM, D.: **“Working With Neural Networks”**, IEEE Spectrum, July 1993.